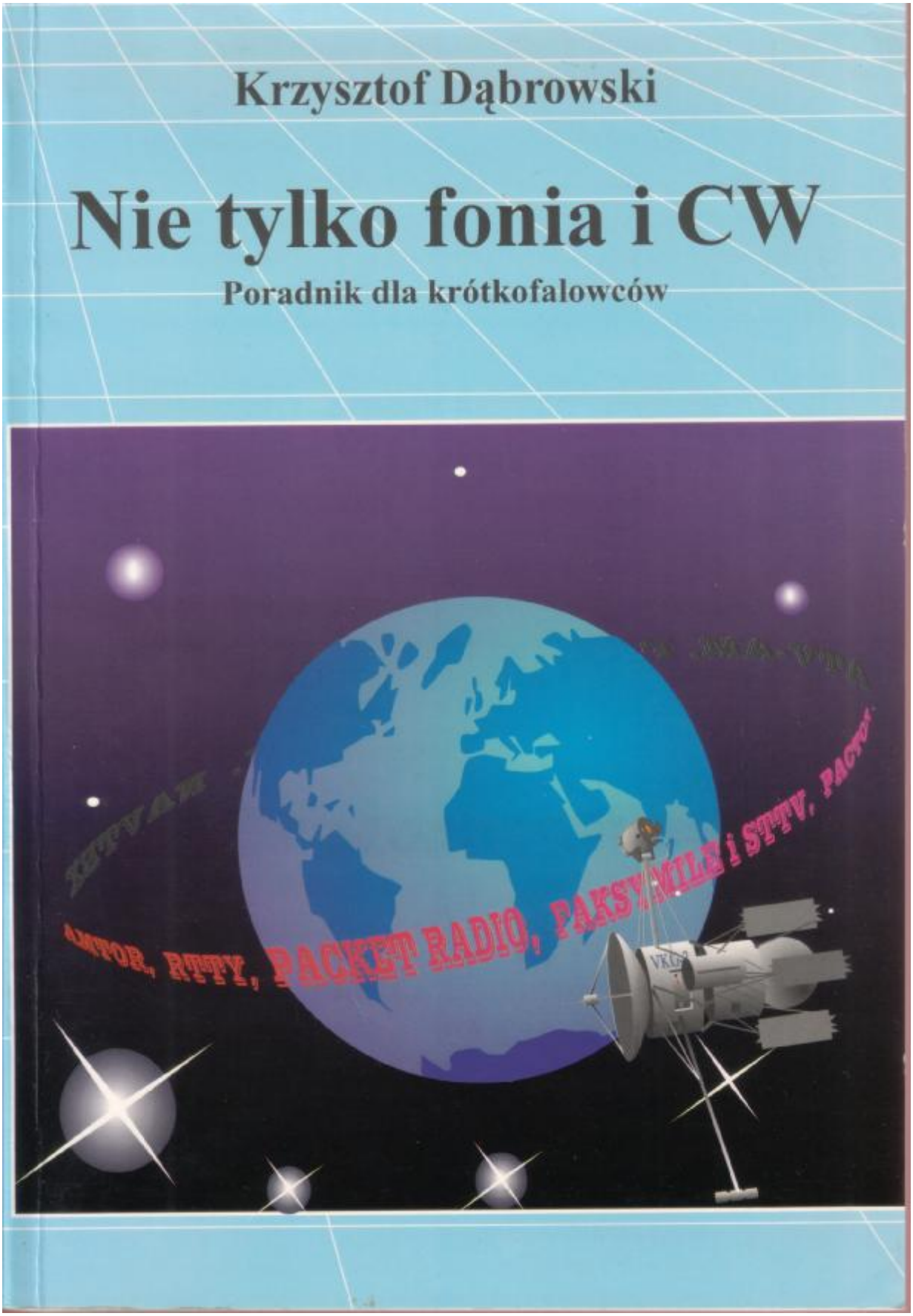

Krzysztof Dąbrowski
Nie tylko fonia i CW
Poradnik dla krótkofalowców

Nie tylko fonia i CW

Przedmowa do wydania 1
Przedmowa do wydania 2

---

1. Transmisje cyfrowe
1.1. Sygnały cyfrowe
1.2. Rodzaje transmisji
1.3. Parametry transmisji
1.4. Złącze szeregowe
1.5. Błędy transmisji
1.6. Protokóły transmisji
1.7. Model ISO
1.8. Systemy modulacji
1.8.1. Modulacja podnośnej akustycznej
1.8.2. Modulacja sygnału w.cz.

---

2. Telegrafia dalekopisowa – RTTY
2.1. Podstawy
2.2. Modem
2.2.1. Spis części
2.3. Programy nadawczo/odbiorcze
2.4. Kontrolery RTTY
2.4.1. Zestaw rozkazów kontrolera PK-232
2.5. Emisja PSK31
2.5.1. Automatyczny przełącznik N-O
2.5.1.1. Spis części
2.6. Odbiór stacji profesjonalnych

---

3. System pakiet radio
3.1. Protokół AX.25
3.1.1. Protokół DAMA
3.1.1.1. Parametry kontrolerów TNC dla współpracy z węzłami DAMA
3.2. Sieć pakiet radio
3.2.1. Przekaźniki cyfrowe
3.2.2. Stacje węzłowe
3.2.2.1. Zestawy rozkazów niektórych stacji węzłowych
3.2.2.2. Przykładowe połączenie z węzłem
3.2.3. Skrzynki elektroniczne
3.2.3.1. Skrzynki Packet-Cluster
3.2.3.2. Zestawy rozkazów niektórych systemów skrzynek
3.2.3.3. Adresy hierarchiczne
3.2.3.4. Przykładowe połączenie ze skrzynką
3.3. Planowanie i struktura sieci
3.3.1. Rozmieszczenie stacji i przydział częstotliwości
3.3.2. Łącza między węzłami

3.3.3. Systemy oprogramowania
3.3.4. Znaki wywoławcze
3.3.5. Skrzynki elektroniczne i stacje specjalne
3.4. Kontrolery TNC
3.4.1. Konstrukcja i właściwości kontrolerów TNC
3.4.2. Oprogramowanie kontrolerów
3.4.3. Obsługa kontrolera TNC2
3.4.4. Połączenie kontrolera z komputerem
3.4.5. Połączenie kontrolera z radiostacją
3.4.5.1. Przełączanie nadawanie-odbiór
3.4.5.2. Wyjście głośnikowe
3.4.5.3. Blokada szumów
3.4.5.4. Sygnał wyjściowy modemu
3.4.6. Kontrolery TNC3
3.4.7. Rozwiązania fabryczne kontrolerów TNC
3.5. Programy nadawczo-odbiorcze
3.5.1. Opisy popularnych programów pakiet radio
3.6. Modem BayCom
3.6.1. Opis układu
3.6.2. Spis części
3.6.3. Uruchomienie i strojenie
3.6.4. Cyfrowa blokada szumów modemu BayCom
3.6.5. Spis części
3.7. Cyfrowe blokady szumów
3.7.1. Blokada szumów na obwodzie XR2211
3.7.1.1. Spis części
3.7.2. Układ z pomiarem częstotliwości
3.7.2.1. Spis części
3.8. Połączenie dwóch kontrolerów z radiostacją
3.8.1. Spis części

---

4. Protokóły TCP/IP
4.1. Informacje ogólne
4.2. Zasady działania
4.2.1. Adresy internetowe (IP)
4.2.1.1. Lista adresów IP
4.3. Protokóły TCP/IP w praktyce krótkofalarskiej
4.3.1. Instalacja i zbiór rozkazów pakietu TCP/IP (NOS)
4.3.1.1. Modemy i kontrolery TNC
4.3.1.2. Instalacja i główne zbiory
4.3.1.3. Wywołanie NOS
4.3.1.4. Połączenie (sesja) AX.25
4.3.1.5. Połączenie stacji AX.25 ze stacją TCP
4.3.1.6. Sesja Telnet
4.3.1.7. Sesja Ping
4.3.1.8. Sesja FTP
4.3.1.9. Meldunki w trakcie sesji
4.3.1.10. Diagnoza błędów
4.3.1.11. Wizyta w skrzynce NOS
4.3.1.12. Spis rozkazów stacji NOS
4.3.1.13. Lista rozkazów NOS

4.3.2. Protokół NET/ROM
4.3.3. Wykorzystanie stacji pakiet radio w dostępie do węzłów TCP/IP
4.3.4. Tabele tras łączności
4.3.4.1. Protokół AX.25
4.3.4.2. Protokół NET/ROM
4.3.4.3. Protokół IP
4.3.5. Sterownik AX25
4.3.6. Program BM
4.4. Tryb KISS
4.5. Zastosowanie przeglądarki internetowej
4.5.1. Uwagi wstępne
4.5.2. Niezbędne zbiory Flexnet
4.5.3. Instalacja PC/Flexnet
4.5.4. Plik wywoławczy Flexnet
4.5.5. Konfiguracja TCP/IP pod Windows 95
4.5.6. Sesja Ping pod Windows 95
4.5.7. Przeglądarki
4.5.8. Dalsze perspektywy

---

5. Większe szybkości transmisji
5.1. Podstawy teoretyczne
5.1.1. Porównanie systemów modulacji
5.2. Szybkość 2400 bit/s
5.2.1. Zasada pracy modemu z modulacją fazy
5.2.1.1. Spis części
5.2.2. Korzyści wynikające z zastosowania modulacji fazy i szybkości 2400 bit/s
5.3. Szybkość 9600 bit/s
5.3.1. Spis części modemu G3RUH
5.3.2. Spis części modemu OE5DXL
5.3.2.1. Wersja Atari
5.3.2.2. Wersja PC
5.3.3. Uwagi praktyczne odnośnie zastosowania modemów G3RUH
5.4. Szybkość 4800 bit/s
5.5. Szybkość 19200 bit/s
5.6. Szybkości 38,4 - 307,2 kbit/s
5.7. Szybkości rzędu 1 Mbit/s
5.8. Nadajnik dla szybkości przyszłościowych
5.9. Modem MSK/PSK dla szybkości 1200 bit/s
5.9.1. Spis części
5.10. Przegląd modemów
5.10.1. Rozwiązania modemów fabrycznych
5.10.2. Modemy satelitarne

---

6. Systemy ARQ/FEC
6.1. Emisja AMTOR
6.1.1. Tryb A (ARQ)
6.1.2. Tryb L (ARQ-L)
6.1.3. Tryb B (FEC)
6.1.4. Łączności
6.1.5. Przebieg połączenia
6.1.6. Porównanie z systemem pakiet radio

6.1.7. Kod AMTOR
6.2. Komunikaty w systemie NAVTEX
6.2.1. Odbiór stacji profesjonalnych
6.3. Profesjonalne systemy ARQ/FEC
6.4. System PACTOR
6.4.1. Przebieg połączenia
6.4.2. PACTOR-II
6.5. System G-TOR
6.6. System CLOVER
6.7. Kontrolery AMTOR
6.7.1. Zestaw rozkazów kontrolera PK-232
6.8. Kontrolery PACTOR
6.8.1. Zestaw rozkazów kontrolera PTC
6.9. Kontrolery G-TOR
6.10. Kontrolery CLOVER

---

7. Transmisja obrazów faksymile i SSTV
7.1. Emisja faksymile
7.2. Zasada działania
7.2.1. Wyposażenie stacji
7.2.2. Łączności amatorskie
7.2.3. Odbiór satelitów meteorologicznych
7.3. Konwertery i programy nadawczo/odbiorcze
7.3.1. JVFAX
7.3.2. Prosty program odbiorczy dla kontrolerów MFJ
7.4. Prosty konwerter nadawczo-odbiorczy faksymile
7.4.1. Spis części (układ 1a)
7.4.2. Spis części (układ 1b)
7.4.3. Spis części (układ 1c)
7.5. Konwerter satelitarny faksymile
7.5.1. Spis części
7.5.2. Przemiennik 137/144 MHz
7.5.3. Spis części
7.6. Odbiór stacji faksymile
7.7. Telewizja wąskopasmowa SSTV
7.8. Normy SSTV
7.8.1. Identyfikacja normy (kod VIS)
7.8.2. Przebiegi sygnałów niektórych norm SSTV
7.8.2.1. Normy czarno-białe
7.8.2.2. Normy Robot (kolor)
7.8.2.3. Normy Vraase SC-2
7.8.2.4. Normy Scottie
7.8.2.5. Normy Martin
7.9. Wyposażenie nadawczo-odbiorcze SSTV
7.9.1. Program Win95-SSTV
7.9.2. Automatyczny przełącznik N-O
7.9.2.1. Spis części

---

8. Techniki rozpraszania widma
8.1. Podstawy teoretyczne
8.2. Systemy

8.2.1. System z kluczowaniem fazy
8.2.2. System z kluczowaniem częstotliwości
8.2.3. Pozostałe systemy
8.3. Kody i synchronizacja
8.3.1. Generacja kodów
8.3.2. Synchronizacja
8.4. Zastosowania
8.5. Amatorska technika rozpraszania widma
8.5.1. Synchronizacja zewnętrzna
8.5.1.1. Synchronizacja za pomocą podnośnej koloru
8.5.1.2. Synchronizacja za pomocą impulsów odchylania ramki
8.5.1.3. Synchronizacja za pomocą sygnału długofalowego
8.5.1.4. Generator sygnału pseudolosowego
8.5.1.5. Modulator zrównoważony
8.5.2. Synchronizacja za pomocą nośnej
8.5.3. Transmisje cyfrowe
8.5.4. Synchronizacja za pomocą cyfrowej pętli fazowej
8.5.4.1. Spis części

---

9. Cyfrowa obróbka sygnałów
9.1. Zasady pracy
9.2. Procesory i układy logiczne
9.3. Przetworniki A-C i C-A oraz inne układy pomocnicze
9.4. Zasada działania niektórych układów
9.4.1. Algorytmy i ich realizacje
9.4.1.1. Obwody liniowe
9.4.1.2. Układy nieliniowe
9.5. Zastosowania w radio- i telekomunikacji
9.6. Fabryczne filtry cyfrowe
9.7. Zastosowania w technice amatorskiej

---

10. Telewizja amatorska z modulacją częstotliwości (FM)
10.1. Standardy TV
10.2. Zalety modulacji częstotliwości
10.3. System raportów
10.4. Układy odbiorcze
10.4.1. Odbiorniki satelitarne
10.4.2. Instalacja antenowa
10.4.3. Wtyk przejściowy z izolacją dla prądu stałego
10.4.4. Przedwzmacniacz tranzystorowy dla pasma 23 cm
10.4.4.1. Spis części
10.4.5. Gotowe moduły odbiorcze
10.4.6. Układy preemfazy i deemfazy
10.5. Nadajniki TV-FM
10.5.1. Nadajnik na pasmo 23 cm
10.5.1.1. Spis części
10.5.1.2. Konstrukcja i uruchomienie
10.5.1.3. Modyfikacja nadajnika do pracy w paśmie 13 cm
10.5.1.4. Spis części
10.5.2. Nadajnik na pasmo 13 cm
10.5.2.1. Spis części

10.5.3. Samowzbudny nadajnik małej mocy na pasmo 23 cm
10.5.3.1. Spis części
10.5.4. Wzmacniacz mocy na pasmo 23 cm
10.5.4.1. Spis części
10.5.5. Tranzystorowe wzmacniacze mocy na pasmo 23 cm
10.5.5.1. Spis części
10.5.6. Nadajnik na pasmo 10 GHz
10.5.6.1. Spis części
10.5.6.2. Konstrukcja i uruchomienie
10.5.7. Nadajnik z ceramicznym rezonatorem koncentrycznym
10.5.8. Modulator dźwięku
10.5.8.1. Spis części
10.5.9. Modulator wizji
10.5.9.1. Spis części
10.5.10. Moduły nadawcze
10.6. Przełączniki antenowe
10.6.1. Spis części
10.7. Telewizyjne stacje przekaźnikowe
10.8. Dalsze źródła informacji

---

11. Amatorska radioastronomia
11.1. Podstawy radioastronomii
11.1.1. Promieniowanie ciała doskonale czarnego
11.1.2. Pozostałe mechanizmy generacji
11.1.3. Wpływ ośrodka propagacji
11.2. Anteny odbiorcze
11.3. Odbiorniki
11.4. Zasada interferometru
11.5. Cele obserwacji
11.6. Obserwacje amatorskie
11.6.1. Obserwacje wstępne
11.6.2. Sprzęt amatorski
11.6.3. Dalsze kroki

---

12. Emisje koherentne
12.1. Telegrafia koherentna – CCW
12.1.1. Zasada pracy i zakres zastosowań
12.2. Układy nadawczo-odbiorcze
12.2.1. Generator podstawy czasu
12.2.1.1. Spis części
12.2.2. Synchronizacja klucza telegraficznego
12.2.2.1. Spis części
12.2.3. Nadajniki telegraficzne CCW
12.2.4. Odbiorniki telegrafii CCW
12.2.4.1. Spis części
12.3. Praktyka pracy

---

13. Modulacja jednowstęgowa o stałej amplitudzie
13.1. Układy z pętlą synchronizacji fazy
13.2. Układ z zastosowaniem kompresora w.cz.
13.2.1. Spis części

13.3. Zastosowania
13.3.1. Otrzymywanie sygnału akustycznego o stałej amplitudzie
13.3.2. Eksperymentalny nadajnik na pasmo 13 cm
13.3.2.1. Spis części
13.3.3. Nadajnik jednowstęgowy z modulacją FM
13.3.3.1. Spis części
13.3.4. Kompatybilna modulacja jednowstęgowa – CSSB

---

14. Amatorski system przywoławczy wg. standardu POCSAG
14.1. Standard POCSAG
14.2. Struktura komunikatu
14.3. Amatorskie systemy przywoławcze
14.4. Wyposażenie

Dodatek 1. Amatorska telewizja AM ATV-AM
D1. Nadajnik telewizyjny z formowaniemn sygnału na częstotliwości pośredniej
D1.1. Spis części
D1.2. Odbiornik telewizyjny
D1.3. Układy pomocnicze
D1.3.1. Wskaźnik siły odbioru
D1.3.1.1. Spis części
D1.3.2. Transmisja dźwięku dwukanałowego
D1.3.2.1. Spis części

Dodatek 2. Parametry podzespołów mikrofalowych

Dodatek 3. Moduły z diodą Gunna
D3.1. Nadajnik z fabrycznym modułem Gunna
D3.1.1. Spis części
D3.2. Antena tubowa

Literatura

NIE TYLKO FONIA I CW
PRZEDMOWA DO WYDANIA 1

W obecnym stanie techniki krótkofalarstwo nie ogranicza się jedynie do nawiązywania łączności fonicznych i telegraficznych. Coraz szerzej stosowane są i inne rodzaje emisji: emisje cyfrowe (dalekopisowe, pakiet radio, faksymile, SSTV) i transmisje telewizyjne. Niektóre z tych systemów są znane już od dłuższego czasu, jednak dopiero łatwa dostępność sprzętu komputerowego, przenośnych kamer i wideomagnetofonów umożliwiła szersze wykorzystanie tych systemów w praktyce amatorskiej.

Wbrew licznym obawom wciągnięcie się w te nowe techniki nie jest wcale trudne. Przedstawiam tu stosunkowo najprostsze możliwości uruchomienia stacji amatorskich pracujących tymi ciekawymi rodzajami emisji. Dla ułatwienia zrozumienia tej problematyki przez jak najszersze rzesze amatorów i krótkofalowców zrezygnowałem z przedstawienia skomplikowanych podstaw teoretycznych i wyprowadzania wzorów, a liczbę podanych wzorów ograniczyłem do niezbędnego minimum. Spośród wielu schematów urządzeń wybrałem najprostsze i sprawdzone w praktyce, niektóre z nich sam wypróbowałem. Podobną zasadą kierowałem się wybierając przedstawione programy i gotowe urządzenia fabryczne. Zamiast pełnego przeglądu możliwości i sprzętu starałem się podać w każdym z rozdziałów proste przepisy pozwalające na szybkie osiągnięcie rezultatów i udowodnienie, że to wszystko nie jest aż takie straszne. Mam nadzieję, że po osiągnięciu tego pierwszego stopnia wtajemniczenia wielu czytelników zechce pogłębiać swoją wiedzę i sięgnie do dalszej literatury. Jednym z ważniejszych celów krótkofalarstwa jest przecież rozpowszechnianie wiedzy technicznej, przydatnej w końcu nie tylko w zakresie hobby, ale także w życiu zawodowym.

Ze względu na częste zmiany w programach i pojawianie się nowych wersji w krótkich odstępach czasu zrezygnowałem z przytaczania pełnych list rozkazów i szczegółowych instrukcji obsługi. Ograniczyłem się jedynie do wymienienia najważniejszych z nich, występujących w większej liczbie programów i ich wersji. Zapoznanie się ze wszystkimi szczegółami wymaga więc przeczytania instrukcji. Gorąco zachęcam wszystkich do zapoznawania się z opisami posiadanych programów, ponieważ pozwoli to na uniknięcie wielu problemów, trudności i nieporozumień. Ze swojej strony postaram się w dalszym ciągu tłumaczyć opisy programów pochodzenia zagranicznego i rozpowszechniać je bezpośrednio w środowisku krótkofalarskim lub przez oddzielne publikacje.

Kolegów krótkofalowców chciałbym zachęcić do wypróbowania choćby tylko jednego z przedstawionych rodzajów emisji. Nikt z nas, ze względów czasowych, finansowych i innych nie może skorzystać z pełnej gamy możliwości oferowanych przez współczesne krótkofalarstwo, jednak już zajęcie się dwoma lub trzema dziedzinami może przyczynić się do znacznego rozszerzenia horyzontów technicznych i usunięcia uprzedzeń między poszczególnymi grupami zainteresowań.

Praktyka zachodnia wykazała, że te nowe rodzaje emisji, a zwłaszcza w ostatnim czasie system pakiet radio, przyczyniły się do znacznego wzrostu aktywności, co jest także istotne ze względu na obronę naszych pasm przed apetytami innych służb. Systemy szerokopasmowe jak telewizja, a zwłaszcza telewizja FM, także nadają się świetnie do obrony pasm amatorskich.

Ostatnie rozdziały przedstawiają przyszłościowe techniki, które dopiero za pewien czas wejdą szerzej w użycie w krótkofalarstwie. Jedną z takich technik jest cyfrowa obróbka

sygnałów (COS), która stosowana jest już nie tylko w urządzeniach profesjonalnych, ale i w sprzęcie powszechnego użytku (niektórych urządzeniach akustycznych, telefonach komórkowych itp.). W urządzeniach krótkofalarskich coraz częściej stosowane są cyfrowe syntezery częstotliwości (DDS) oraz cyfrowe filtry, modemy i kontrolery TNC (np. DSP-1232). Koniecznością staje się więc przynajmniej zrozumienie podstaw cyfrowej obróbki sygnałów.

Drugą bardzo ciekawą dziedziną są techniki rozpraszania widma. Do niedawna stosowane były one prawie wyłącznie w łącznościach wojskowych i kosmicznych, dlatego też mało jest informacji na ten temat, a jeszcze mniej przystępnej literatury. Mam nadzieję, że rozdział ten zainteresuje nie tylko krótkofalowców. W bardzo wielu wydawnictwach technika ta przedstawiana jest na połowie strony, a jedyną ilustracją jest schemat blokowy. Szczęśliwie krótkofalowcy amerykańscy uzyskali w latach osiemdziesiątych specjalne zezwolenia umożliwiające przeprowadzanie eksperymentów z rozpraszaniem widma. W wyniku tych eksperymentów zdobyli oni wiele doświadczeń i opracowali szereg schematów i urządzeń.

Osiągnięte rezultaty przedstawione są w wydawnictwie ARRL pt. "Spread Spectrum Sourcebook" skąd wybrałem kilka przytoczonych tu schematów i opisów. Dziedzina ta stanowi bardzo interesujące pole dla pionierskiej działalności krótkofalowców w wielu krajach (przynajmniej jeśli chodzi o zastosowania cywilne). O ile się orientuję, w żadnym z krajów europejskich nie wydano dotąd zezwoleń na eksperymenty z techniką rozpraszania widma. Ponieważ jednak pierwsze próby można przeprowadzić sprzęgając nadajnik z odbiornikiem za pomocą kabla koncentrycznego lub stosując nadajniki tak małej mocy, aby ich zasięg nie przekraczał rozmiarów mieszkania, starania o licencje eksperymentalne mogą odbywać się równolegle.

Rozdział poświęcony amatorskiej telewizji FM odbiega tematycznie od pozostałych, przedstawia bowiem technikę transmisji analogowej, a nie cyfrowej. Początkowo miała to być część więszego wydawnictwa poświęconego tematyce krótkofalarskiej, jak to jednak w życiu bywa, nie wszystko daje się zrealizować odrazu i w ten sposób powstał niniejsza książka. Nie chcę opóźniać ukazania się tego materiału i dlatego zdecydowałem się na jego umieszczenie już teraz. Ponieważ jednak myślą przewodnią tej publikacji jest przedstawienie nowoczesnych technik i rodzajów emisji nie widzę tu jakiejś nielogiczności. Podobnymi przesłankami kierowałem się poruszając problematykę radioastronomii.

Książkę tą dedykuję mojej żonie, Maryli.

Wiedeń, wrzesień 1993.

PRZEDMOWA DO WYDANIA 2

Od czasu ukazania się pierwszego wydania książki upłynęły już ponad 4 lata i rozwój techniki nie ominął emisji cyfrowych. Dokonano także znacznego postępu w dziedzinie komputrowej – obecne komputery są wielokrotnie szybsze, przeważnie wyposażone w więcej urządzeń dodatkowych j.np. płytki muzyczne, czytniki obrazów (skanery), wzrosły także pojemności pamięci roboczych i peryferyjnych. Pojawiły się nowe systemy operacyjne Windows 95 i 98, znacznie zyskał na popularności także system Linux. Na znaczeniu stracił natomiast dominujący w czasie powstawania pierwszego wydania system DOS.

Konieczne więc stało się przygotowanie nowego, rozszerzonego i uaktualnionego wydania książki – uwzględniającego powstałe od czasu pierwszego jej wydania programy i urządzenia pomocnicze a także możliwości oferowane przez nowe techniki np. internetowe.

Krótkofalarstwo znalazło się zresztą ostatnio w nowej, trudniejszej dla niego sytuacji. Rozwój telefonii komórkowej i Internetu oferuje z jednej strony nowe możliwości światowej komunikacji, przy których pozornie bledną osiągnięcia amatorskie a z drugiej strony komercjalizacja wielu dziedzin życia nie ominęła łączności i coraz więcej służb łączności zwraca swoje zainteresowanie w kierunku przyznanych nam pasm częstotliwości. Zarządy telekomunikacyjne kierują się w swojej działalności w coraz większym stopniu kategoriami zysku i sprzedaż dodatkowych pasm częstotliwości może być widziana jako możliwość osiągnięcia wyższych zysków. W jaki sposób możemy stawić czoła konkurencji i jednocześnie zyskać szerszą akceptację dla naszych potrzeb u osób postronnych i instytucji państwowych ?. W pierwszym rzędzie musimy sobie uświadomić różnicę między służbą amatorską i służbami komercyjnymi. Nie chodzi mi tutaj o powierzchowną różnicę kosztów połączeń czy wyposażenia, a o różnicę głębszą, widoczną dopiero po chwili zastanowienia. Abonenci usług komercyjnych są jedynie ich użytkownikami uiszczającymi wymagane opłaty i oczekującymi w miarę niezawodnego świadczenia tych usług. Nie mają i nie mogą oni mieć wpływu na stosowaną technikę i nie muszą się nawet zbytnio nią interesować. Krótkofalowcy natomiast zajmują się łącznością radiową m. in. z zamiłowania do techniki. Oznacza to, że nie tylko przeciętny poziom znajomości techniki jest wśród nas wyższy od średniego poziomu u abonentów usług komercyjnych ale także, że możemy być współtwórcami stosowanych przez nas rozwiązań technicznych. Możemy rozwijać i wypróbowywać nowe systemy łączności i urządzenia, które z wielu względów nie znajdują zainteresowania u komercyjnych usługodawców lub udowadniać przydatność i niezawodność systemów, których próby w dziedzinach komercyjnych są zbyt kosztowne lub zbyt ryzykowne.

Przykładów pionierskiej i twórczej roli krótkofalowców można by przytoczyć wiele, w tym miejscu ograniczę się tylko do kilku z nich:

- krótkofalowcy jako pierwsi stwierdzili i udowodnili w praktyce przydaność zakresów fal krótkich w łącznościach o zasięgu światowym i wykazali jak znikome moce są wystarczające do tego celu;

- służba amatorska udowodniła praktyczną przydatność i niezawodność modulacji jednowstęgowej (SSB) i jako pierwsza zastosowała ją na skalę światową;

- system łączności cyfrowej pakiet radio opracowany przez grupę krótkofalowców amerykańskich i kanadyjskich zaowocował nie tylko powstaniem światowej sieci amatorskiej ale znalazł również zastosowanie w niektórych komercyjnych lokalnych sieciach komputerowych a system z nim spokrewniony był wykorzystywany w łączności lądownika marsjańskiego "Sojourner" ze stacją orbitalną okrążającą Marsa;

- w zastosowaniach komercyjnych spotykane są systemy spokrewnione z systemem telewizji wąskopasmowej SSTV;

- dla potrzeb cyfrowej łączności w zakresach fal krótkich radioamatorzy opracowali system PACTOR; czas pokaże czy będzie on również stosowany w innych sieciach jak dotąd był on już wielokrotnie stosowany w czasie międzynarodowych akcji pomocy, w których uczestniczyli krótkofalowcy;
- dla potrzeb satelitarnych łączności cyfrowych przy użyciu stacji niewielkiej mocy opracowany został standard modulacji G3RUH;
- amatorskie łączności satelitarne wykazały jak nieznaczne moce nadawania i jak proste wyposażenie wystarcza do tego celu;
- sprzęt amatorski (nie tylko radiostacje ale i urządzenia dodatkowe jak kontrolery TNC i PTC) wykorzystywany jest częściowo przez międzynarodowe organizacje pomocy np. przez "Czerwony Krzyż" w trakcie akcji w oddalonych zakątkach świata; jednym z powodów jest niższa, w porównaniu ze sprzętem profesjonalnym cena urządzeń jednak jego wykorzystanie nastąpiło dopiero po udowodnieniu jego przydatności przez radioamatorów;

Zapoznawanie się z nowościami a tym bardziej nasza aktywna rola w dziedzinie rozwoju techniki oznacza podwyższanie poziomu naszej wiedzy i wykształcenia a także możliwości przekazania jej dalszym kręgom społeczeństwa (wystarczy wspomnieć tu np. o roli nauczycieli-krótkofalowców) i zwiększenia akceptacji techniki w społeczeństwie.

Wszystko to oznacza, że nie możemy ograniczyć naszych zainteresowań do ogólnie znanych i klasycznych technik łączności (np. telegrafii) a wprost przeciwnie musimy stale interesować się nowościami i korzystać przynajmniej z części z nich. W epoce Internetu i sieci komputerowych nie możemy ograniczyć się wyłącznie do łączności telegraficznych z ich b. ograniczoną ilością wymienianych informacji (przynajmniej w trakcie standardowych QSO, które stanowią zresztą znaczną większość) i nie możemy utrudniać dostępu młodzieży do pasm KF wymagając bezwzględnie znajomości telegrafii. Warunkiem przyciągnięcia młodzieży do naszego pięknego hobby jest pokazanie jej, że to wszystko co ją może fascynować j. np. sieci komputerowe, techniki internetowe czy multimedialne stanowi integralną część krótkofalarstwa i pozwala na twórcze "wyżycie się" przy możliwych do zaakceptowania nakładach finansowych.

Przytoczone argumenty nie powinny być błędnie zrozumiane jako walka z tradycją w ogólności i z telegrafią w szczególności, a mają jedynie wykazać, że w dzisiejszych czasach klasyczne i znane od dziesięcioleci metody łączności to nie wszystko i że odcinanie się od nowoczesności może kiedyś zagrozić istnieniu krótkofalarstwa.

Wracając do porównań stanu techniki krótkofalarskiej z komercyjną (jednym z takich porównań może być porównanie szybkości transmisji w sieci Internetu i w sieci pakiet radio) należy pamiętać o tym jak wiele osiągnięto w sieciach amatorskich stosunkowo niewielkim nakładem finansowym – niewielkim w porównaniu ze środkami zaangażowanymi w rozbudowę i utrzymanie sieci komercyjnych.

I na zakończenie jeszcze jedna uwaga. Po ukazaniu się pierwszego wydania zetknąłem się z opiniami, że książka jest trudna dla wielu czytelników. W obecnym wydaniu postarałem się o wprowadzenie dodatkowych wyjaśnień i zwróciłem większą uwagę na łatwość przyswojenia materiału.

Dobierając słownictwo i terminologię starałem się w jak najszerszym stopniu korzystać z istniejącej terminologii polskiej i nie ulegać rozpowszechnionej ostatnio modzie bezkrytycznego przyjmowania terminologii zagranicznej i wypierania przez nią polskich wyrażeń. Czasami byłem zmuszony wykazać w tej dziedzinie własną inwencję – być może nie wszystko mi się udało, ale "gdzie drwa rąbią tam wióry lecą..." a gdzie nie rąbią tam może być po prostu ... zimno.

Wiedeń, listopad 1998.

© Prawa autorskie Krzysztof Dąbrowski, OE1KDA.

Wyd. 1 Bogmar, Olsztyn 1994
Wyd. 2 Internetowe, marzec 1999
Reprint wyd. 2 – luty 2012

1. TRANSMISJE CYFROWE

Transmisja informacji w postaci cyfrowej nie jest zasadniczo nowością. W początkowym okresie, jeszcze przed rozpowszechnieniem się telefonu i radiowych łączności fonicznych stosowana była telegrafia Morse'a. Następnym, do dziś rozpowszechnionym systemem była transmisja dalekopisowa a także transmisja faksymile. Systemy łączności fonicznych rozwinęły się dopiero w nieco późniejszym okresie – częściowo wypierając lub ograniczając znaczenie obu wspomnianych systemów. Dopiero w ostatnim czasie w związku z rozpowszechnieniem się komputerów systemy łączności cyfrowych zyskują ponownie na znaczeniu. Z jednej strony opracowano nowsze i doskonalsze systemy łączności, z drugiej – techniki cyfrowe wkroczyły w dziedziny transmisji analogowych pozwalając na zastąpienie tradycyjnych metod generacji, filtracji i transmisji sygnałów przez ich cyfrowe przetwarzanie. Techniki te znane są jako cyfrowa obróbka sygnałów – COS. Cyfrowe metody transmisji pozwalają także na lepsze wykorzystanie widma częstotliwości i zwiększenie odporności transmisji na szumy i zakłócenia. Przykładem może tu być omówiona dalej transmisja z rozpraszaniem widma.

Komunikacja telegraficzna i dalekopisowa uległy w ostatnich czasach daleko idącym przemianom. W związku ze wzrostem ilości informacji wymienianych w sieciach komputerowych lub ogólnie za pośrednictwem komputerów zostały one wyposażone w mechanizmy wykrywania i korekcji błędów i przekłamań przez dodanie odpowiednich sum kontrolnych, kwitowanie i w miarę potrzeby powtarzanie błędnie odebranych bloków danych (systemy X.25, AX.25 – pakiet radio) lub zastosowanie odpowiednich alfabetów (systemy ARQ – SITOR, AMTOR).

Oprócz transmisji tekstów i danych coraz większego znaczenia nabiera również transmisja obrazów. Mogą być one przesyłane w postaci zbiorów danych (po ich odpowiednim przetworzeniu) lub bezpośrednio jako faksymile. Technika faksymile – również znana od dłuższego czasu – uległa znacznym przemianom dzięki wprowadzeniu komputerów. To samo dotyczy także amatorskiego systemu telewizji wąskopasmowej – SSTV. W miarę wzrostu szybkości przetwarzania i pojemności pamięci komputerów techniki cyfrowe wkroczą także w dziedzinę telewizji szerokopasmowej.

Wybór schematów i programów przedstawiony czytelnikowi w następnych rozdziałach zawiera przykłady spotykanych rozwiązań i ma stanowić pomoc dla własnej inwencji twórczej, względnie ułatwić orientację w wyborze gotowych produktów. Wszystkie wspomniane opisy i programy są ogólnie dostępne w literaturze i rozpowszechnione w środowiskach amatorskich. Ich komercyjne wykorzystanie może być jednak ograniczone prawami autorskimi lub patentowymi.

1.1. SYGNAŁY CYFROWE

W przeciwieństwie do techniki analogowej, w technice cyfrowej występują sygnały o jedynie dwóch poziomach logicznych i napięciowych: zero i jeden, co może przykładowo odpowiadać napięciom 0 V i 5 V. W układach komputerowych dane reprezentowane są za pomocą słów złożonych z 8, 16 lub 32 bitów i są przetwarzane równolegle tzn. wszystkie bity wchodzące w skład słowa są przetwarzane w tym samym momencie czasowym. Również przesyłanie danych na niewielkie odległości (np. z komputera do drukarki) odbywa się równolegle. Transmisja danych na większe odległości musi być jednak ze względów ekonomicznych i praktycznych dokonywana szeregowo tzn. bity wchodzące w skład słowa transmitowane są po kolei jeden po drugim. W emisji dalekopisowej w ko-

dzie Baudota (RTTY) nadawane są słowa pięciobitowe, w innych – ośmiobitowe, zwane bajtami lub oktetami.

Dla zapewnienia prawidłowej komunikacji konieczne jest ustalenie pewnych norm. Po pierwsze konieczne jest przypisanie literom alfabetu ustalonych ciągów zer i jedynek, czyli zdefiniowanie kodu. Najczęściej używanymi kodami są "Międzynarodowy Alfabet Telegraficzny Nr. 2", czyli kod Baudota, "Międzynarodowy Alfabet Telegraficzny Nr. 5" – kod ASCII oraz "Międzynarodowy kod telegraficzny CCITT Nr. 476" – kod AMTOR/SITOR. Poszczególne impulsy tworzące znak nazywane są bitami. Stanowią one jednocześnie podstawową jednostkę ilości przekazywanej informacji. Liczba bitów składających się na znak określa liczbę możliwych znaków zawartych w danym kodzie. Pięciobitowy kod Baudota składałby się więc z 32 znaków (2^5). Nie wystarcza to dla przedstawienia wszystkich liter alfabetu, cyfr i najważniejszych znaków przestankowych. Dlatego też zbiór znaków został podzielony na dwie grupy: grupę liter i grupę cyfr wraz ze znakami przestankowymi. Wybór grupy dokonywany jest za pomocą znaków przełączających. Efektywnie więc kod Baudota zawiera 62 znaki (2^6, minus powtarzające się znaki przełączające).

Znak w kodzie ASCII składa się z ośmiu bitów, z których siedem stanowi właściwy znak, natomiast ósmy może być wykorzystywany do kontroli przekłamań transmisji. Liczba możliwych znaków wynosi więc 128. Oprócz liter (dużych i małych), cyfr i znaków przestankowych występują tam specjalne znaki sterujące. W technice komputerowej stosowany jest też rozszerzony kod ASCII o długości ośmiu bitów pozwalający na przedstawienie dodatkowych 128 znaków, najczęściej znaków graficznych i znaków alfabetów narodowych (znaków diakrytycznych). Ta część zbioru ASCII jest znormalizowana na wiele różnych sposobów. Aktualne wersje systemów operacyjnych MS-DOS, Windows 3.1, Windows 95 i 98 pozwalają na instalację szeregu tablic, z których dla polskiego użytkownika najbardziej przydatne są tablice 852 i CP-1250 zawierające polskie litery. W zastosowaniach internetowych przyjęto natomiast standard ISO-8859-2.

Znak w kodzie AMTOR składa się wprawdzie z siedmiu bitów, ale w związku z przyjętym stałym stosunkiem zer do jedynek wynoszącym 3 : 4 liczba możliwych kombinacji wynosi 35, a zbiór znaków pokrywa się ze zbiorem kodu Baudota.

1.2. RODZAJE TRANSMISJI

Prawidłowy odbiór sygnałów cyfrowych wymaga aby stacja odbiorcza odczytywała stan sygnału w równomiernych odstępach czasu zależnych od przyjętej szybkości transmisji, a więc znajdowała się w synchroniźmie ze stacją nadawczą.

Jednym ze sposobów zapewnienia synchronizacji stacji odbiorczej przez stację nadawczą jest poprzedzenie każdego znaku specjalnym bitem startu, na zakończenie nadawana jest pewna liczba bitów stopu (jest to transmisja asynchroniczna start-stop). W kodzie Baudota znak stop ma długość 1,5 raza czasu trwania bitu informacyjnego, w kodzie ASCII – długość jednego lub dwóch bitów.

W systemach pakiet radio, AMTOR i PACTOR komunikacja odbywa się (mniej lub bardziej) synchronicznie, zbędne jest więc nadawanie bitów startu i stopu w każdym znaku, przy czym w systemie pakiet radio synchronizacja stacji odbiorczej dokonywana jest na początku pakietu i tylko jego zawartość transmitowana jest synchronicznie, natomiast komunikacja AMTOR i PACTOR jest w pełni synchroniczna (po zsynchronizowaniu się stacji na początku łączności pozostają one w synchroniźmie aż do jej zakończenia).

1.3. PARAMETRY TRANSMISJI

Jednym z najważniejszych parametrów transmisji jest szybkość wymiany danych w łączu. Dokładniej rzecz biorąc mamy tu do czynienia z dwiema wielkościami: szybkością modulacji wyrażaną w bodach i szybkością transmisji, której jednostką jest liczba bitów nadawanych w ciągu sekundy – bit/s (w literaturze angielskojęzycznej stosowane jest oznaczenie bps – *bit per second*). Pojęcia te i obie jednostki są niestety często mylone i dlatego różnica pomiędzy nimi wymaga dokładniejszego omówienia. W przypadku bezpośredniego połączenia komputerów (za pomocą łącza kablowego) transmisja w całym łączu odbywa się z jednakową szybkością – obie wpomniane powyżej wielkości przyjmują tą samą wartość liczbową. Dopiero rozważenie wpływu modemów włączanych w kanał transmisyjny pozwala na zauważenie różnic. Szybkość przepływu strumienia danych pomiędzy komputerem i modemem odpowiada w dalszym ciągu szybkości transmisji i wyraża się w bit/s, natomiast szybkość przepływu danych pomiędzy modemami odpowiada odwrotności czasu trwania najkrótszego elementu transmitowanego w tym odcinku łacza (stanu łącza), nazywana jest szybkością modulacji. Ogólnie wielkości te przyjmują różne wartości, powiązane ze sobą według następującego wzoru:

R [bit/sek] = V [bod] * logW / log2

gdzie R – szybkość transmisji, V – szybkość modulacji równa 1/T (T – czas trwania najkrótszego stanu czyli symbolu), a W – liczba stanów przyjmowanych przez sygnał w łączu.

W systemach modulacji, w których każdemu z poziomów logicznych odpowiada dokładnie jeden stan sygnału wyjściowego modemu (przykładowo przyporządkowanie tonów mark i space w transmisji FSK – RTTY) obie szybkości są równe sobie liczbowo. W systemach, w których każdy ze stanów przyporządkowany jest grupie bitów (przykładowo w wielostanowej modulacji fazy – PSK) szybkość modulacji jest mniejsza od szybkości transmisji. W systemie 4-stanowej modulacji fazy (W = 4) każdemu ze stanów odpowiada grupa dwóch bitów, a szybkość transmisji jest dwa razy większa od szybkości modulacji.

W radioamatorskich łacznościach dalekopisowych w kodzie Baudota najczęściej stosowane są szybkości modulacji 45,45 bodów (standard amerykański), 50 bodów (standard europejski), czasami także 75 i 100 bodów. W systemie AMTOR stosowana jest szybkość 100 bodów, a w systemie PACTOR 100 lub 200 bodów. Używana tu dwutonowa modulacja FSK powoduje, że szybkość transmisji jest równa liczbowo szybkości modulacji. W systemie CLOVER używanych jest równolegle więcej par tonów – szybkość modulacji jest więc odpowiednio niższa.

W łącznościach w kodzie ASCII używane są szybkości transmisji: 110, 150, 300, 600, 1200, 2400, 4800, 9600 i 19200 bit/s, z tego w łącznościach amatorskich w systemie pakiet radio najczęściej występują szybkości 300 (KF), 1200, 2400, 9600, 19200 bit/s (UKF), 38,4 kbit/s, 56 kbit/s, 78,8 kbit/s, 115,3 kbit/s i 1,2 Mbit/s (w zakresach mikrofalowych), a w łącznościach dalekopisowych – 110 bit/s. W tym przypadku podaję używane szybkości transmisji ze względu na zastosowanie różnych systemów modulacji.

1.4. ZŁĄCZE SZEREGOWE

Znormalizowana musi być również elektryczna reprezentacja poziomów logicznych zero i jeden, używane wtyki i znaczenie poszczególnych kontaktów we wtykach. W technice dalekopisowej poziom jedynki logicznej – znaku – (określanej również angielską nazwą *mark*) odpowiada przepływowi prądu o natężeniu ok. 20 mA, zeru – odstępowi – (ang. *space*) – przerwa w przepływie prądu. Znana z techniki komputerowej norma RS-

232C definiuje napięcie odpowiadające poziomowi "mark" jako leżące w zakresie -25 do -3 V, a "space" - od +3 do +25 V. Norma RS-232C definiuje też sygnały występujące na wtyku i ich przypisanie do poszczególnych nóżek (kontaktów). Oprócz podstawowych sygnałów przenoszących informację nadawaną i odbieraną występują inne, których zadaniem jest sterowanie przebiegiem transmisji danych pomiędzy komputerami lub komputerem i urządzeniem peryferyjnym (modemem). Dla uproszczenia omówię tutaj tylko najważniejsze z nich. Sygnał RTS (nóżka 4 na wtyku 25-nóżkowym komputera, 7 na 9-nóżkowym) sygnalizuje rozpoczęcie nadawania danych przez komputer (jest to swego rodzaju przełączanie nadawanie-odbiór), w stanie aktywnym na wyjściu występuje napięcie +12V, to samo dotyczy dalszych sygnałów sterujących. Gotowość modemu (kontrolera TNC dla pakiet radio) do odbioru danych sygnalizowana jest za pomocą sygnału CTS (odpowiednio nóżki 5 lub 8). Przełączając poziom sygnału CTS na -12V modem lub kontroler TNC może więc wstrzymać transmisję danych z komputera np. w momencie wypełnienia bufora odbiorczego. Sygnał DSR (inna nazwa: modem ready, MR) informuje komputer lub terminal o włączeniu modemu, jest on często połączony z napięciem zasilania modemu (są to nóżki 6 w obu przypadkach). Sygnał DCD (nóżki 8 lub 1) informuje komputer o odebraniu podnośnej (danych), można go porównać z sygnalizacją stanu blokady szumów odbiornika FM. Jest on wykorzystywany przez wiele programów terminalowych przewidzianych do komunikacji telefonicznej. Gotowość do odbioru danych przez komputer sygnalizowana jest za pomocą sygnału DTR (nóżki 20 lub 4). Na nóżce 22 lub 9 (w zależności od rodzaju wtyku) występuje sygnał RI informujący o pojawieniu się sygnału dzwonienia. Jest on rzadziej wykorzystywany nawet w modemach telefonicznych i nie znajduje prawie wogóle zastosowania w praktyce amatorskiej. Czasami jest on wykorzystywany jako wejście danych (np. w starszych wersjach programu JVFAX). Niestety nie wszystkie, nawet znane, programy komunikacyjne pozwalają na korzystanie z sygnałów sterujących, tam gdzie to jest możliwe należy ich używać w celu zwiększenia niezawodności transmisji danych. Niektóre z amatorskich programów komunikacyjnych wykorzystują sygnały sterujące do zupełnie innych, własnych celów (są to przykładowo programy BayCom, TFPCX, JVFAX).

1.5. BŁĘDY TRANSMISJI

W trakcie transmisji większej ilości danych mogą wystąpić przekłamania spowodowane zakłóceniami. Konieczne są więc mechanizmy umożliwiające ich wykrycie, a w bardziej rozbudowanych systemach także korekcję.

Jednym z najprostszych sposobów jest ustalenie w znaku pewnej stałej liczby bitów o wartości jedynki. Przyjęta może być dowolna parzysta lub nieparzysta liczba jedynek albo też ich pewna stała liczba. Nadawane znaki uzupełniane są w miarę potrzeby dodatkowymi bitami o wartości jeden lub zero dla spełnienia przyjętego warunku. Bity uzupełniające noszą nazwę bitów parzystości (ang. *parity*). Znak w kodzie ASCII składa się w takim przypadku z 7 bitów użytkowych i ósmego bitu parzystości uzupełniającego znak tak aby zawierał on ustaloną (parzystą lub nieparzystą) liczbę jedynek. Sposób ten stosowany jest m.in. w transmisjach dalekopisowych ASCII. Odebranie znaku o niezgodnej z przyjętą liczbie jedynek oznacza, że uległ on przekłamaniu.

Drugi ze sposobów polega na przyjęciu stałego stosunku liczby zer do liczby jedynek w znaku, np. w kodzie AMTOR stosunek ten wynosi 3 : 4. Odebranie znaku o innym stosunku liczb zer i jedynek oznacza również wystąpienie przekłamania na trasie.

Dodanie jednego bitu uzupełniającego umożliwia wykrycie przekłamania jednego bitu lub nieparzystej liczby bitów w odbieranym słowie (bajcie, oktecie), parzysta liczba przekłamań nie zostaje wykryta. Nie wystaracza to również do automatycznej korekcji przekłamania. Bardziej złożone kody umożliwiają nie tylko wykrycie ale i automatyczną ko-

rekcję większej liczby przekłamań.

Pewniejszym sposobem wykrycia przekłamań transmisji jest obliczanie sumy kontrolnej. Nadawana informacja dzielona jest na bloki (pakiety, datagramy) o standardowej długości lub zakończone umownym znakiem (np. CR), ostatni bajt lub dwa w bloku zawiera sumę kontrolną wartości dwójkowych (szesnastkowych) znaków składających się na treść bloku. Suma obliczana jest na bieżąco w trakcie nadawania bloku i obcinana do pożądanej długości 8 lub 16 bitów (modulo 256 lub 65536). W niektórych systemach nadawane jest uzupełnienie dwójkowe tzn. wartość uzyskana po odjęciu obliczonej sumy od zera. Strona odbiorcza oblicza na bieżąco sumę wartości odebranych znaków. Suma ta porównywana jest następnie z odebraną (w przypadku nadawania uzupełnienia wystarczy dodawanie – wynik musi być równy zeru), nierówność obu sum sygnalizuje wystąpienie przekłamań transmisji. W praktyce zwykłe sumowanie wartości znaków nie zapewnia jeszcze dostatecznej pewności wykrycia przekłamań. Zmiana wartości parzystej liczby bitów może nie spowodować zmiany wartości sumy. Doskonalszą metodą jest obliczanie sumy kontrolnej za pomocą wielomianu 16-go rzędu. Jest on szeroko stosowany w transmisji danych na łączach kablowych i radiowych oraz między jednostkami centralnymi a pamięcią masową komputerów (twardymi dyskami, dyskietkami). Tak obliczana cykliczna suma kontrolna nazywana jest *Cyclic Redundancy Checkword* – w skrócie CRC.

1.6. PROTOKÓŁY

Rozpoznanie przekłamania w odebranym znaku lub bloku danych powoduje podjęcie przez stację odbiorczą z góry ustalonej reakcji. Intuicyjnie nasuwa się tu jako sposób reakcji zażądanie ponownego przesłania ostatnich danych – jest to sposób stosowany np. automatycznie w trakcie rozmowy telefonicznej, kiedy prosimy rozmówcę o powtórzenie. Stacja odbiorcza nadaje umowny blok danych (lub znak) oznaczający żądanie powtórzenia. Aby stacja nadawcza mogła stwierdzić, że pozostałe dane dotarły prawidłowo a nie zaginęły gdzieś po drodze bezbłędnie odebrane bloki danych mogą być kwitowane za pomocą innych umownych znaków lub bloków. Te i wszystkie inne sposoby reagowania na sytuacje występujące w trakcie transmisji danych regulują tzw. protokóły transmisji. Protokóły stosowane w łącznościach amatorskich są przedstawione szczegółowo w dalszych rozdziałach książki. W dużym uproszczeniu można porównać protokóły transmisji do kodeksu drogowego dla danych, z tą jedynie różnicą, że ich nieprzestrzeganie nie powoduje utraty prawa jazdy a jedynie utratę danych i w najlepszym wypadku przerwanie własnego połączenia a przeważnie także i zakłócenie łączności prowadzonych przez innych. W praktyce ze względu na stopień skomplikowania spraw mamy do czynienia z całą grupą kodeksów – protokółów – zamiast jednego uniwersalnego. Dla porządku konieczne jest też przyjęcie pewnej hierarchii protokółów.

1.7. MODEL ISO

Dla usystematyzowania trudnej materii komunikacyjnej został więc opracowany siedmiowarstwowy model ISO. Każda z warstw odpowiada pewnemu zespołowi zadań lub funkcji realizowanych w trakcie transmisji danych. Umożliwia to modularną konstrukcję programów komunikacyjnych oraz współpracę różnych programów i protokółów transmisji. Obrazowo można to przedstawić jako przekazywanie danych przez programy (protokóły) warstw wyższych warstwom niższym po stronie nadawczej lub odwrotnie u adresata. Znormalizowane są zadania wypełniane przez poszczególne warstwy i sposób ich współpracy, sposób wykonania zadania pozostaje dowolny i jest ukryty przed programami innych warstw. Można tu wysunąć dość luźną analogię do podziału funkcji między

wzmacniacz mocy nadajnika i antenę oraz znormalizowanego połączenia za pomocą kabla 50-omowego. W przypadku prawidłowej pracy obu członów energia w.cz. jest transmitowana niezależnie od konstrukcji wzmacniacza, typu anteny i zastosowanych po obu stronach obwodów dopasowujących. Przyjęty model pozwala na łatwą wymienialność poszczególnych części systemu (programów, protokółów) pod warunkiem przestrzegania zasad ich połączenia (sprzężenia). W podanej analogii możliwe jest przełączanie anten (np. o różnych charakterystykach kierunkowych) bez konieczności wymiany lub przestrajania nadajnika.

W modelu ISO warstwa pierwsza (najniższa) jest warstwą fizyczną, tzn. zajmującą się transmisją sygnału między korespondentami. Zajmuje się ona definicjami sygnałów elektrycznych, złączy, wtyków, zakresów częstotliwości pracy itp.

Warstwa druga jest warstwą transportu, w warunkach amatorskich odpowiadają jej przykładowo protokóły AX.25 (pakiet radio), AMTOR lub PACTOR. Warstwa trzecia (sieciowa) zajmuje się transmisją danych w sieci i wyszukiwaniem tras połaczeń. W komunikacji amatorskiej są to protokóły sieciowe NET/ROM, Flexnet lub IP (z grupy TCP/IP). Warstwy wyższe nie są w zastosowaniach amatorskich jeszcze dokładniej dopracowane. W grupie protokołów TCP/IP warstwie czwartej odpowiada protokół TCP zajmujący się przygotowaniem danych do wysyłki i podziałem ich na bloki (datagramy). Zadaniem warstw 5 - 7 jest współpraca programów z użytkownikiem, prezentacja danych itp. Odpowiadają im wyższe protokóły z grupy TCP/IP, np. protokóły TELNET, FTP czy HTTP.

1.8. SYSTEMY MODULACJI

1.8.1. MODULACJA PODNOŚNEJ AKUSTYCZNEJ

Sygnały występujące na złączu RS-232 lub impulsy prądowe na wyjściu dalekopisu zawierają składową stałą, nie mogą więc być bezpośrednio transmitowane przez urządzenia radiowe lub łącza telefoniczne. Konieczna jest zamiana ich na sygnały czysto zmienne, np. na tony akustyczne, które mogą być bez kłopotu transmitowane drogą radiową i telefoniczną. Zamiana sygnałów logicznych na odpowiadające im tony akustyczne następuje w tzw. modemie. Jest to skrót słów MOdulator-DEModulator, które wystarczająco dobrze opisują jego działanie. Teoretycznie można tu stosować dowolne ze znanych sposobów modulacji: amplitudy, częstotliwości lub fazy. Ze względu na swoje zalety stosowane są modulacje częstotliwości (FSK) i fazy (PSK). Są to modulacje impulsowe, a więc polegające na przełączaniu sygnału podnośnej w jeden z ograniczonej liczby (dyskretnych) stanów. W najprostszym przypadku w systemie modulacji FSK występuje para tonów przyporządkowanych poziomom logicznymi sygnału modulującego. Dewiacja częstotliwości odpowiada tu połowie przesuwu częstotliwości (odstępu pomiędzy częstotliwościami obu tonów). Podstawowa częstotliwość modulująca równa jest połowie szybkości modulacji. Zależność ta jest może w pierwszym momencie trudniejsza do zrozumienia, dlatego też wyjaśniam ją dokładniej. Sygnał cyfrowy składa się z ciągu impulsów o różnej długości np. jeśli kilka kolejnych bitów przyjmuje tą samą wartość. Maksymalną częstotliwość zmian sygnału uzyskuje się w przypadku następowania po sobie naprzemian bitów o wartościach jeden i zero. Sygnał przedstawia sobą wówczas w przybliżeniu falę prostokątną o okresie równym czasowi trwania dwóch bitów, a więc jej częstotliwość podstawowa równa jest połowie szybkości modulacji wyrażonej w bodach.

Pary tonów przyporządkowane sygnałom "mark" i "space" w modulacji FSK są również znormalizowane. W amatorskich łącznościach dalekopisowych RTTY najczęściej ton 1275 Hz przyporządkowany jest poziomowi "mark" a 1445 Hz, 1700 Hz lub 2125 Hz –

poziomowi "space". Daje to standardowe odstępy (ang. shift) odpowiednio 170, 425 i 850 Hz. Spotykane jest też odwrotne (ang. reverse) przyporządkowanie tonów. Stacje amerykańskie stosują inne zestawy częstotliwości: 2125 Hz – odpowiada poziomowi "mark" i odpowiednio 2295 Hz, 2550 Hz lub 2975 Hz – poziomowi "space". Niższy (europejski) zestaw tonów określany jest angielskim terminem "low-tone". Termin ten używany jest często w opisach modemów i kontrolerów emisji cyfrowych. Europejski zestaw tonów pozwala na korzystanie z filtrów p.cz. o szerokości pasma 2,4 kHz natomiast zestaw amerykański wymaga korzystania z filtrów o szerszych charakterystykach przenoszenia.

W łącznościach emisją pakiet radio stosowany jest m.in. standard BELL202: tony 1200 Hz i 2200 Hz, odstęp 1000 Hz (dla szybkości 1200 bit/sek). Rozróżnienie pomiędzy poziomami "mark" i "space" następuje w momentach zmian tonów bez stałego przyporządkowania ich obu wspomnianym wyżej wartościom. Na zakresach KF stosowana jest para tonów 1600/1800 Hz.

W systemach wielostanowej modulacji FSK stosowana jest większa liczba podnośnych przypisanych odpowiednio grupom bitów. Modulacja taka stosowana jest m. in. w systemie CLOVER.

Oprócz modulacji częstotliwości stosowana jest również modulacja fazy: zmiana poziomu sygnału cyfrowego powoduje tu skok fazy podnośnej. Często stosowana jest podnośna o częstotliwości 1800 Hz. Modulacja fazy używana jest najczęściej przy większych szybkościach transmisji (np. 2400 bit/s) w pasmach UKF. Faza podnośnej może przyjmować dwa, cztery lub więcej stanów. Przebieg sygnału dwustanowego (skok fazy 180 stopni – BPSK) jest identyczny z przebiegiem sygnału dwuwstęgowego AM z wytłumioną falą nośną – sygnału DSB (występującego m. in. na wyjściu modulatora zrównoważonego w układach SSB), również jego widmo jest identyczne z widmem sygnału DSB. Sygnał BPSK zajmuje więc przy danej szybkości transmisji pasmo węższe niż sygnał FSK. Wielofazowa modulacja PSK pozwala na dalsze zmniejszenie szerokości pasma lub równoległe przesyłanie wielu kanałów cyfrowych. Przy szybkości 2400 bit/s w amatorskich łącznościach pakiet radio stosowana jest czterostanowa modulacja fazy QPSK (zdefiniowana w normie V.26). Czterostanowa modulacja fazy pozwala na jednoczesne przekazanie wartości pary bitów ponieważ jak wiadomo para bitów może przyjmować 4 różne stany (2^2). Dalsze zwiększanie liczby stanów pozwala na jednoczesną transmisję zawartości większych grup bitów przy czym wymagana liczba stanów sygnału rośnie wykładniczo – dla jednoczesnej transmisji trójki bitów konieczne jest 8 stanów sygnału np. 8 położeń jego fazy lub 8 wartości amplitudy w przypadku modulacji amplitudowej.
W systemie PSK31 używana jest podnośna 1000 Hz kluczowana dwu- lub czterostanowo.

Modulację o większej liczbie stanów uzyskuje się za pomocą modulacji kombinowanej amplitudowo-fazowej tzw. modulacji kwadraturowej (QAM). Dwa sygnały podnośnej przesunięte względem siebie o 90 stopni (kwadraturowe) modulowane są amplitudowo, a sygnał wypadkowy przyjmuje szereg stanów o różnych amplitudach i fazach. Obecnie najczęściej stosowana jest modulacja 16- lub 32-stanowa (normy V.29 i V.32 z kodowaniem w kodzie Trellisa). Obie te normy są powszechnie wykorzystywane w łącznościach kablowych i powinny rozpowszechnić się w amatorskich łącznościach radiowych.

Zwiększanie liczby stanów sygnału powoduje, że przy stałej szybkości transmisji (szybkości zmian stanów), a więc i stałej szerokości kanału transmisyjnego możliwe jest zwiększenie szybkości modulacji czyli liczby bitów przekazywanych w jednostce czasu. Ta b. atrakcyjna możliwość ma jednak i swoją słabą stronę. Zwiększanie liczby dozwolonych stanów sygnału powoduje zmniejszenie odstępów między nimi. I tak np. pełny okres sygnału sinusoidalnego obejmuje 360 stp. Oznacza to, że w przypadku modulacji dwustanowej skok fazy wynosi 180 stp., w przypadku modulacji 4-stanowej - 90 stp., 8-stanowej - 45 stp. itd. Analogicznie dla modulacji amplitudy maksymalna amplituda sygnału musiałaby być podzielona odpowiednio na 2, 4, 8 itd. zakresów. Mniejsze odstępy między doz-

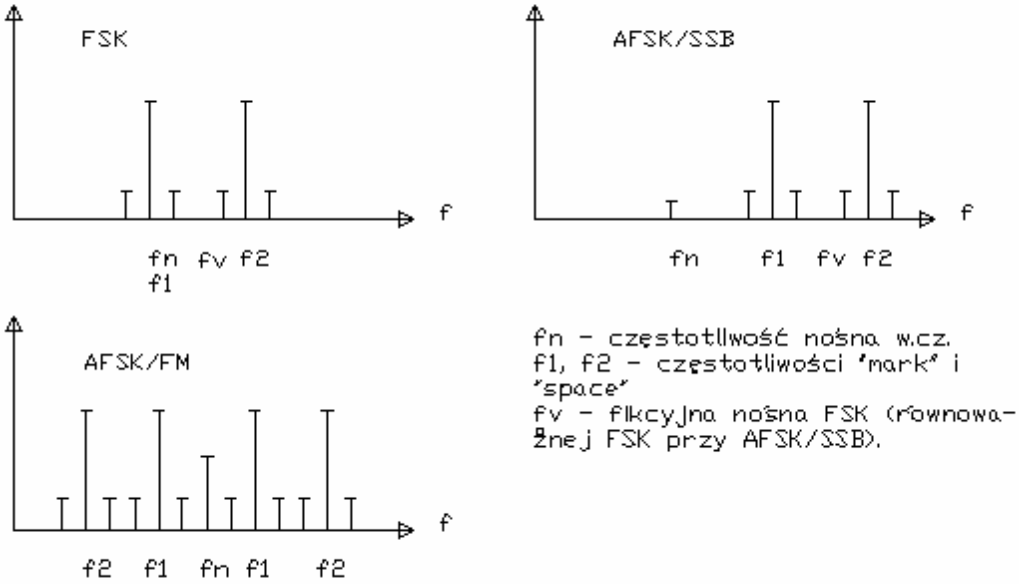
wolonymi stanami ułatwiają zafałszowanie sygnału w wyniku zakłóceń. Tak więc zwiększenie szybkości przekazywania danych bez powiększania szerokości kanału transmisyjnego wymaga zapewnienia coraz wyższego stosunku sygnału do szumu. W przyrodzie nie ma nic za darmo.

1.8.2. MODULACJA SYGNAŁU W.CZ.

Dla przesłania sygnału podnośnej drogą radiową konieczne jest zmodulowanie nim nośnej w.cz. W przeciwieństwie do cyfrowej modulacji zachodzącej w modemie, w nadajniku radiostacji mamy do czynienia z modulacją analogową. Sygnał w.cz. jest wypadkowo zmodulowany modulacją złożoną cyfrowo-analogową, a na wypadkowe właściwości toru transmisyjnego wywierają wpływ właściwości obu stadiów modulacji.

W zależności od sposobu doprowadzenia sygnału z modemu do nadajnika rozróżniamy modulację FSK i AFSK. Doprowadzając sygnał akustyczny do wejścia mikrofonowego nadajnika FM lub SSB otrzymujemy modulację AFSK (ang. *Audio Frequency Shift Keying*). Jest to sposób najprostszy i nie wymagający modyfikacji nadajnika (przy szybkościach nie przekraczających 1200/2400 bit/s). Kluczując częstotliwość generatora wzbudzającego nadajnika bezpośrednio sygnałem cyfrowym otrzymujemy modulację FSK (ang. Frequency Shift Keying). Wymaga ona przeważnie przeróbek nadajnika i dlatego jest rzadziej stosowana w praktyce amatorskiej. Nowsze modele radiostacji wyposażone są fabrycznie w wejście FSK. Widmo sygnału AFSK/FM odpowiada widmu modulacji FM.

Widmo czystej modulacji FSK w trakcie transmisji ciągu znaków składa się z widm dwu podnośnych (odpowiadających poziomom "mark" i space) kluczowanych amplitudowo, a stosunek sygnału do szumu na wyjściu jest w przypadku odbioru dwukanałowego o 3 dB wyższy niż dla kluczowania AM jednej podnośnej. Stosowany często w praktyce amatorskiej odbiór jednokanałowy sprowadza kluczowanie FSK do zwykłego kluczowania AM (ASK). W stanie spoczynkowym (transmisja dłuższego ciągu bitów stop) emitowana jest tylko nośna odpowiadająca częstotliwości dostrojenia nadajnika. Sygnał FSK może być też odbierany za pomocą odbiornika SSB po jego odstrojeniu o częstotliwość równą średniej obu tonów a więc 1700 Hz dla emisji pakiet radio lub 1900 Hz dla emisji faksymile/SSTV (stosowane są tam tony 1500 i 2300 Hz). Odebrany sygnał przetworzony jest (po zdudnieniu z generatorem lokalnym – ang. BFO) na sygnał AFSK i wymaga dalszej demodulacji w modemie. Widmo sygnału AFSK/SSB jest zbliżone do widma sygnału FSK z tą zasadniczą różnicą, iż położone jest po jednej stronie rzeczywistej (wytłumionej) nośnej w.cz. a jego oś symetrii (nie uwzględniając nośnej w.cz.) odpowiada średniej obu nadawanych tonów w czasie transmisji ciągu znaków, w stanie spoczynkowym emitowana jest częstotliwość różniąca się od nośnej w.cz. o wartość odpowiadającą sygnałowi "mark". Sygnał AFSK/SSB może być odbierany również za pomocą odbiornika FSK po uwzględnieniu różnicy ich widm przy dostrajaniu odbiornika. W praktyce amatorskiej nośna w.cz. jest stosunkowo silnie wytłumiona i dlatego może być pominięta. Przyporządkowanie tonów sygnałom "mark" i "space" – normalne lub odwrotne może być zmienione w zależności od dostrojenia odbiornika SSB do górnej lub dolnej wstęgi bocznej (ang. USB lub LSB).



Rys.1.1. Uproszczone widma modulacji FSK, AFSK/SSB i AFSK/FM

2. TELEGRAFIA DALEKOPISOWA – RTTY

2.1. PODSTAWY

Klasyczna emisja dalekopisowa jest emisją asynchroniczną start-stop. Oznacza to, że każdy ze znaków poprzedzony jest bitem startu, a jego zakończenie sygnalizowane jest jednym lub większą liczbą bitów stopu. Synchronizacja strony odbiorczej musi być zapewniona tylko przez czas trwania znaku, a odstępy między znakami mogą być dowolnie długie. Znaki nadawane są po kolei bez jakiegokolwiek grupowania w bloki czy dodatkowej informacji zarządzającej transmisją lub ułatwiającej wykrycie błędów i przekłamań. Brak jest więc jakiegokolwiek protokółu transmisji.

W kablowej transmisji dalekopisowej poziom jedynki logicznej, zwany "mark" odpowiadał przepływowi prądu o wartości ok. 20 mA, poziom zera logicznego ("space") – przerwie w obwodzie. Na rozpowszechnionym w technice komputerowej złączu szeregowym RS-232 sygnał "space" odpowiada napięciu +12V, a sygnał "mark" – -12V.
W przerwie między znakami nadawany jest sygnał "mark", co oznacza, że sygnalizacja początku znaku musi być dokonana za pomocą sygnału przeciwnego – "space". Po sygnale startu nadawana jest treść znaku w kolejności od najmłodszego (najmniej znaczącego, ang. LSB) bitu do najstarszego (najbardziej znaczącego, ang. MSB). Liczba bitów w znaku zależna jest od przyjętego alfabetu (kodu). W praktyce amatorskiej stosowane są:
- kod Baudota (alfabet telegraficzny nr. 2),
- kod ASCII (alfabet telegraficzny nr. 5).

W pierwszym przypadku długość znaku wynosi pięć bitów, a w drugim osiem, przy czym ósmy bit może być wykorzystany jako bit parzystości lub mieć wartość stałą. Na zakończenie nadawany jest sygnał stopu o wartości logicznej "mark" i długości półtora bitu w kodzie Baudota lub jednego bitu w kodzie ASCII. Ponieważ jest to transmisja asynchroniczna, długości sygnału stopu należy rozumieć jako długości minimalne (występujące np. w transmisji uprzednio przygotowanych tekstów lub zbiorów danych), a rzeczywiste odstępy między znakami mogą być dowolnie długie w zależności od szybkości pisania na klawiaturze w przypadku prowadzenia dialogu. Dodawanie bitów startu i stopu zwiększa długość znaków i powoduje zmniejszenie efektywnego wykorzystania kanału transmisyjnego, jednak zasadniczą zaletą transmisji asynchronicznej jest jej prostota.

Stosowanymi w praktyce krótkofalarskiej szybkościami transmisji są 45,45 bit/s (w USA) i 50 bit/s (w Europie i reszcie świata). Dla stosowanej najczęściej dwutonowej modulacji z przesuwem częstotliwości (FSK) odpowiada to szybkościom modulacji odpowiednio 45,45 i 50 bodów.

W amatorskich łącznościach RTTY stosowana jest modulacja AFSK, przy czym wartości "space" odpowiada częstotliwość 1275 Hz, a "mark" – w zależności od stosowanej dewiacji 1425, 1700 lub 2125 Hz. Dla zmniejszenia wpływu zakłóceń i zaników selektywnych na falach krótkich stosowany jest odstęp 850 Hz, natomiast w pasmach UKF – 170 Hz. Stacje komercyjne stosują często odstęp 425 Hz. Dopuszczalny przez regulaminy radiokomunikacyjne odstęp częstotliwości nie powinien przekraczać 900 Hz.

Dla amatorskich łączności dalekopisowych przewidziane są następujące podzakresy:

Zakres KF (kHz)	Zakres UKF (MHz)
3580 - 3620	144,500 - 144,990
7035 - 7045	145,300
10140 - 10150	431,525 - 432,000
14075 - 14099	432,500 - 432,800
18100 - 18110	433,300
21080 - 21120	433,600 - 434,575
24920 - 24930	439,125 - 440,000
28050 - 28150	

Podane granice podzakresów należy traktować jako orientacyjne. W pasmach UKF przyznane są też dodatkowo kanały dla stacji przekaźnikowych RTTY. W paśmie 2 m jest to kanał RT2 – 144,640/145,840 (MHz) i kanał skrośny RT1 – 432,595/144,595 (MHz), a w paśmie 70 cm kanały R66 – 430,950/438,550, R67 – 430,975/438,575, R68 – 431,000/438,600 i R69 – 431,025/438,625 (MHz). Kanały R66 – R69 przeznaczone są dla przekaźników multimedialnych tzn. mogą pracować w nich przekaźniki dalekopisowe, faksymile SSTV itp.

Emisję RTTY w zakresach UKF już prawie całkowicie wyparła emisja pakiet radio, dlatego też części podanych powyżej podzakresów wykorzystywane są przez stacje systemu pakiet radio. W podzakresach tych stosowane są także opisane dalej emisje AMTOR, PACTOR, CLOVER i G-TOR.

2.2. MODEM

Jednym z prostych rozwiązań modemu RTTY może być przedstawiony tu układ zawierający obwody XR2206 i LM567. Tor odbiorczy modemu dostrojony jest tylko do jednej z częstotliwości akustycznych. Odbiór jednotonowy odpowiadający odbiorowi fali kluczowanej amplitudowo, chociaż ma najgorsze charakterystyki szumowe w porównaniu z innymi metodami kluczowania i daje stosunkowo największe prawdopodobieństwo wystąpienia błędów odbioru jest jednak rozwiązaniem najprostszym i stosowanym nie tylko przez krótkofalowców. Jest on w praktyce wystarczający w zakresach UKF, a na falach krótkich bywa stosowany dla wyeliminowania wpływu zakłóceń lub zaników selektywnych.

Układ może być skonstruowany i uruchomiony przez przeciętnie wyposażonego i doświadczonego krótkofalowca. Może on być podłączony do dowolnego komputera wyposażonego w złącze RS-232 lub do komputera Commodore 64. Wykorzystywane są jedynie sygnały RXD, TXD i masa, a więc w tej samej kolejności nóżki 2, 3 i 5 na 9-nóżkowym wtyku RS-232 (3, 2 i 7 na wtyku 25-nóżkowym) lub wtyki C + B, M i N na wejściu "USER PORT" komputera Commodore 64. Ponieważ sygnały na złączu RS-232 mają pojaryzację odwróconą w stosunku do poziomów napięć TTL (jedynce logicznej odpowiada -12V), w układzie przewidziane są dodatkowe inwertery (obwód scalony 4011). W przypadku połączenia z komputerem Commodore 64 są one zbędne i mogą być pominięte.

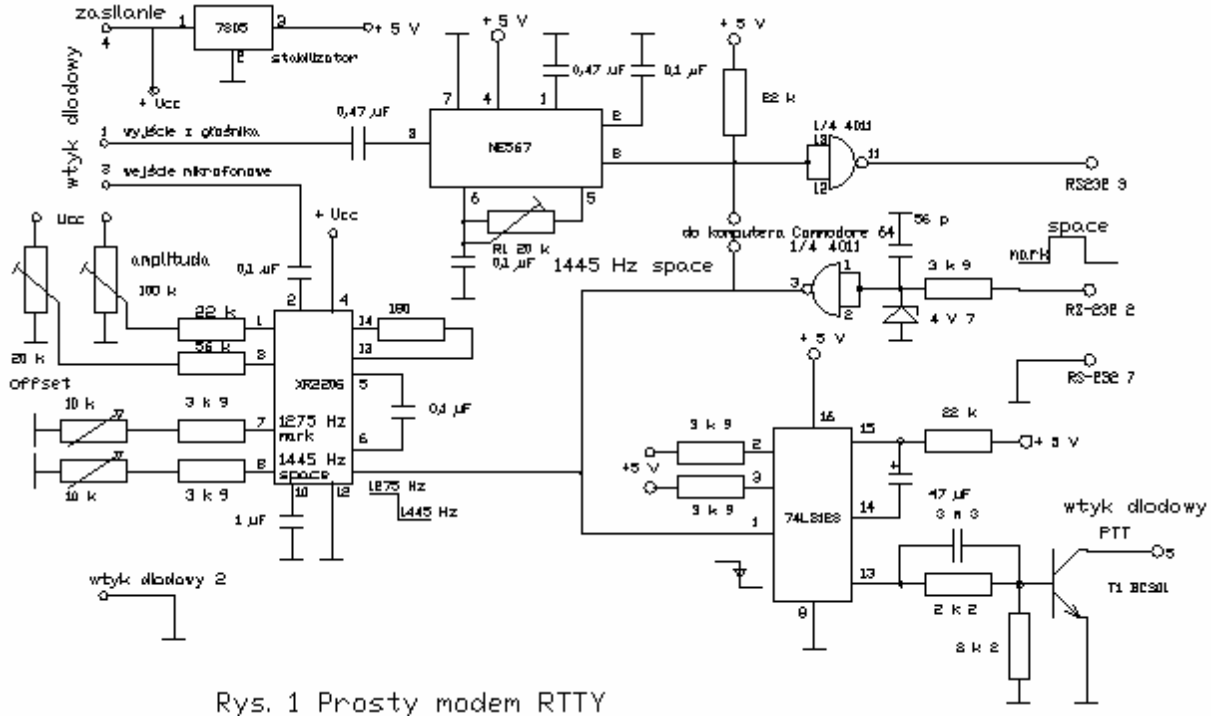
Obwód scalony XR2206 jest generatorem sygnałów sinusoidalnych, trójkątnych i prostokątnych pracującym w zakresie do 1 MHz bez potrzeby stosowania obwodów rezonansowych LC. Jest on wyposażony w wejścia umożliwiające modulację AM, FM i kluczowanie FSK sygnału wyjściowego. Sygnał wyjściowy wykazuje zniekształcenia

nieliniowe nie przekraczające 2%. Z tych powodów jest on stosowany dość szeroko w układach modemów i prostych generatorów sygnałowych. Zestrojenie części nadawczej modemu polega na ustawieniu wartości potencjometrów dołączonych do nóżek 7 i 8, tak aby uzyskać odpowiednio częstotliwości "mark" i "space" w zależności od poziomu logicznego sygnału wejściowego FSK na nóżce 9. Część odbiorcza zbudowana jest na bardzo popularnym układzie pętli synchronizacji fazowej (PLL) wyposażonym w detektor stanu synchronizacji – LM567. Odbiór tonu leżącego w paśmie przenoszenia (zakresie synchronizacji) pętli powoduje zmianę stanu wyjścia (8) z jedynki na zero logiczne. Maksymalna częstotliwość pracy obwodu dochodzi do 500 kHz. Zestrojenia układu odbiorczego najłatwiej dokonać podając na jego wejście sygnał o częstotliwości odpowiadającej poziomowi "space" i doprowadzając pętlę potencjometrem włączonym pomiędzy nóżki 5 i 6 do stanu synchronizacji. W modemach przeznaczonych do pracy z większymi szybkościami transmisji należy użyć obwodu scalonego XR2211.

Zmiana poziomu sygnału wejściowego z "mark" na "space" powoduje wyzwolenie (a następne zmiany – podtrzymanie) multiwibratora monostabilnego 74LS123, który przez tranzystor T1 włącza nadajnik (PTT). Stała czasu multiwibratora powinna wynosić kilka sekund, aby umożliwić operatorowi naciśnięcie następnego klawisza, nie za długo jednak, aby nie tracić początku relacji korespondenta. Jest to więc w zasadzie układ automatycznego przełączania (VOX), który może być wykorzystany i w modemach dla innych rodzajów emisji (np. SSTV/faksymile). Modem zasilany jest napięciem zewnętrznym doprowadzonym z radiostacji lub z oddzielnego zasilacza. Napięcie zasilające może wynosić 9 - 12 V, niewielkie jego zmiany nie mają istotnego wpływu na generowaną częstotliwość. Obwody logiczne i obwód PLL zasilane są napięciem stabilizowanym 5 V.

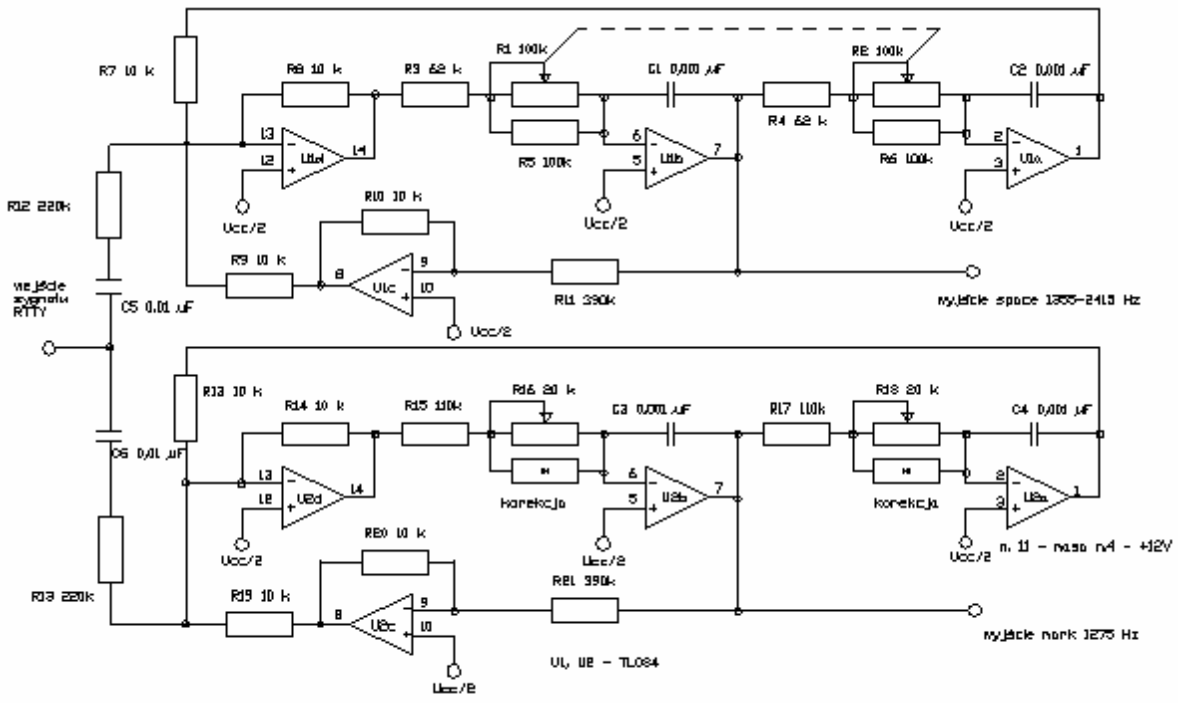
2.2.1. SPIS CZĘŚCI

Oporniki: 180, 2,2 k, 5 x 3,9 k, 8,2 k, 3 x 22 k, 56 k,
Potencjometry: 2 x 10 k, 2 x 20 k, 100 k,
Kondensatory: 56 pF, 3,3 nF, 3 x 0,1 mF, 3 x 0,1 mF, 2 x 0,47 mF, 1 mF, 47 mF,
Diody: dioda zenera 4,7 V,
Tranzystory: BC301 lub podobny,
Obwody scalone: XR2206, NE567, 4011, 74LS123, 7805,
Wtyczka mikrofonowa lub DIN (diodowa), wtyk RS-232,



Rys. 1 Prosty modem RTTY

Układy wyposażone w pętlę synchronizacji fazy pracują poprawnie tylko przy stosunkowo niewielkim poziomie zakłóceń, a więc np. w pasmach UKF. Na falach krótkich konieczne byłoby rozbudowanie układu o filtr aktywny na wejściu (rys. 2) lub użycie modemu filtrowego, a także wyposażenie radiostacji w odpowiednio wąskopasmowe filtry p.cz. i m.cz.



Rys.2.Uniwersalny filtr aktywny

Zamiast obwodu LM567 w torze odbiorczym można użyć dowolnego innego układu PLL np. XR2211 lub LM565. Wiele z rozpowszechnionych programów komunikacyjnych wykorzystuje sygnał RTS do przełączania nadawanie-odbiór. Zbędny staje się wówczas

układ multiwibratora (VOX).

Generator nadawczy może być także użyty (po odpowiednim przestrojeniu) w układach modemów pakiet radio, faksymile i SSTV. Obwód XR2206 może być zastąpiony obwodem ICL8038. Wymaga to jednak pewnych zmian w układzie.

2.3. PROGRAMY NADAWCZO/ODBIORCZE.

Do współpracy z modemem można użyć prostego programu komunikacyjnego. Podany poniżej przykładowy program napisany jest w języku BASIC dla komputera Commodore 64. Pomimo swojej prostoty i braku komfortu w obsłudze (w trakcie pracy nie można zmieniać parametrów transmisji) może on stanowić dobrą podstawę do własnych opracowań, zwłaszcza dla posiadaczy nietypowych komputerów, które nie mają gotowego oprogramowania. W nawiasach kwadratowych podałem oznaczenia klawiszy, których symbol graficzny byłby trudny do przedstawienia w druku, lub niejednoznaczny. Tekst nadawany wyświetlany jest w negatywie w odróżnieniu od odbieranego. Można to łatwo zmienić usuwając lub dodając w innym miejscu kombinacje [rvson] i [rvsoff]. Klawisz funkcyjny F1 wymusza przełączenie na odbiór liter, jest to ważne czasami w przypadku wystąpienia zakłóceń w odbiorze.

Użyte dalej w nawiasach kwadratowych skróty oznaczają:

```
clr.......    klawisze "shift" i "clr/home", wciśnięte jednocześnie
rvson         klawisze "ctrl" i "9", wciśnięte jednocześnie
rvsoff        klawisze "ctrl" i "0", wciśnięte jednocześnie
C=            klawisz "Commodore"
f1 - f8       klawisze funkcyjne
blk           klawisze CTRL i 1, wciśnięte jednocześnie
```

```
1       rem rtty trx v.3.11.84
2       rem K.Dąbrowski
10      print [clr] : rem kasowanie ekranu
20      close 1
30      open 1,2,0,chr$(1+96) + chr$(0+0+0)
31      rem 50 bodów, 5 bit, 1 stop, sygnały "handshake" wyłączone, parity 0
35      dim b$(63) : rem deklaracja tabeli konwersji
36      restore : for i = 0 to 63 : read b$(i) : next
40      rem inicjalizacja tabeli konwersji i złącza szeregowego
50      x = 0 : rem litery
60      get#1,c$ : if len(c$) <> 0 then gosub 80 : rem odbiór
70      get x$ : if x$ = "[f1]" then x = 0 : goto 60 : rem "f1" - wł.liter
71      if len(x$) <> 0 then gosub 1000 : rem tx
75      goto 60 : rem pętla główna
80      a = asc(c$) : if b$(a) = "CR" then print chr$(13) : return
90      p = pos(x) : if p = 40 then print : rem automatycznie nowa linia
100     if a = 27 then x = 32 : return : rem odebrane cyfry
110     if a = 31 then x = 0 : return : rem odebrane litery
120     print b$(a + x); : return
190     rem dane do konwersji ascii <-> baudot
200     data $,E,"",A," ",S,I,U,CR,D,R,J,N,F,C
210     data K,T,Z,L,W,H,Y,P,Q,O,B,G
220     data "",M,X,V,"","",3,"",-," ",',8,7,CR,$
230     data 4,*,",",!,":",(,5,"'"),2,"",6,0,1,9,?,&,""
240     data .,/,=,""
1000    if x$ = chr$(13) then 2000
1040    gosub 5000
1050    if n > 32 then 3000 : rem nadawanie cyfr i znaków przestankowych
1060    if n < 32 then 4000 : rem nadawanie liter
1100    print [rvson]"x$"[rvsoff]; : rem wyświetlanie
1110    print#1,chr$(n); : rem nadawanie
1130    return
```

```
2000    n = 2
2010    print#1,chr$(8); : rem nadanie znaków lf/cr po naciśnięciu "return"
2020    goto 1110
3000    if y = 1 then n = n - 32 : goto 1100
3010    y = 1 : n = n - 32 : print#1,chr$(27); : rem włączenie cyfr
3020    goto 1100
4000    if y = 2 then 1100
4010    y = 2 : print#1,chr$(31); : rem włączenie liter
4020    goto 1100
5000    for i = 0 to 63 : rem przeszukiwanie tabeli konwersji
5010    if x$ = b$(i) then n = i : i = 63 + 10
5020    next i
5030    return
```

W linii 30 podane są wartości inicjalizujące złącze szeregowe w postaci sumy dla łatwiejszej identyfikacji poszczególnych parametrów. Pierwsze słowo kontrolne składa się z trzech elementów określających szybkość transmisji, długość transmitowanego znaku oraz liczbę bitów stopu. Wartości te podaję poniżej w postaci dziesiętnej; czytelnicy znający system dwójkowy łatwo przeliczą je na pozycje poszczególnych bitów.

Szybkość transmisji:

```
wartość 1 odpowiada    50   bit/s,
        2              75   bit/s,
        3             110   bit/s,
        4             134,5 bit/s,
        5             150   bit/s,
        6             300   bit/s,
        7             600   bit/s,
        8            1200   bit/s,
        9            1800   bit/s,
       10            2400   bit/s.
Długość słowa:
wartość      0 odpowiada     8   bitom,
            32               7   bitom,
            64               6   bitom,
            96               5   bitom.
Liczba bitów stop:
wartość   0 odpowiada     1   bitowi,
        128              2   bitom.
```

Długość półtora bitu nie jest tu wogóle przewidziana, zastosowana długość jednego bitu okazała się w praktyce poprawna.

Drugie słowo kontrolne definiuje bit parzystości (ang. parity) i decyduje o włączeniu lub wyłączeniu sygnałów sterujących (ang. *handshake*).

```
Wartość    0 odpowiada wyłączeniu sterowania,
           1 odpowiada jego włączeniu,
           0 pełny dupleks,
          16 pół-dupleks,
Wartość    0 bit parzystości nieużywany,
          32 bit nieparzysty,
          64 parzysty,
         160 odpowiada poziomowi "mark",
         204 odpowiada poziomowi "space".
```

Pożądane parametry ustalane są przez zsumowanie odpowiednich wartości.

Program powyższy, napisany całkowicie w języku BASIC, można łatwo dopasować do innych komputerów po zmianie linii definiujących parametry złącza oraz odbierających i nadających znaki. Jest to przede wszystkim linia 30 i w miarę potrzeby rozkazy get#1 i print#1 w liniach 60, 1110, 2010 i 4010 oraz rozkaz close 1 w linii 20. Szczegółowe infor-

macje na temat obsługi złącza szeregowego powinny znaleźć się w instrukcji obsługi danego typu komputera i opisie stosowanego w nim dialektu języka BASIC. W dialektach BASICA i Turbo Basic dla komputerów klasy PC do ustalenia parametrów złącza szeregowego służy rozkaz OPEN "COM"..., do włączenia przerwania rozkaz COM(n), a początek podprogramu odbiorczego określa rozkaz ON COM(n) GOSUB ..., do wczytywania znaków z klawiatury rozkaz INKEY$ a do transmisji i odczytu znaków przez złącze rozkazy INPUT# i PRINT#. Po usunięciu tabeli konwersji (od linii 200) i podprogramu przeszukiwania (linie 3000, 4000, 5000) program ten może być wykorzystany do odbioru i nadawania znaków w kodzie ASCII, a więc również jako prosty program naśladujący terminal i współpracujący z kontrolerem TNC, AMTOR lub PACTOR.

Spośród wielu gotowych programów nadawczo-odbiorczych RTTY bardzo rozpowszechnione są programy HAMCOMM i SVFAX. Oba te programy pracują na komputerach klasy PC. Szczególnie interesującym jest program HAMCOMM, ponieważ wymaga on użycia bardzo prostego konwertera, a właściwie tylko komparatora, który może być także użyty do odbioru emisji faksymile i SSTV za pomocą programów JVFAX, GSH-PC, do odbioru komunitatów przywoławczych POCSAG, do podglądu emisji pakiet radio za pomocą programu PKTMON i innych. Schemat konwertera jest przedstawiony w rozdziale poświęconym emisji faksymile. Zarejestrowana wersja HAMCOMM pozwala także na odbiór emisji PACTOR. HAMCOMM może pracować także w oknie DOS systemu Windows. Program wyposażony jest we wskaźnik widma sygnału i wskaźniki dostrojenia. Obie wersje programu mogą być wykorzystane do pracy telegrafią. Innymi rozpowszechnionymi programami przeznaczonymi do pracy emisją RTTY są MIX, Radioraft i Intercom.

Rozpowszechnienie płytek muzycznych spowodowało opracowanie wielu programów, które wykorzystują je jako cyfrowy modem dla różnych rodzajów emisji. Dla emisji RTTY są to m. in. Blaster Teletype (BTL), RITTY – pracujący również w oknie DOS systemu Windows 95 i BITTY.

Program BTL zawiera rozbudowane filtry cyfrowe i wskaźnik dostrojenia. Podobnie jak w przypadku HAMCOMM użytkownik może korzystać z uprzednio przygotowanych tekstów i rejestrować na dysku przebieg łączności. BTL jest programem ogólnie dostępnym i jest rozpowszechniany m. in. w sieci Internetu. Program RITTY pozwala również na pracę emisją PACTOR.

2.4. KONTROLERY RTTY

Możliwość odbioru i nadawania emisji RTTY oferują wielofunkcyjne kontrolery pakiet radio, jak np. SP-232 (PK-232), MFJ-1278(T), TNC-24MKII, DSP-1232/2232/232 itd. Kontrolery te sprzedawane są przeważnie wraz z pasującym programem terminalowym, np. PC-PAKRATT, MFJ-1284, MFJ-1289 czy TASCOM, można tu jednak użyć dowolnego innego programu terminalowego: PROCOMM, PROCOMM PLUS, TELIX lub CROSSTALK.

Do droższych rozwiązań należą programy CODE3 holenderskiej firmy Hoka, programy firmy Bonito (oba sprzedawane są z odpowiednim konwerterem odbiorczym) i kontroler odbiorczy Wavecom. Pozwalają one jednak także na odbiór innych rodzajów emisji jak pakiet radio, AMTOR, SITOR, PACTOR i wielu profesjonalnych systemów ARQ.

2.4.1. ZESTAW ROZKAZÓW KONTROLERA PK-232

Dla ułatwienia obsługi podaję zestaw najważniejszych rozkazów i parametrów kontrolera PK-232 związanych z pracą emisjami BAUDOT i ASCII:

- AScii – wybór emisji ASCII,
- BAudot – wybór emisji RTTY z wykorzystaniem kodu Baudota,
- PAcket – powrót do pracy emisją pakiet radio,
- ABaud [n] – wybór szybkości transmisji ASCII,
- RBaud [n] – wybór szybkości transmisji w kodzie Baudota,
- RXRev [ON|OFF] – zmiana przyporządkowania odbieranych tonów do znaków "mark" i "space" w odbiorze, ON – przyporządkowanie odwrotne,
– TXRev [ON|OFF] – przyporządkowanie w torze nadawczym,
- WIDEshift [ON|OFF] – wybór dewiacji częstotliwości, ON – szeroka,
- AAb tekst – wprowadzenie tekstu informacyjnego, nadawanego w odpowiedzi na zapytanie WRU? (ang. who are you ?),
- WRU [ON|OFF] – włączenie (ON) lub wyłączenie (OFF) nadawania odpowiedzi,
- Letter – przełączenie na odbiór liter w kodzie Baudota,
- Nums – przełączenie na odbiór znaków,
- USO [ON|OFF] – automatyczne przełączanie na odbiór liter po wystąpieniu znaku odstępu (ang. *unshift on space*),
- DIDle [ON|OFF] – nadawanie znaków zero w przerwach transmisji, może ułatwiać korespondentowi prawidłowe dostrojenie stacji,
- EAS [ON|OFF] – włączenie echa lokalnego (powtarzania przez kontroler znaków otrzymywanych z komputera),
- Rcve – przełączenie na odbiór (CW, RTTY, FEC),
- Xmit – przejście na nadawanie,
- TXDelay [n] – czas opóźnienia w trakcie włączania nadajnika.

Parametry nieobowiązkowe podano w nawiasach kwadratowych, których nie należy oczywiście wpisywać, alternatywy rozdzielone są za pomocą pionowej kreski. W większości przypadków podanie rozkazu bez parametrów powoduje wyświetlenie poprzednio przypisanych wartości. Zakończeniem rozkazu jest znak RETURN. Rozkazy mogą być skrócone do części podanej dużymi literami.

2.5. EMISJA PSK31

W odróżnieniu od omówionego powyżej klasycznego i znanego od dawna rozwiązania używanego w łącznościach dalekopisowych w emisji PSK31 stosowane jest – jak sama nazwa sugeruje – kluczowanie fazy sygnału (ang. Phase Shift Keying) zamiast kluczowania częstotliwości. Stosowana jest podnośna akustyczna o częstotliwości 1000 Hz, która po doprowadzeniu do wejścia mikrofonowego moduluje nadajnik SSB. Jedną z zasadniczych zalet kluczowania fazy w stosunku do kluczowania częstotliwości jest jej większa odporność na wpływ szumów i zakłóceń, m.in. dzięki mniejszej szerokości pasma zajmowanego przez sygnał ale nie tylko.

Teoretycznie szerokość pasma sygnału kluczowanego fazowo może być równa szybkości transmisji i przykładowo dla szybkości 50 bit/s może wynosić tylko 50 Hz. W rzeczywistości pasmo zajmowane przez sygnał PSK jest zależne od kształtu sygnału kluczującego i w przypadku sygnału idealnie prostokątnego musiałoby być nieskończenie szerokie. W zależności od nachylenia zboczy impulsów kluczujących należy uwzględnić kilka najniższych harmonicznych co oznacza, że szerokość pasma jest kilkakrotnie wyższa od teoretycznie minimalnej. Występujące tutaj problemy są znane wszystkim, którzy zajmowali się sprawą formowania impulsów telegraficznych gdzie jak wiadomo impulsy o stromych zboczach powodują kluczowanie "twarde", stukające natomiast poprzez odpowiednie ukształtowanie impulsów można uzyskać kluczowanie "miękkie" i ograniczenie szerokości pasma sygnału CW.

W systemie PSK31 uzyskano szerokości pasma sygnału bliskie podanej powyżej war-

tości teoretycznej dzięki takiemu uformowaniu impulsów kluczujących aby miały one kształt kosinusoidy. Przyjęta tutaj szybkość transmisji 31 bit/s oznacza więc, że szerokość pasma sygnału PSK31 wynosi ok. 31 Hz. W jednym z rozwiązań szerokość pasma filtru odbiorczego wynosiła 62 Hz na poziomie -64 dB. Szerokości pasma są więc znacznie niższe niż np. w emisji PACTOR. Stosowane są dwa systemy kluczowania – kluczowanie dwufazowe BPSK i czterofazowe QPSK.

Transmisja z kluczowaniem fazy sygnału omówiona jest dokładniej w rozdziale poświęconym większym szybkościom w emisji pakiet radio.

Używany w systemie PSK31 alfabet zdefiniowany został w oparciu o zasadę spotykaną w definicjach alfabetu Morsa i kodowania w emisji PACTOR, a mianowicie znakom częściej występującym przypisane są krótsze kody a znakom rzadziej spotykanym – dłuższe. Tak opracowany kod przyczynia się do zwiększenia efektywnej szybkości transmisji w porównaniu z kodem złożonym z symboli o równej długości, a więc np. z kodem Baudota. Efektywna szybkość transmisji w systemie PSK31 zbliżona jest do szybkości osiąganej w emisji dalekopisowej, gdzie jak wiadomo przepływność wynosi 50 bit/s. Alfabet PSK31 obejmuje wszystkie 255 znaków ASCII.

Ponieważ system PSK31 został opracowany (w oparciu o koncept Pawła Jałochy SP9VRC) przez brytyjskiego krótkofalowca Petera Martineza G3PLX jako podstawę kodu przyjęto częstotliwości występowania głosek w języku angielskim. Peter Martinez jest również autorem systemu AMTOR.

Dodatkowe zwiększenie odporności na zakłócenia osiągnięto dzięki zastosowaniu kodu samokorygującego Viterbiego. W odróżnieniu od omówionych dalej systemów pakiet radio czy PACTOR brak jest tutaj jakiegokolwiek protokółu transmisji pozwalającego na automatyczne powtórzenie informacji błędnie odebranych – osiągane stopy błędów są więc wyższe niż w wymienionych systemach. Z tego względu jak i z powodu niższej szybkości transmisji system PSK31 przeznaczony jest głównie do komunikacji dialogowej, a nie do transmisji większych zbiorów danych, zwłaszcza danych w formie dwójkowej jak programy czy obrazy.

Sygnały PSK31 słyszane są najczęściej w pobliżu podanych poniżej częstotliwości (są to częstotliwości odpowiadające podnośnej 1,15 kHz, częstotliwość wytłumionej nośnej SSB jest więc o 1,15 kHz niższa):

Zakres KF (kHz)	Zakres UKF (MHz)
1838,15	144,315 (SSB/USB)
3580,15	144,600 (FM)
7035,15	
14070,15	
10140,15	
21079,15	
28080,15	

Oprócz prób z modulacją SSB podejmowane są też próby z wykorzystaniem nadajników FM w paśmie 2 m.

Niezbędnym wyposażeniem do pracy emisją PSK31 jest nadajnik SSB o dostatecznej stabilności częstotliwości, tak aby sygnał nie "wypłynął" poza pasmo przenoszenia filtru u odbiorcy. Stabilność nadajników samowzbudnych zwłaszcza w wyższych pasmach może okazać się niewystarczająca, nadajniki wyposażone w syntezery częstotliwości są dostatecznie stabilne. Problemy związane ze stabilnością częstotliwości mogą wystąpić także

w wyższych pasmach UKF dlatego też interesujące mogą być próby wykorzystania tam nadajników FM.

Niezbędny jest oczywiście także komputer wyposażony w płytkę muzyczną i program terminalowy P31SBW.EXE, który wraz z dodatkowymi informacjami dostępny jest w Internecie i w skrzynkach sieci pakiet radio w postaci archiwum noszącego nazwę P31SBW10.ZIP lub podobną w zależności od wersji. Program terminalowy nie wymaga żadnej skomplikowanej instalacji i po rozpakowaniu archiwum może być od razu uruchomiony. Do najważniejszych parametrów konfiguracyjnych należą własny znak i stosowana przez płytkę muzyczną częstotliwość próbkowania, od której zależna jest też szybkość transmisji i częstotliwość podnośnej akustycznej. Ze względu na niedokładności częstotliwości generatorów zegarowych w komputerach może być konieczne dobranie częstotliwości próbkowania nieco różnej od wartości domyślnej 11000 Hz. Z tego samego względu w programach nadawczo-odbiorczych faksymile i SSTV konieczne jest przeprowadzenie korekcji zapobiegającej pochyleniu obrazów.

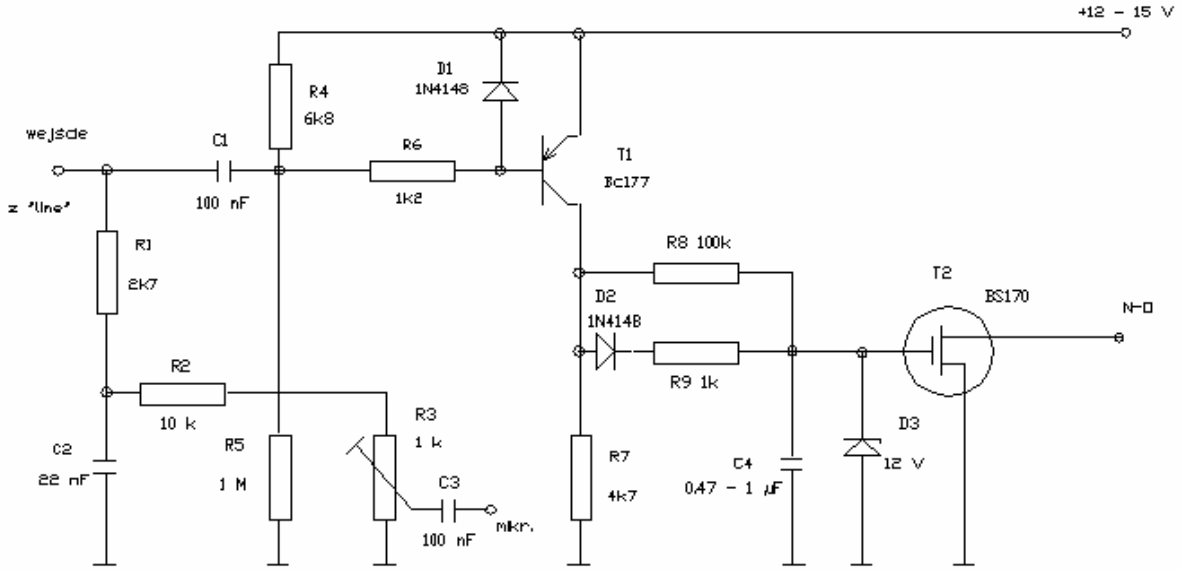
Ponieważ płytki muzyczne nie są wyposażone w wyjścia cyfrowe, które mogłyby służyć do przełączania radiostacji na nadawanie konieczne jest użycie do tego celu sygnału TxD ze złącza szeregowego COM o ile nie jest ono zajęte przez inne urządzenia jak kontroler TNC czy modem albo zastosowanie układu automatycznego przełącznika (VOX). Sposób przełączania musi być podany w konfiguracji programu. Ze względu na to, że sygnał wyjściowy płytki muzycznej ma amplitudę rzędu 1 V a do wysterowania nadajnika wystarczy przeważnie sygnał o amplitudzie kilkudziesięciu mV konieczne jest użycie tłumika oporowego lub potencjometru na wyjściu. Doprowadzenie do wejścia mikrofonowego sygnału o amplitudzie 1 V spowoduje przesterowanie nadajnika i znacze poszerzenie pasma sygnału nadawanego.

Oprócz oprogramowania dla komputerów PC dostępne są także programy dla niektórych popularnych na zachodzie eksperymentalnych układów cyfrowej obróbki sygnałów (zawierających procesory sygnałowe) znanych firm j.np. DSP56002EVM firmy Motorola czy TM320C50DSK. Układy te nie są jednak dostępne w Polsce i z tego względu nie będą omawiane dokładniej.

Najnowsze modele kontrolerów PTC-II przeznaczonych do pracy emisjami PACTOR-I, PACTOR-II i pakiet radio są już również wyposażone w możliwość transmisji PSK31.

2.5.1. AUTOMATYCZNY PRZEŁĄCZNIK N-O

Przedstawiony na schemacie układ automatycznego przełącznika nadawanie-odbiór może być użyty we wszystkich przypadkach, w których płytka muzyczna jest wykorzystana jako modem, a więc np. także w emisji SSTV przy użyciu programu Win95SSTV itd. W obwód wyjściowy tranzystora T2 można włączyć miniaturowy przekaźnik, w większości przypadków jednak wystarcza przełączanie bezpośrednio za pomocą tranzystora. Układ zawiera także potencjometr służący do regulacji amplitudy sygnału nadawanego.



Rys. 3. Przełącznik N-0 do PSK31 I Win95SSTV

2.5.1.1. SPIS CZĘŚCI

Oporniki: 2 x 1,2 k, 2,7 k, 4,7 k, 6,8 k, 10 k, 100 k, 1 M,
Potencjometry: 1 k (ew. 5 k),
Kondensatory: 22 nF, 2 x 100 nF, 0,47 mF, 47 mF,
Diody: 2 x dowolne krzemowe, dioda zenera 12 V,
Tranzystory: BC308 lub podobny pnp, BS170 lub podobny.

2.6. ODBIÓR STACJI PROFESJONALNYCH

Emisja dalekopisowa stosowana jest m. in. przez agencje prasowe i stacje meteorologiczne. Najczęściej stosowana jest szybkość transmisji 50 bit/s, z przesuwem częstotliwości 425 Hz lub 850 Hz. Częstotliwości pracy niektórych, najbardziej znanych, agencji prasowych i służb meteorologicznych podane są poniżej. W związku z tendencją do ograniczania emisji krótkofalowych i rozpowszechniania komunikatów drogą satelitarną, w sieciach komputerowych i w Internecie niektóre z podanych częstotliwości mogą być rzadko używane lub wogóle nie stosowane.

Nazwa	Częstotliwość [kHz]
Niemiecka agencja prasowa DPA	6418,5; 11124,5; 13482, 17082,0; 18698
Francuska agencja AFP	5840, 8023, 9397, 10599, 10615, 13729, 14796, 15977, 17545, 18670, 20313
Agencja Reutera	10959, 18334
Polska Agencja Prasowa PAP	4623, 5903, 6805, 6848, 7845, 7975, 8133, 8192,5; 9046, 9298, 9391, 10245, 11494, 11497, 13563, 13785, 13793, 14362, 14500, 15510, 16210, 17492, 18650, 18993,5
Agencja Associated Press (AP)	6985, 9349, 10649, 12280, 14974, 18548, 22761
Agencja United Press International (UPI)	19520
Agencja USIA	14638, 18542,5
Agencja Głosu Ameryki	6942, 10410 (Kavala), 5460, 9855, 10972, 12223,5; 19915 (Tanger), 7442,5; 7478, 13995, 15875 (Monrovia)
Agencja prasowa Anadolu Ajansi (Turcja)	4815, 8137,5; 18040
Agentia Romina de Presa (Rumunia)	6972, 9797, 12110, 21807,5
Bulgarian Telegraph Agency	6960, 7460, 11502
Węgierska agencja Magyar Tavirati Iroda	9114

Oprócz komunikatów dalekopisowych wiele stacji meteorologicznych nadaje także mapy pogody emisją faksymile. Wykaz częstotliwości stacji faksymile podany jest w rozdziale poświęconym tej emisji. Komunikaty meteorologiczne nadawane są także emisją A1A (CW) oraz fonią (komunikaty VOLMET). Poniżej podane są częstotliwości pracy niektórych stacji. W nawiasach podane są znaki wywoławcze stacji.

Nazwa	Szybkość [bit/s]	Częstotliwość [kHz]
METEO Sofia (LZSO, Bułgaria)	50	3253, 4813 (LZA8), 5455, 6795 (LZM7), 11063 (LZU2)
METEO Praha (OKPR, Czechy)	50	3196 (OKLA), 4336 (OKLA)
METEO Offenbach (EDZW, Niemcy)	50	147,3 (DDH47), 4583 (DDK2), 7646 (DDH7), 11039 (DDH9), 11638 (DDK8)
Amt für Wehrgeophysik (EDZX, Niemcy)	100	2690,5; 2721, 3035,5; 3166,5; 3318, 4785,5; 5083, 5420, 7946,5; 9318, 13526 (DHJ51), 2408, 3825,5; 4903 (DHM44), 1747, 2209, 3316 (DHM72), 2822, 3073,5; 3152, 4963,5; 5269, 6825 (DHN37)
METEO Bracknell (EGRR, Anglia)	50	4489 (GFL26), 6835 (GFL22), 10551 (GFL23), 14356 (GFL24), 18230 (GFL25)
USAF Croughton (EGWR, Anglia)	75	5233,3; 7594,3; 7621,3; 10871,3; 13583,3; 15870
METEO Roma (LIIB, Włochy)	50	3172,5 (IMB31), 5887,5 (IMB32), 11453 (IMB33)
METEO Warszawa (SOWR, Polska)	50	111,3 (SOA211), 129,5 (SOA212), 4497 (SOE349), 7997 (SOH299)
METEO Bucuresti (YRBK, Rumunia)	50	4002 (YRR4), 4025 (YRR4), 5400 (YRR), 5731 (YRR)
METEO Ankara (LTAA, Turcja)	50	3550 (YMA20), 4560 (YMB20), 10424 (YMA20)
METEO Moskwa (RUMS, Rosja)	50	3330 (RWZ72), 5140 (RWW73), 7685 (RBK75), 9190 (RDZ75), 13530 (RVW53), 5020 (RWW74), 7855 (ROK74), 11450 kHz (RDD77)
METEO Nowosybirsk (RUNW, Rosja)	50	3590 (REJ60), 7715 (RCU71), 7890 (ROQ3), 13566 (RTC26)
METEO Petersburg (LGRD, Rosja)	50	3995 (RZT70), 4900 (RUU78)
METEO Kijów	50	3290 (RGC70), 4442 (RGC72), 6920 (RGC74)

Dla uzupełnienia listy podaję także częstotliwości niektórych stacji pracujących innymi rodzajami emisji.

Nazwa	Emisja	Częstotliwość [kHz]
METEO Halifax (CFH, Kanada)	A1A	4255, 6430, 8697, 12726, 16926,5; 22609
VOLMET Gander (VFG, Kanada)	J3E/USB	3485, 6604, 10051, 13270
RAF VOLMET (MVU, Anglia)	J3E/USB	4722, 11200
VOLMET Shannon (EINN, Irlandia)	J3E/USB	3413, 5505, 8957, 13264
METEO Bucuresti (YRBK, Rumunia)	A1A	5882,5 (YRR3)
Marynarka hiszpańska	A1A	3790, 6408,5; 6930, 14641 (EBA)
METEO Bandirma (LTBG, Turcja)	A1A, A3E	478, 3636, 6965 (YMB20)
METEO Samsun (LTAQ, Turcja)	A1A, A3E	478, 3636, 6935, 6965 (YMA25)
VOLMET Nowosybirsk (Rosja)	J3E/USB	4663, 10090, 13279
VOLMET New York (USA)	J3E/USB	3485, 6604, 10051, 13270 (WSY70)
USN Norfolk (USA)	A1A	8090, 12135, 16180 (NAM)
USN Rota (Hiszpania)	A1A	5917,5; 7705 (AOK)
USN Keflavik (Islandia)	A1A	5167 (NRK)

3. System pakiet radio

W odróżnieniu od emisji dalekopisowej w systemie pakiet radio występują mechanizmy pozwalające na wykrycie i korektę przekłamań, a nadawane dane organizowane są w bloki (pakiety) wyposażone w znaki nadawcy i adresata. Ze względu na małą długość pakietów i możliwość ich odróżnienia na podstawie zawartych w nich adresów w jednym kanale radiowym może być prowadzony szereg niezależnych łączności. Oprócz tego każda ze stacji może służyć innym jako stacja przekaźnikowa. Mamy tu więc do czynienia z dosyć rozbudowanym protokółem transmisji. Stosowany w łącznościach amatorskich protokół AX.25 wywodzi się bezpośrednio z profesjonalnego protokółu X.25 (HDLC). Najważniejsze z różnic między obydwoma protokółami spowodowane są przez specyficzne potrzeby łączności amatorskich: m.in przedłużeniu uległo pole adresowe, tak aby mogły się w nim zmieścić znaki wywoławcze stacji korespondentów i stacji przekaźnikowych oraz przewidziana została możliwość nasłuchu nieselektywnego (monitorowania pasma). Użycie rozbudowanego protokółu transmisji oznacza, że stacje pracujące emisją pakiet radio muszą być wyposażone w inteligentne urządzenia obsujące protokół – są to omówione dalej kontrolery TNC lub komputery wyposażone w specjalne programy naśladujące działanie kontrolera.

Łączności w systemie pakiet radio prowadzone są przeważnie w odcinkach pasm przeznaczonych do pracy dalekopisowej. Najczęściej używanyni częstotliwościami są:

Zakres KF (kHz)	Zakres UKF (MHz)
3575 - 3620	144,800 - 144,990
14075 - 14100	145,300
21080 - 21120	432,625
28050 - 28150	433,625 - 433,775
	438,000 - 438,575 stacje przekaźnikowe
	1296,675
	2320,675
	5760,675
	10368,675

Ostatnio rozpowszechnia się wykorzystywanie odcinków pasm przeznaczonych dla wszystkich emisji.

W systemie pakiet radio stosuje się wiele sposobów modulacji w zależności od stosowanej szybkości transmisji oraz zakresów częstotliwości. W pasmach UKF ciągle jeszcze najbardziej rozpowszechniona jest szybkość 1200 bit/s. Systemem modulacji jest tu modulacja z przesuwem częstotliwości (FSK, a właściwie AFSK, ponieważ zmodulowana podnośna akustyczna doprowadzana jest do wejścia mikrofonowego). Przesuw częstotliwości wynosi 1000 Hz i używane są częstotliwości 1200 Hz i 2200 Hz (odpowiada to standardowi BELL 202 znanemu również z zastosowania w modemach telefonicznych). Nie ma tu stałego przyporządkowania tonów niskiej częstotliwości wartościom "mark" i "space" a ich rozróżnienie polega na detekcji przejść z jednego tonu na drugi (jest to kodowanie różnicowe NRZ-I). Na zakresach krótkofalowych szybkość transmisji wynosi

300 bit/s, stosowany jest przesuw 200 Hz, a odpowiednie tony równe są 1600 i 1800 Hz. Dla szybkości transmisji 2400 bit/s (UKF) stosowana jest czterofazowa modulacja fazy (QPSK). Faza podnośnej o częstotliwości 1800 Hz przyjmuje jedną z czterech wartości oddalonych od siebie o 90 stopni (standard V.26). Przy szybkościach 9600 bit/s i większych stosowana jest bezpośrednia modulacja generatora sterującego nadajnika (FSK). Możliwe byłoby tu także zastosowanie wielofazowej modulacji PSK lub kwadraturowej modulacji AM (QAM – standard V.29). Pracę z większymi szybkościami transmisji, stosowane systemy modulacji i wyposażenie omawiam szczegółowo w dalszych rozdziałach.

Instrukcje do większości zaprezentowanych dalej programów i urządzeń (kontrolerów TNC) tłumaczone przez autora książki na język polski są rozpowszechniane w sieciach pakiet radio i w Internecie.

3.1. PROTOKÓŁ AX.25

Informacja transmitowana przy wykorzystaniu protokółu AX.25 składana jest w pakiety, które wyposażone są w adresy korespondentów oraz w sumę kontrolną pozwalającą na stwierdzenie prawidłowości lub błędnego odbioru pakietu. Prawidłowo odebrane pakiety potwierdzane są za pomocą pakietu kwitującego, po czym możliwa jest transmisja dalszych pakietów. Pakiety odebrane błędnie lub nieodebrane z powodu braku miejsca w buforze stacji adresata muszą być powtórzone. W przypadku braku pokwitowania pakiety powtarzane są po upływie zadanego czasu dzięki czemu zaginięcie pakietu lub pokwitowania nie przerywa wymiany danych.

Pakiety AX.25 składają się z bajtu synchronizującego (ang. *flag*) zawierającego kombinację bitów 01111110, pola adresowego o długości dochodzącej do 70 bajtów i zawierającego znaki wywoławcze nadawcy i adresata oraz w miarę potrzeby do ośmiu znaków stacji przekaźnikowych retransmitujących pakiet. Znaki stacji zakodowane w kodzie ASCII mają długość 6 bajtów, siódmy zawiera ewentualnie dodatkowe rozszerzenie oraz informację o tym czy pakiet był retransmitowany. Rozszerzenie jest liczbą leżącą w zakresie od 0 do 15, jest ona oddzielona myślnikiem od głównego znaku (np. SP5GBK-2), a w polu adresowym jest ona kodowana za pomocą czterech bitów. Wszystkie bajty pola adresowego mają najwyższy bit równy zero z wyjątkiem ostatniego, gdzie wartość jeden stanowi sygnalizację końca obszaru. Następnie nadawany jest obszar danych kontrolnych o długości jednego bajtu. Bajt ten określa typ pakietu i zawiera w miarę potrzeby kolejny numer nadawanego pakietu i pakietu oczekiwanego. Rozróżniamy tu następujące typy pakietów:

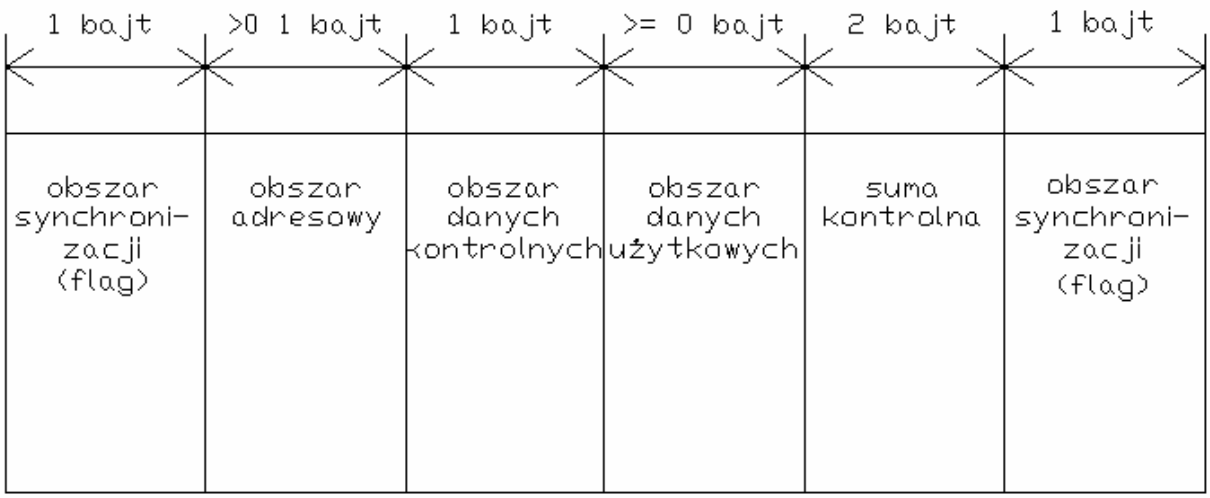
- pakiety informacyjne – I,
- inicjujące połączenie – SABM,
- inicjujące rozłączenie – DISC,
- pakiety kwitujące poprawnie odebraną informację – RR (ang. *receiver ready*),
- pakiety kwitujące rozkaz nawiązania połączenia – UA (ang. *unnumbered acknowledge*),
- pakiety sygnalizujące brak miejsca w buforze adresata – RNR (ang. *receiver not ready*),
- sygnalizacja błędnie odebranego pakietu – REJ (ang. *reject*),
- sygnalizacja pakietu niezgodnego z protokołem – FRMR – np. pakietu o niewłaściwym numerze (ang. *frame reject*),
- pokwitowanie rozłączenia – DM.

Oprócz numerowanych pakietów informacyjnych wymienianych w trakcie połączenia protokół przewiduje też transmisję pakietów nienumerowanych i nie potwierdzanych, zawierających np. tekst radiolatarni lub wykorzystywanych do transmisji omówionych dalej datagramów TCP/IP. Są to pakiety UI (ang. unnumbered information). Pakety przenoszące informację zawierają następnie pole informacyjne o długości do 256 bajtów. Pierwszy bajt pola informacyjnego pakietów I oraz UI zawiera identyfikację protokółu.

Dla protokółu AX.25 jest to wartość 0xF0 szestnastkowo a dla protokółu sieciowego NET/ROM – 0xCF. W dalszym ciągu pakietu zawarta jest szesnastobitowa suma kontrolna CRC pozwalająca na stwierdzenie wystąpienia przekłamań w transmisji. Algorytm CRC jest bardziej skomplikowany od zwykłego sumowania wartości bajtów, ale też zapewnia większe prawdopodobieństwo wykrycia błędu. Zakończeniem pakietu jest bajt o zawartości identycznej z zawartością pola synchronizującego.

Pole synchronizujące, jak sama nazwa wskazuje, służy do synchronizacji strony odbiorczej, dalsza zawartość pakietu transmitowana jest synchronicznie, a więc nie zawiera bitów start-stop. Dla zapewnienia jednoznaczności ciąg sześciu jedynek może występować jedynie w polach synchronizujących. Wewnątrz pakietu po wystąpieniu pięciu jedynek wstawiane jest dodatkowe zero, usuwane automatycznie przez stronę odbiorczą. Wstawianie zera określane jest angielską nazwą "bit stuffing".

Strukturę pakietu przedstawia rysunek 3.1.



Rys.1.Struktura pakietu AX.25

Po nawiązaniu połączenia pakiety informacyjne są kwitowane przez adresata. Potwierdzenie prawidłowego odbioru pakietu pozwala nadawcy na transmisję dalszych pakietów, pakiety odebrane błędnie muszą być powtórzone. Pakiety nie muszą być kwitowane pojedyńczo, ale maksymalna liczba niepokwitowanych pakietów nie może przekraczać siedmiu. Jeden pakiet kwitujący może zarazem pokwitować odbiór do siedmiu pakietów. Umożliwia to lepsze wykorzystanie kanału aniżeli w przypadku kwitowania pojedyńczo. Po wyczerpaniu dopuszczalnej liczby powtórzeń połączenie zostaje przerwane jako nieużyteczne. W przypadku zakłóceń nierównomiernie rozłożonych w czasie (np. impulsowych) istnieje jednak duże prawdopodobieństwo odebrania niezakłóconego pakietu przy którymś z kolejnych powtórzeń. Tak więc nawet w dosyć trudnych warunkach odbiorczych możliwa jest niezakłócona łączność. Ponieważ pakiety zawierają adresy obu uczestniczących w łączności stacji, mogą one być jednoznacznie identyfikowane przez adresata. Jednocześnie, zależnie od używanej szybkości transmisji i przyjętej długości pakietu, czas jego trwania wynosi od ułamka sekundy do kilku sekund. W przerwach pomiędzy pakietami kanał radiowy jest więc wolny, co pozwala na prowadzenie w nim wielu niezależnych łączności (jest to więc multipleks czasowy). Mamy tu do czynienia z tzw. kanałem wirtualnym, w odróżnieniu od kanału zarezerwowanego występującego w łączność-

ciach RTTY, AMTOR, PACTOR lub fonicznych.

Oprócz tego możliwe jest nadawanie pakietów przeznaczonych dla wszystkich (typu UI) oraz nieselektywny odbiór wszystkich odebranych pakietów (monitorowanie kanału).

3.1.1. PROTOKÓŁ DAMA

Jednym z istotnych problemów występujących w sieciach radiowych (a właściwie i w wielu rodzajach kablowych sieci komputerowych ale to nie stanowi tematu naszych rozważań) są kolizje danych nadawanych przez stacje wchodzące w ich skład. Kolizje te powodują straty danych i konieczność ich powtórzenia. Jak można łatwo zauważyć zbyt duża liczba kolizji i spowodowanych nimi powtórzeń może w znacznym stopniu ograniczyć przepustowość sieci lub w krańcowych przypadkach zablokować całkowicie przepływ informacji. Dlatego też tak ważny jest wybór skutecznych sposobów ograniczenia liczby kolizji tzn. sposobów przydzielania pozwolenia na nadawanie. W odróżnieniu od kablowych sieci sieci komputerowych, w których można oczekiwać że wszystkie podłączone stacje (komputery) odbierają się wzajemnie w sieciach radiowych przeważnie przynajmniej część stacji nie słyszy się nawzajem. Oznacza to, że uniknięcie (lub tylko minimalizacja) liczby kolizji jest zadaniem o wiele trudniejszym i wymagającym podjęcia bardziej złożonych i przemyślanych sposobów.

W najbardziej rozpowszechnionym z nich stacja nadawcza (a właściwie jej kontroler TNC) sprawdza zajętość kanału przed przejściem na nadawanie i w miarę potrzeby odczekuje do jego zwolnienia. Po stwierdzeniu zwolnienia się kanału stacja nie przechodzi odrazu na nadawanie, lecz odczekuje losowo wybrany odcinek czasu (określony omówionym dalej parametrem DWAIT albo parametrami PERSISTENCE i SLOTTIME), tak aby zmniejszyć prawdopodobieństwo kolizji z pakietami innych stacji. Gdyby wszystkie stacje przechodziły na nadawanie w tym samym momencie po zwolnieniu się kanału prowadziłoby to do ciągłych kolizji i zablokowania kanału. Taka metoda dostępu zwana jest dostępem wielokrotnym z wykrywaniem nośnej CSMA/CD (ang. Carrier Sense Multiple Accesss/Carrier Detect). Pewnym udoskonaleniem algorytmu dostępu jest sposób polegający na generowaniu liczby losowej i sprawdzaniu, czy jest ona mniejsza od ustalonej granicy (wartości parametru PERSISTENCE). Jeżeli tak jest kontroler przechodzi na nadawanie, w przypadku przeciwnym odczekuje ustalony odcinek czasu (określony za pomocą wartości parametru SLOTTIME) po czym powtarza opisaną procedurę. W jednym i w drugim przypadku możliwe jest uniknięcie kolizji pakietów (lub zmniejszenie jej prawdopodobieństwa) dla stacji słyszących się wzajemnie.

Jeżeli stacje korzystające ze stacji przekaźnikowej lub satelitarnej nie słyszą się wzajemnie na wejściu stacji przekaźnikowej dochodzić będzie do częstych kolizji pakietów prowadzących w skrajnym przypadku do zablokowania przekaźnika. Oczywistym sposobem uniknięcia tego jest zmniejszenie zasięgu stacji przekaźnikowych, aby jak najwięcej jej użytkowników mogło się słyszeć wzajemnie. Sprawa ta będzie omówiona w dalszym ciągu rozdziału.

Niestety zmniejszenie zasięgu możliwe jest jedynie w przypadku stacji naziemnych i nie wchodzi w grę w przypadku stacji satelitarnych albo stacji krótkofalowych o dużym zasięgu. Spowodowało to opracowanie rozszerzenia protokółu AX.25 znanego pod nazwą protokółu DAMA. W protokóle DAMA stacje użytkowników nawiązują łączność ze stacją węzłową, po czym dalsza wymiana danych odbywa się wyłącznie pod jej kontrolą. Stacja węzłowa DAMA odpytuje po kolei wszystkie połączone z nią stacje indywidualne, a przypadku braku odpowiedzi po pewnym czasie skreśla je z listy. Stacje nie mające przez pewien czas danych do nadania otrzymują niższe priorytety i są rzadziej odpytywane. Po wznowieniu nadawania danych priorytety stacji są znowu podwyższane. Wystąpienie kolizji możliwe jest jedynie w trakcie nawiązywania połączenia przez nową stację.

Wadą protokółu DAMA jest jednak to, że stacje oczekujące dłużej na nadejście danych np. z odlegej skrzynki elektronicznej są też ciągle odpytywane i w przypadku gdy większość stacji właśnie oczekuje na nadejście danych lub gdy ze stacji węzłowej korzysta jedna albo niewiele stacji indywidualnych zapytania przeważają nad użyteczną transmisją danych w kanale.

Analogicze protokóły stosowane są w profesjonalnych łącznościach satelitarnych.

3.1.1.1. PARAMETRY KONTROLERÓW TNC DLA WSPÓŁPRACY Z WĘZŁAMI DAMA

Dla czytelników zaznajomionych już z obsługą kontrolerów TNC i z najważniejszymi parametrami protokółu AX.25 podaję poniżej zalecenia odnośnie wartości parametrów istotnych dla współpracy z węzłami DAMA. Czytelnicy nie zaznajomieni jeszcze w sposób wystarczający z tymi parametrami mogą opuścić ten paragraf i zapoznać się z jego treścią później.

Stacje indywidualne nie wyposażone w możliwość krzystania z protokółu DAMA (posiadające kontorlery wyposażone w oprogramowanie TAPR) powinny ustawić czas oczekiwania na pokwitowanie (parametr FRACK, czas T1) na wartość maksymalną, a czas odstępu między odbiorem pakietu a nadaniem pokwitowania (RESPTIME, czas T2) i czas DWAIT na zero, w niektórych wersjach oprogramowania TAPR wystarczy podanie rozkazu ACKPRIOR ON. Czas TXDELAY powinien być ustawiony na minimum, zależne od szybkości przełączania na nadwanie posiadanej radiostacji. Nieprzestrzeganie tych zasad powoduje nadanie przez stację węzłową meldunków błędu, a po pewnym czasie rozłączenie użytkownika. Nowsze wersje oprogramowania TF (od 2.6 wzwyż) i sterowniki dla trybu KISS (TFKISS) pozwalają na automatyczne rozpoznanie użycia przez stację wezłową protokółu DAMA. Użycie protokółu DAMA zależne jest od wyposażenia stacji węzłowej, a nie od wyposażenia stacji użytkownika. W chwili obecnej protokół DAMA stosowany jest przez węzły FLEXNET i TNN.

3.2. SIEĆ PAKIET RADIO

3.2.1. PRZEKAŹNIKI CYFROWE

Protokół AX.25 przewiduje możliwość retransmisji pakietów przez każdą ze stacji, niezależnie od prowadzenia własnych łączności. Dopuszczalne jest użycie do ośmiu stacji pośredniczących. Możliwość ta, aczkolwiek bardzo pożyteczna w zakresach UKF, wykorzystywana jest jednak jedynie w początkowych fazach rozwoju sieci pakiet radio i w rejonach peryferyjnych. Pożądane trasy łączności podawane są przez operatora stacji w oparciu o obserwację sytuacji na paśmie lub informacje otrzymane od korespondentów. Funkcja przekaźnikowa kontrolera jest częścią protokółu AX.25, odpowiada więc warstwie drugiej modelu ISO. Sieć złożona ze stacji przekaźnikowych poziomu drugiego wykazuje jedną zasadniczą wadę. W protokóle AX.25 każdy z pakietów musi być pokwitowany przez stację odbiorczą: pozytywnie w przypadku bezbłędnego odbioru lub negatywnie co oznacza, że pakiet musi być powtórzony jeszcze raz. Przy zwykłej łączności dwustronnej zalety tego systemu są natychmiast widoczne. W czasie łączności przez stację pośredniczącą ta sama zasada obowiązuje dla obu odcinków trasy: stacja pośrednicząca kwituje pakiety odebrane od nadawcy (lub domaga się ich powtórzenia) następnie

sama nadaje je do odbiorcy oczywiście reagując jak wyżej na jego pokwitowania. Widać więc, że liczba powtórzeń rośnie, a czas transmisji pakietu pomiędzy stacjami docelowymi wydłuża się. Inne stacje będące w korzystniejszych (lub tylko podobnych do stacji retransmitującej) warunkach odbierają pakiety co najmniej dwukrotnie, co z kolei ogranicza ich możliwości aktywnej pracy. Poza tym, ponieważ stacja nadawcza nie słyszy wszystkich stacji słyszalnych w rejonie przekaźnika, rośnie niebezpieczeństwo kolizji pakietów, a co za tym idzie rośnie liczba powtórzeń. W pewnych niekorzystnych warunkach może dojść do poważnego ograniczenia przepustowości kanału, zwłaszcza jeżeli odbywa się na nim więcej łączności retransmitowanych. Wraz ze zwiększeniem się liczby stacji retransmitujących wspomniane wyżej problemy zaostrzają się i w praktyce nie jest możliwe skorzystanie z dopuszczalnej ich liczby – ośmiu. Sytuację można zobrazować za pomocą następujących obliczeń.

Załóżmy prawdopodobieństwo bezbłędnej transmisji pakietu wynoszące 90%. Korzystając z czterech stacji przekaźnikowych (pięciu odcinków transmisyjnych) otrzymujemy prawdopodobieństwo dotarcia pakietu bez powtórzeń do stacji docelowej wynoszące 0,9^5 = 0,6. Prawdopodobieństwo dotarcia pokwitowania bez powtórzeń wynosi również 0,6, czyli 60%. Wypadkowe prawdopodobieństwo wynosi już tylko 0,6 * 0,6, czyli 0,36. Mimo bardzo dobrej jakości łącza, średnio co trzeci pakiet musi być powtórzony. Nie uwzględniłem tu jeszcze wzrostu prawdopodobieństwa wystąpienia kolizji z innymi stacjami, co spowoduje dalszy wzrost liczby powtórzeń (obniżenie się jakości łącza). W praktyce więc przy większej liczbie stacji przekaźnikowych i bardziej zakłóconym łączu nawiązanie połączenia nie będzie możliwe. W rzeczywistości rzadko zdarza się przekroczenie liczby trzech stacji pośredniczących.

Również zainstalowanie specjalnych, korzystnie położonych stacji przekaźnikowych tzw. DIGIPEATER (ang. DIGItal rePEATER) przynosi niewielkie korzyści. Dzięki ich większemu zasięgowi zmniejsza się wprawdzie liczba stacji pośredniczących niezbędna dla pokonania określonej odległości i potencjalnie wzrasta jakość łącza, ale jednocześnie większa liczba korzystających i wzajemnie się nie słyszących stacji doprowadza do zwiększenia liczby kolizji na wejściu przekaźnika i w efekcie do jego zablokowania. Zbyt duża liczba powtórzeń i zagłuszanie stacji słabiej słyszalnych przez przekaźnik przez stacje silniejsze szybko ogranicza przydatność takiego rozwiązania.

3.2.2. STACJE WĘZŁOWE

Wady tej pozbawione są sieci pakiet radio złożone ze stacji węzłowych pracujących w wyższych protokółach (na poziome warstwy trzeciej modelu ISO) i połączonych pomiędzy sobą odcinkami radiolinii – łączami – pracującymi w wyższych pasmach częstotliwości (od 70 cm wzwyż). Każda z takich stacji stanowi punkt węzłowy nadrzędny w stosunku do lokalnego kontrolera TNC (stacji użytkownika) i umożliwia nawiązywanie łączności przez wszystkie inne punkty sieci. Połączenia między punktami sieci są niewidoczne dla stacji prowadzącej łączność. Sieć taka umożliwia oprócz normalnych łączności również przekazywanie wiadomosci w formie listu oraz komunikatów pomiędzy skrzynkami elektronicznymi. Dla zmniejszenia liczby kolizji zasięgi stacji węzłowych powinny być raczej niewielkie i zmniejszane w miarę rozbudowy sieci. Metoda ta stosowana jest w sieciach profesjonalnych (np. sieciach telefonów komórkowych).

Korzystanie z sieci charakteryzuje się szeregiem różnic w stosunku do pracy przez zwykłe przekaźniki. Stacja inicjująca łączność nawiązuje kontakt z najbliższym węzłem sieci. Od tego momentu stacja węzłowa kwituje nadawcy wszystkie pakiety w imieniu swoim i dalszych stacji. Oczekiwanie na pokwitowanie od stacji docelowej staje się zbędne. Stacja węzłowa dysponuje listą osiągalnych węzłów, tak że użytkownik musi jedynie zażądać połączenia z pożadanym węzłem docelowym. Pośrednie stacje węzłowe nie muszą

być podawane przez użytkownika, są więc dla niego w trakcie połączenia niewidoczne (ukryte). Również pokwitowania pakietów przekazywanych pomiędzy stacjami węzłowymi nie docierają do użytkownika i nie obciążają go. Sposób kwitowania jest też trochę zmieniony w stosunku do protokołu AX.25. Stacje węzłowe wymieniają między sobą całe wiązki pakietów, a jednocześnie są w stanie, w miarę potrzeby powtórzyć tylko przekłamany pakiet bez powtarzania całego bloku. Ten specjalny protokół sieciowy różni się od protokółu stosowanego przez użytkownika i odpowiada poziomowi trzeciemu modelu ISO. W sieci amatorskiej stosowane są obecnie trzy rodzaje protokółów sieciowych: NET/ROM, Flexnet oraz internetowy protokół IP.

Po połączeniu z węzłem docelowym użytkownik przekazuje mu polecenie połączenia ze stacją odbiorczą i w przypadku uzyskania go nawiązana zostaje łączność dwustronna. Wszelkie kolizje pakietów na łączu między stacjami węzłowymi względnie na ostatnim odcinku między odbiorcą i końcową stacją wezłową są już dla nadawcy nieistotne. Dla niego sprawa zakończyła się w momencie pokwitowania pakietu przez najbliższy węzeł. Również poszczególne pośrednie stacje węzłowe kwitują pakiety pomiędzy sobą i nie muszą oczekiwać pokwitowań od następnych, w przeciwieństwie do zwykłych przekaźników cyfrowych. Transmisja danych odbywa się szybciej i skuteczniej. Wracając do poprzedniego przykładu obliczeniowego, przy założeniu prawdopodobieństwa dotarcia pakietu bez powtórzeń równemu 90% mamy tu dla każdej z uczestniczących stacji prawdopodobieństwo wynoszące 0,9 * 0,9 czyli 0,81.

Biorąc pod uwagę korzystanie przez użytkowników z najbliższych i przez to najlepiej odbieranych stacji węzłowych jest to wartość dużo bardziej realna niż poprzednio obliczona wartość teoretyczna dla łańcucha przekaźników cyfrowych. Większą efektywność sieci można osiągnąć również przez stosowanie większych szybkości transmisji na łączach międzywęzłowych. Jeżeli łącze pracuje na którymś z wyższych pasm np. 70 cm albo 23 cm, możliwa jest transmisja z szybkością 9600 bit/s lub więcej. Rozdział częstotliwości wejściowych i łączy przyczynia się również do zmniejszenia liczby kolizji pakietów.

Jak wynika z powyższego opisu, stacja węzłowa jest stacją inteligientną, najczęściej wyposażoną we własny komputer sterujący jej pracą. Oprócz tego konieczne są przynajmniej dwa kontrolery TNC lub modemy, jeden pracujący w protokóle AX.25 na wejściu użytkowym, drugi w protokóle sieciowym oraz dwie radiostacje na oba wspomniane kanały. Każdy następny kanał (łącza lub użytkowy) wymaga rozbudowy stacji o następny modem lub kontroler i radiostację. Skromniej wyposażone stacje, używające częstotliwości pracy również jako łącza, potrzebują tylko jednej radiostacji. Moc nadajnika wynosi przeważnie od kilku do 10 W; stosowane są kilkuelementowe anteny Yagi lub pionowe dipole w zależności od planowanego obszaru pokrycia.

Podstawową zaletą pracy w sieci pakiet radio jest możliwość zastosowania przez stacje indywidualne małych mocy nadawania (między innymi tanich radiostacji przenośnych) i prostych anten (często tylko anten pokojowych, okiennych lub balkonowych, jest to szczególnie istotne dla nadawców znajdujących się w tzw. trudnych warunkach antenowych). Pozwala to na ograniczenie poziomu zakłóceń powodowanych przez stację nadawczą i jednoczesne osiągnięcie znacznych efektywnych zasięgów łączności, w przypadku dostępu do węzłów krótkofalowych, satelitarnych lub bramek Internetu także zasięgów międzykontynentalnych. Osiągnięcia te nie są zasadniczo zaliczane przy przyznawaniu wielu dyplomów i innych trofeów sportowych, pozwalają jednak na znaczne poszerzenie horyzontów przy małym nakładzie inwestycyjnym i przezwyciężenie innych trudności obiektywnych. Należy pamiętać, że aspekt sportowy jest tylko jedną ze stron naszego hobby. Dalszą atrakcyjną możliwością jest praca za pomocą stacji przenośnych lub przewoźnych z urlopowego QTH lub w trakcie podróży służbowych kiedy niemożliwe jest zabranie ze sobą dużego i ciężkiego wyposażenia krótkofalowego. Oczywiście w takim przypadku konieczne jest posiadanie komputera przenośnego lub dostęp do komputera

w miejscu pobytu.

Opracowano wiele wersji oprogramowania sterującego pracą stacji węzłowej. Pierwszą z nich było oprogramowanie NET/ROM. Stacja NET/ROM prowadzi własną ewidencję puntów węzłowych, sprawdzając w regularnych odstępach czasu połączenia i w miarę potrzeby usuwając nieczynne stacje z ewidencji lub wciągając na ewidencję nowe. Jednocześnie jest ona też w stanie wyszukiwać automatycznie najkorzystniejszą trasę połączenia z węzłem docelowym. Połączenia ze stacjami figurującymi w ewidencji nawiązywane są w oparciu o protokół sieciowy, z innymi – w protokóle AX.25. Jednocześnie może być obsługiwane 15 do 20 stacji amatorskich. System NET/ROM wyparty został stosunkowo szybko przez system TheNet i występuje jedynie w omówionych dalej programach TCP/IP. Dalszymi, powszechnie stosowanymi systemami są Flexnet, TheNet-Node (TNN) i XNET. Rzadziej obecnie używanymi systemami są KA-node i SP natomiast systemy OE5DXL i BayCom-node wyszły już całkiem z użycia.

Skrócone zestawy rozkazów najważniejszych systemów przedstawione są dalej w postaci tabelarycznej. Jak wynika z zestawień do najważniejszych i najczęściej występujących należą: rozkaz "C" ("CONNECT") służący do nawiązania połączenia z pożądaną stacją węzłową lub indywidualną, rozkazy "L" ("LINK") lub "R" ("ROUTES") informujące o łączach do najbliższych stacji węzłowych, rozkazy "D" ("DEST") lub "N" ("NODES") powodujące wyświetlenie listy wszystkich osiągalnych w danym momencie węzłów i rozkaz "CONV" ("CONVERS") pozwalający na nawiązanie konwersacji w kółeczku (w trybie konferencyjnym). Do przerwania połączenia służy najczęściej rozkaz "B" ("BYE") albo "Q" ("QUIT"). Prawie wszystkie systemy oprogramowania wyposażone są w rozkaz "H" lub "?" ("HELP") powodujący nadanie pełnej listy rozkazów wraz z ich parametrami. Lista użytkowników aktualnie połączonych z węzłem wywoływana jest za pomocą rozkazu "U" ("USERS"), a lista stacji odbieranych w ostatnim czasie – za pomocą "MH", "J" lub "JH". Jeżeli węzeł sprzężony jest ze skrzynką elektroniczną, połączenie z nią uzyskiwane jest za pomocą rozkazu "MAIL" ("M"). Aktualne wiadomości (wprowadzone przez operatora węzła) mogą być odczytane przeważnie za pomocą rozkazu "A", natomiast ogólne informacje o węźle i jego wyposażeniu za pomocą rozkazu "I".

Szybszym sposobem przerwania połączenia ze stacją węzłową jest podanie lokalnego (tzn. przeznaczonego dla własnego kontrolera lub programu terminalowego) rozkazu DI (DISCONNECT).

Dla uniknięcia zbędnej blokady pasma i zbędnych opóźnień w transmisji pakietów zalecane jest uzyskiwanie połączeń ze stacją węzłową w pożądanym obszarze, nawet jeżeli trasa połączeń jest znana użytkownikowi. Większość istniejących obecnie stacji węzłowych pracuje w zakresie UKF. Częstotliwości wejścia/wyjścia leżą przeważnie w paśmie 2m lub 70 cm, częstotliwości łącza w paśmie 2m, 70 cm lub 23 cm. W niektórych krajach prowadzone są eksperymenty ze sprzęganiem węzłów radioliniami pracującymi w pasmach 2, 3, 5 lub 10 GHz. Sprzężenia skrośne KF/UKF są dozwolone, niestety, tylko w nielicznych krajach. Niektóre ze stacji węzłowych wyposażone w oprogramowanie TCP/IP są sprzężone z kablową siecią Internetu. Są to tzw. bramki internetowe (ang. gateway). I te stacje są dozwolone tylko w niektórych krajach. Połączenie z docelową bramką Internetu uzyskiwane jest za pomocą rozkazu TELNET z podaniem adresu numerycznego albo symbolicznego tłumaczonego wewnętrznie. Rozkaz ten i sposób adresowania w sieci Internetu omówione są w następnym rozdziale. Możliwość wykorzystania sieci Internetu stanowi cenne uzupełnienie sieci pakiet radio. Zbytnie oparcie się jednak na połączeniach internetowych niesie ze sobą niebezpieczeństwo uzależnienia sieci amatorskiej od profesjonalnych dostawców usług, niebezpieczeństwo obiążenia finansowego przekraczającego możliwości amatorskie a także uniemożliwia wykorzystanie sieci amatorskiej do łączności w przypadku katastrof ponieważ unieruchomienie sieci profesjonalnej pociągnie za sobą także unieruchomienie sieci amatorskiej.

Dalszy rozwój sieci pakiet radio przyniesie szereg zmian technicznych. Jedną z nich będzie przechodzenie zakresów pracy łączy na wyższe pasma UKF i mikrofalowe i zwiększenie liczby węzłów, których częstotliwość wejściowa będzie leżała w paśmie 70 cm, a także zwiększenie szybkości transmisji w łączach do 1 Mbit/s i więcej. Coraz powszechniejsze staną się łącza dupleksowe. Rozpowszechnią się też bramki umożliwiające połączenia z innymi sieciami, połączenia skrośnie KF/UKF lub połączenia satelitarne (ang. *gateways*). Zwłaszcza interesujące okaża się stacje udostępniające łączności satelitarne szerokim rzeszom amatorów nie posiadających dostatecznego wyposażenia. W łącznościach satelitarnych pakiet radio stosowane są często szybkości transmisji 9600 bit/s, a nieraz też modulacja BPSK, a więc bezpośrednie korzystanie z satelitów wymagałoby dodatkowych inwestycji nie tylko w sprzęt nadawczy. Rozpowszechnią się także dupleksowe stacje przekaźnikowe lub węzłowych. Są to stacje analogiczne do fonicznych stacji przekaźnikowych. Stacja taka byłaby słyszalna przez wszytkie korzystające z niej stacje indywidualne, zlikwidowałoby to problem przypadkowych kolizji pakietów pochodzących od stacji wzajemnie się nie słyszących, zwiększając przez to przepustowość kanału. Umożliwiałyby one też nawiązywanie lokalnych łączności bez potrzeby korzystania z sieci. Wadą tego rozwiązania jest jednak dwa razy większe zapotrzebowanie na kanały robocze.

3.2.2.1. ZESTAWY ROZKAZÓW NIEKTÓRYCH STACJI WĘZŁOWYCH

Tabele zawierają najważniejsze, z punktu widzenia użytkownika, rozkazy dla stacji węzłowych. Pominięto w nich rozkazy rzadziej używane i niektóre rzadziej używane warianty przytoczonych rozkazów. Rozkazy mogą być skrócone do części podanej dużymi literami. Parametry nieobowiązkowe podane są w nawiasach kwadratowych, obowiązkowe w nawiasach spiczastych. Nawiasów tych nie należy oczywiście pisać w rozkazie.

System Flexnet

Rozkaz	Znaczenie
A	Służy do wywołania tekstu aktualności.
B	Służy do wywołania tekstów radiolatarni.
C	Przejście do trybu konferencyjnego.
C <znak>	Nawiązanie dalszego połączenia.
D	Wywołanie spisu osiągalnych stacji węzłowych i skrzynek elektronicznych.
F <znak>	Poszukiwanie podanej stacji.
H	Wywołanie pomocy.
I	Wywołanie tekstu informacyjnego.
L	Wywołanie spisu łączy z siąsiednimi węzłami.
M	Służy do połączenia z najbliższą skrzynką elektroniczną.
MH	Wywołanie spisu odbieranych stacji.
Q	Przerwanie połączenia z węzłem.
S	Wywołanie spisu tras poszukiwania używanych przez rozkaz F.
T <znak> <tekst>	Nadanie krótkiej wiadomości do stacji połączonej z węzłem.
U	Wywołanie spisu użytkowników węzła.

System TheNet-Node

Rozkaz	Znaczenie
Aktuell	Wywołanie tekstu aktualności.
BEacon	Wywołanie tekstu radiolatarni.
Connect <znak>	Nawiązanie dalszego połączenia.
CONvers	Przejście do trybu konferencyjnego.
CQ <tekst>	Nadanie tekstu wywoławczego.
Help	Wywołanie pomocy.
Info	Wywołanie tekstu informacyjnego.
Links	Wywołanie spisu łączy.
Map	Wywołanie mapy łączy.

MHeard	**Wywołanie spisu odbieranych stacji.**
Nodes	**Wywołanie spisu znanych stacji węzłowych.**
PATh	**Wywołanie spisu połączeń ze stacjami indywidualnymi i przekaźnikowymi.**
POrt	**Wywołanie spisu kanałów wejściowych.**
Quit	**Służy do przerwania połączenia.**
Route	**Wywołanie spisu tras połączeń z węzłami TheNet i TheNet-Node.**
User	**Wywołanie spisu użytkowników.**
Version	**Informuje o aktualnej wersji programu.**

System XNET i 3NET

Rozkaz	**Znaczenie**
BBS	**Połączenie ze skrzynką elektroniczną.**
Connect <znak>	**Służy do nawiązania połączenia z podaną stacją.**
DAMA	**Służy do wywołania spisu użytkowników korzystających z protokółu DAMA.**
Desti	**Służy do wywołania spisu stacji węzłowych korzystających z protokółu sieciowego Flexnet.**
Help	**Służy do wywołania pomocy.**
Info	**Służy do wywołania tekstu informacyjnego.**
Links	**Służy do wywołania spisu łączy do sąsiednich stacji węzłowych.**
MSG <znak> <tekst>	**Służy do nadania krótkiej wiadomości do stacji połączonej z węzłem.**
Nodes	**Wywołanie spisu stacji węzłowych korzystających z protokółu NET/ROM.**
POrt	**Wywołuje spis kanałów radiowych.**
Quit	**Przerwanie połączenia.**
User	**Wywołanie spisu użytkowników węzła.**
VER	**Informuje o wersji programu.**

3.2.2.2. PRZYKŁADOWE POŁĄCZENIE Z WĘZŁEM

Po wywołaniu programu terminalowego i otwarciu w nim okna dialogowego za pomocą przycisku ekranowego "Connect", klawisza ESC lub w inny podany w instrukcji sposób wpisujemy do niego znak najbliższego węzła np. SR6BBS lub rozkaz C z podaniem znaku węzła np. C SR6BBS. W programie BayCom przed napisaniem rozkazu C SR6BBS należy nacisnąć klawisz dwukropka. Po naciśnięciu klawisza RETURN stacja przechodzi na nadawanie. W zależności od sytuacji panującej na paśmie stacja podejmuje mniej lub więcej prób nadając pakiet inicjujący połączenie.
Jeżeli stacja węzłowa jest osiągalna otrzymujemy na ekranie meldunek:

```
RMNC/FlexNet V3.3h  * DGPR * Czarna Góra JO80JG * 1150 m asl *
 7plus niewskazane między 16 a 21 czasu lokalnego
=>
```

Znak "=>" jest monitem węzła oznaczającym, że oczekuje on na dalsze rozkazy. Przed nawiązaniem dalszych łączności za pośrednictwem węzła pragniemy zorientować się jakie dalsze węzły są właśnie osiągalne. W tym celu nadajemy rozkaz D. Z otrzymanej w odpowiedzi obszernej listy przytoczony jest jedynie fragment:

```
SP2PZH 0-0   320   SP6KBL  0-7    10   SP6KBL 8-8    21   SP6PCM 0-15  351
SP6YCU 0-15   81   SP9KJT  0-15  428   SP9PDF 0-9   263   SP9PMG 0-9   347
SP9PMG 8-8   318   SR2BGD  0-0   369   SR2BOX 0-0   346   SR2BOX 6-6   346
SR2BOX 8-8   346   SR2BTO  0-0   321   SR2BWX 0-0   367   SR2DBY 0-0   310
SR2DGD 0-0   328   SR2DGD  5-5   333   SR2DGD 6-6   369   SR2DGD 7-7   369
SR2DGD 8-8   369   SR2DGD  9-9   340   SR2DTO 0-0   321   SR2DXC 0-0   321
SR2TCP 0-0   321   SR3BBS  0-15  115   SR3BLS 0-15  119   SR3BLS 8-8   119
SR3BOX 0-8   264   SR3BOX 15-15  352   SR3BWX 0-15  208   SR3DJN 0-15  113
...... itd.
=>
```

Oprócz znaków węzłów lista zawiera zakresy dozwolonych rozszerzeń znaku i czasy propagacji pakietu. Na zakończenie jak zwykle nadawany jest monit. Po zapoznaniu się ze spisem wybieramy węzeł SR2DGD, po czym piszemy rozkaz dla węzła C SR2DGD. Ponieważ stacja SR6BBS jest węzłem posługującym się protokółem sieciowym nie musimy kłopotać się o całą trasę połączenia. Po naciśnięciu klawisza RETURN rozkaz jest nadawany i po niedługim czasie otrzymujemy meldunek:
link setup ...
a w chwilę potem niestety następny:
***** link failure with SR2DGD =>**

Węzeł SR2DGD jest nieosiągalny, pozostajemy więc na SR6BBS i próbujemy się rozejrzeć kto jest dostępny w pobliżu. W tym celu posługujemy się poleceniem MH. W odpowiedzi na nie otrzymujemy spis odbieranych stacji:

```
  0m, 0s P2  SR6DOP      0m, 4s P7  SR6BOX      0m,13s P4  SP6KBL-3
  0m,17s P8  SQ6GTQ      0m,17s P4  SP6KBL      0m,19s P3  SR6DWB
  0m,20s P6  OK0NF       0m,39s P1  OK0NT       1m, 1s P5  OK0NB
  1m,53s P8  SQ6DGR      3m,28s P5  OK0NB-3    13m,55s P3  SR6DWB-1
 14m,54s P2  SR6DOP-8   17m,59s P6  OK0NF-3    24m,53s P5  OK0NB-1
 27m,18s P8  SP6GWB     34m,43s P4  SP6KBL-4   34m,49s P4  SP6KBL-1
 37m,25s P4  SP6KBL-2    1h, 7m P8  SP6GWB-2    1h,13m P8  SQ6GTQ-1
  1h,21m P2  SR6DOP-10   1h,23m P8  SP6GWB-1    1h,32m P8  SQ6GSJ
  1h,38m P7  SR6BOX-9    2h,16m P8  SQ6GSJ-1    2h,30m P8  OK1MBU
  2h,46m P7  SR6BOX-8    3h, 0m P2  SR6DOP-7    4h, 2m P7  SR6BOX-2
=>
```

Jak z niego wynika nasz przyjaciel SP6GWB był słyszany przed nieco ponad godziną. Nie szkodzi, warto spróbować. Nadajemy więc rozkaz C SP6GWB-2 i po otrzymaniu od SR6BBS zawiadomienia:

link setup...
czekamy co z tego wyniknie. W przypadku pozytywnym otrzymujemy zawiadomienie:
***** connected to SP6GWB-1**
i możemy zacząć pogawędkę.

3.2.3. SKRZYNKI ELEKTRONICZNE

Kolejnym ważnym elementem sieci są elektroniczne skrzynki pocztowe. Umożliwiają one przechowywanie wiadomości, które mogą być odczytane przez adresata w dowolnym późniejszym momencie. Łączność dwustronna zmienia się w takim wypadku w komunikację za pomocą listów elektronicznych, nadawanych w porze dogodnej dla nadawcy i odczytywanych przez adresata w dogodnym dla niego czasie. Oprócz tego typu listów rozpowszechniane są różnego rodzaju biuletyny i komunikaty interesujące szersze grono adresatów. Oczywiście treść wyżej wspomnianych informacji musi ograniczać się do tematów dopuszczalnych w komunikacji amatorskiej i nawet listy prywatne mogą być czytane przez wszystkich, podobnie jak treść każdej innej łączności amatorskiej może być odbierana przez wszystkich prowadzących w danym momencie nasłuch. Informacje mogą być kasowane jedynie przez ich nadawcę, adresata lub przez operatora skrzynki. Ze względu na ograniczoną pojemność pamięci systemu informacje stare, nieaktualne lub przez dłuższy czas nie odczytywane muszą być co pewien czas kasowane. Przeważnie są one kasowane automatycznie po upływie zadanego czasu.

Elektroniczne skrzynki pocztowe są połączone ze sobą przez sieć stacji węzłowych i dzięki temu informacje nadane w jednej z nich są przekazywane automatycznie do skrzynki adresata lub rozprowadzane szerzej jeżeli są przeznaczone dla wszyskich. W zależności od podanego typu informacji są one kasowane automatycznie po przekazaniu ich dalej lub też nie. Cały ten system magazynowania i retransmisji informacji nosi angielską nazwę Store and Forward (S&F). Ze względu na zajętość pasma i samych stacji retransmisja odbywa się zasadniczo w godzinach mniejszego ruchu, a więc przeważnie w nocy.

Wyposażenie skrzynki składa się z komputera wyposażonego w twardy dysk (w chwili obecnej pożądana jest pojemność rzędu kilkuset MB), odpowiedniej liczby kontrolerów TNC lub modemów i takiej samej liczby radiostacji. Ze względu na dosyć kosztowne wyposażenie, jak też i przepisy obowiązujące w wielu krajach, stacje takie są uruchamiane przez kluby lub lokalne zarządy związków krótkofalowców, a nie przez indywidualnych amatorów. Podobnie jak w przypadku sieci przekaźnikowych istnieje i tu szereg wersji oprogramowania sterującego pracą takiej stacji. Do popularnych systemów należą: BayCom-Box, F6FBB i DieBox. Rozpowszechnione dawniej systemy jak W0RLI, WA7MBL, KA-Box, OE5DXL, TSTHOST, MSYS itd. zostały wyparte całkowicie lub prawie całkowicie.

Podobnie jak w przypadku węzłów przytaczam skrócone zestawy rozkazów najważniejszych systemów w postaci tabelarycznej. Jak wynika z zestawień również i tutaj można zauważyć podobieństwa między rozkazami poszczególnych systemów i rozkazy powtarzające się w każdym z nich. We wszystkich systemach występuje rozkaz "H" ("HELP") lub "?" pozwalający na wywołanie aktualnej listy rozkazów. Zestawy wiadomości zawartych w skrzynce podzielone są przeważnie na rubryki, których spis wywoływany jest za pomocą rozkazu "W" ("WHAT"), "DIR" lub "D B" ("DIR BOARDS"). Zawartość rubryk odczytywana jest za pomocą rozkazów "DIR nazwa_rubryki" (powoduje to jednocześnie zmianę rubryki roboczej) lub "L" ("LIST"). Do odczytania wiadomości służy wszędzie rozkaz "R" ("READ") (z podaniem numeru na liście) lub "R M" ("READ MINE") dla odczytania własnych wiadomości, kasuje je rozkaz "K numer" ("KILL") lub "K M" ("KILL MINE"). Wiadomości mogą być kasowane jedynie przez

nadawcę, adresata lub operatora skrzynki albo automatycznie przez oprogramowanie skrzynki po przekroczeniu zadanego czasu składowania. Do nadania wiadomości przeznaczony jest rozkaz "S" ("SEND"). W tym przypadku konieczne jest podanie znaku (i ewentualnie skrzynki docelowej) adresata albo rubryki oraz tytułu wiadomości. Do zarejestrowania się w skrzynce (podania własnego imienia) służy rozkaz "N imię". Przerwanie połączenia dokonywane jest najczęściej za pomocą rozkazu "B" ("BYE") lub lokalnego rozkazu (rozkazu dla własnego kontrolera) DI (DISCONNECT). Jeżeli skrzynka sprzężona jest z węzłem, rozkaz "G" ("GATE") umożliwia połączenie z nim. W niektórych systemach do nadania lub odczytu zbioru stosowane są rozkazy "U" ("UPLOAD") i "D" ("DOWNLOAD"). W celu wywołania operatora skrzynki (o ile znajduje się on w pobliżu) służy rozkaz "T" ("TALK"). Podobnie jak w przypadku węzłów rozkaz "I" pozwala na wywołanie najważniejszych informacji o węzle i jego wyposażeniu. Zbiory dwójkowe transmitowane są przeważnie w postaci zakodowanej za pomocą kodera 7PLUS (w wersji dla systemu operacyjnego WINDOWS – WIN7PL) lub programów UUECCODE/UUDECODE (dla systemu operacyjnego UNIX), albo w oparciu o protokół YAPP (tylko niektóre ze skrzynek elektronicznych pozwalają na korzystanie z niego, przykładowo są to skrzynki F6FBB i TSTHOST).

Zasadniczą różnicą między skrzynkami wchodzącymi w skład sieci i skrzynkami indywidualnymi zawartymi w oprogramowaniu kontrolerów TNC lub w popularnych programach pakiet radio, jak SP, GPBox czy WinGT jest możliwość retransmisji danych. Skrzynki wchodzące w skład sieci retransmitują dane automatycznie, kierując się adresem hierarchicznym lub znakiem skrzynki adresata. Skrzynki prywatne przeważnie nie mają tej możliwości (wyjątkiem jest skrzynka programu WinGT) i dlatego są przeznaczone jedynie do deponowania wiadomości dla jej posiadacza lub wąskiego grona użytkowników mających bezpośredni dostęp do skrzynki. Poza tym skrzynki prywatne czynne są jedynie w czasie dogodnym dla ich właściciela (operatora). W przeciwieństwie do skrzynek wchodzących w skład sieci nie wymagają one uzyskania osobnego zezwolenia.

Skrzynki prywatne zawarte są w niektórych wersjach kontrolerów TNC2 (np. produkcji MFJ, PacComm i Timewave – dawniej AEA), w PK-232, w kontrolerach TNC3 i PTC-II (skrzynka dostępna jest nie tylko w systemie pakiet radio). Poza jednym z rozwiązań MFJ dla kontrolerów MFJ-1270/74 również i one nie retransmitują poczty automatycznie. Kontrolery TNC2 produkcji krajowej wyposażone są w omówione dalej oprogramowanie TF nie zawierające skrzynki. Możliwa jest jednak wymiana oprogramowania na wersję TAPR wyposażoną w skrzynkę.

Wymiana listów elektronicznych i rozpowszechnianie biuletynów przez skrzynki stanowi nową i bardzo atrakcyjną formę komunikacji amatorskiej, nie powinna ona jednak spowodować zaniedbania łączności bezpośrednich (dialogu). Ograniczenie się jedynie do biernego odczytywania setek kilobajtów lub megabajtów informacji ze skrzynek elektronicznych przyczyniło się już niestety do złej sławy emisji pakiet radio. Podejście takie jest bardzo rozpowszechnione wśród użytkowników skrzynek telefonicznych. W każdym razie wczytując większą ilość informacji należy się zastanowić, czy potrafimy je należycie ocenić i wykorzystać. Cotygodniowa wymiana posiadanego programu na nowszą wersję spowoduje spowoduje znaczne straty czasu na ich instalacje i konfigurację uniemożliwiając praktyczne korzystanie z posiadanego już wyposażenia i zapoznanie się możliwościami. W wielu przypadkach przejmowane są bezkrytycznie wczytane konfiguracje programu, co przeważnie przynosi więcej rozczarowań i oczekiwania na dalsze wersje niż korzyści. Prawidłowa konfiguracja programu wymaga zapoznania się z jego opisem i zrozumienia znaczenia poszczególnych parametrów, a także ich wypróbowania w praktyce, co zawsze wymaga poświęcenia sporo czasu.

Dalszą słabą stroną systemu pakiet radio jest możliwość łatwego nadużycia znaków wywoławczych innych stacji. Odpada tu niebezpieczeństwo rozpozniania operatora po gło-

sie, a czynnikiem ułatwiającym popełnianie nadużyć jest anonimowość w trakcie nadawania wiadomości do skrzynki. Może to spowodować konieczność powszechnego wprowadzenia haseł dostępu (ang. password) do skrzynek lub nawet do węzłów sieci, albo nawet wprowadzenie ograniczeń przez ustawodawcę. Jest to zależne od stopnia zdyscyplinowania i samokontroli środowiska amatorskiego.

3.2.3.1. SKRZYNKI PACKET-CLUSTER

Szczególny przypadek stanowią skrzynki typu packet-cluster. Ich zadaniem jest rozprowadzanie bieżących informacji o rzadkich stacjach DX-owych, ekspedycjach, warunkach propagacji i innych danych mogących mieć istotne znaczenie w zawodach. Skrzynki te wyposażone są w specjalne oprogramowanie różne od systemów stosowanych w skrzynkach przeznaczonych do ogólnej korespondencji. Są one sprzężone ze sobą przez sieć stacji węzłowych pakiet radio, dzięki czemu możliwe jest szybkie rozprowadzanie informacji w ramach całego kontynentu. Sieć skrzynek packet-cluster stanowi istotną pomoc w pracy DX-owej i w zawodach o zasięgu światowym. Wadą obecnego systemu jest jednak to, że wiadomości są wprowadzane równolegle przez operatorów w wielu krajach i w związku z tym występują wielokrotnie w wywoływanych spisach. W nowszych wersjach oprogramowania pożądane byłoby ograniczenie zasięgu retransmisji wiadomości do dwóch lub trzech sąsiednich skrzynek w celu uniknięcia ich zbędnego dublowania (np. wprowadzenie w nagłówkach wiadomości pola TTL (ang. time to live, znaczenie tego pola wyjaśnione jest w następnym rozdziale).

3.2.3.2. ZESTAWY ROZKAZÓW NIEKTÓRYCH SYSTEMÓW SKRZYNEK

Tabele zawierają najważniejsze, z punktu widzenia użytkownika, rozkazy dla skrzynek elektronicznych. Pominięto w nich rozkazy rzadziej używane i niektóre rzadziej używane warianty przytoczonych rozkazów. Rozkazy mogą być skrócone do części podanej dużymi literami. Parametry nieobowiązkowe podane są w nawiasach kwadratowych, obowiązkowe w nawiasach spiczastych. Nawiasów tych nie należy oczywiście pisać w rozkazie.

Skrzynki BayCom-Box (BCM)

Rozkaz	Znaczenie
Alter	Służy do zmiany opcji wielu rozkazów.
Alter Speech <prefiks kraju>	Służy do zmiany języka meldunków skrzynki.
AKTUELL	Służy do odczytania tekstu zawierającego aktualności.
Bye	Przerwanie połączenia ze skrzynką.
Check	Służy do wywołania spisu wiadomości ogólnych, które napłynęły od czasu ostatniego połączenia ze skrzynką.
DC <nazwa rubryki>	Zmiana rubryki roboczej.
CONVERS, Talk	Przejście do trybu konferencyjnego.
DIR [rubryka]	Wywołanie spisu treści rubryki.
DIR Messages	Wywołanie spisu treści wszystkich rubryk biuletynów.
DIR Boards	Wywołanie spisu rubryk.

DIR Users	**Wywołanie spisu wszystkich katalogów prywatnych.**
Erase <numer>	**Skasowanie wiadomości.**
EXIT, LOGOUT, Quit	**Przerwanie połączenia ze skrzynką.**
FINGER <znak>, User <znak>	**Wywołanie danych odnośnie podanego użytkownika skrzynki.**
Help, MAN	**Wywołanie pomocy.**
Info	**Wywołanie tekstu informacyjnego.**
List <rubryka> <zakres numerów>	**Wywołanie spisu wiadomości, które napłynęły od czasu ostatniego połączenia ze skrzynką.**
MSG <znak> <tekst>	**Nadanie wiadomości do użytkownika połączonego ze skrzynką.**
MYBBS <znak>	**Podanie znaku skrzynki macierzystej.**
NEXT	**Odczytanie następnej wiadomości.**
PASswort	**Wprowadzenie prywatnego hasła dostępu.**
Read [rubryka] [zakres numerów]	**Odczytanie wiadomości.**
REPLY [numer]	**Nadanie odpowiedzi na wiadomość o podanym numerze lub ostatnio przeczytaną.**
Send <adresat> <tytuł>	**Nadanie wiadomości.**
Talk <znak> <tekst>, Write <znak> <tekst>	**Nadanie krótkiej wiadomości do jednej ze stacji połączonych ze skrzynką.**
USERS	**Wywołanie spisu stasji połączonych ze skrzynką.**
UNERASE <numer>	**Odzyskanie skasowanej wiadomości.**
Version	**Wyświetlenie informacji o wersji programu.**
WALL <tekst>	**Nadanie wiadomości do wszystkich stacji połączonych ze skrzynką.**

Skrzynki F6FBB

Rozkaz	Znaczenie
A	**Przerwanie wykonywania poprzedniego rozkazu.**
B	**Przerwanie połączenia ze skrzynką.**
C	**Przejście do trybu konferencyjnego.**
G	**Połączenie z węzłem.**
H lub ?	**Wywołanie pomocy.**
I	**Wywołanie tekstu informacyjnego.**
I <znak stacji>	**Wywołanie informacji o podanej stacji.**
IH <adres hierarhiczny>	**Wywołanie spisu znanych użytkowników dostępnych pod danym adresem hierarhicznym.**
J	**Wywołanie spisu stacji odbieranych lub połączonych ze skrzynką.**
K <numer>	**Skasowanie podanej wiadomości.**

KM	**Kasowanie przeczytanych wiadomości własnych.**
L	**Wywołanie spisu nowych wiadomości.**
LB	**Wywołanie spisu biuletynów.**
LC [adresat|rubryka]	**Wywołanie spisu wiadomości dla podanego adresata lub z podanej rubryki.**
LM	**Wywołanie spisu własnych wiadomości.**
LN	**Wywołanie spisu nowych wiadomości własnych.**
LL <liczba>	**Wywołanie podanej liczby ostatnich wiadomości.**
L< <znak>	**Wywołanie spisu wiadomości pochodzących od podanego nadawcy.**
L> <znak>	**Wywołanie spisu wiadomości przeznaczonych dla podanego adresata.**
N <imię>	**Wprowadzenie imienia do bazy danych skrzynki.**
NH <znak>	**Wprowadzenie znaku skrzynki macierzystej.**
ON [numer]	**Wywołanie wykazu języków obsługi, numer z wykazu służy do wybrania podanego języka.**
R <numer>	**Odczyt wybranej wiadomości.**
RM	**Odczyt własnych wiadomości.**
RN	**Odczyt nowych własnych wiadomości.**
R> <znak>	**Odczyt wiadomości przeznaczonych dla podanego adresata.**
R< <znak>	**Odczyt wiadomości pochodzących od podanego nadawcy.**
S <znak adresata>	**Nadanie wiadomości do wybranego adresata.**
SP <znak adresata>	**Nadanie wiadomości prywatnej.**
SB <rubryka>	**Nadanie biuletynu.**
SR [numer]	**Nadanie odpowiedzi na wiadomość ostatnio przeczytaną lub na wiadomość o podanym numerze.**
SC <numer> <adresat>	**Przekazanie kopiii wybranej wiadomości do podanego adresata.**
V	**Wyświetlenie informacji o oprogramowaniu skrzynki.**

Skrzynki DieBox, WinGT i TNC3BOX

Rozkaz	**Znaczenie**
CHECK	**Wywołanie spisu nowych wiadomości.**
Dir	**Wywołanie spisu rubryk skrzynki.**
Erase <numer>	**Służy do skasowania wiadomości.**
Help	**Wywołanie pomocy.**
List	**Wywołanie spisu treści rubryki.**
MHeard	**Wywołanie spisu odbieranych stacji.**
MSG <znak> <tekst>	**Nadanie krótkiej wiadomości do stacji połączonej ze skrzynką.**

NAME <imię>	**Służy do podania własnego imienia.**
NEWS	**Wywołanie tekstu informacyjnego.**
QUIT	**Przerwanie połączenia.**
REPL	**Udzielenie odpowiedzi na ostatnio przeczytaną wiadomość.**
Send <adresat> [tytuł]	**Nadanie wiadomości.**
Read <numer>	**Służy do odczytania wybranej wiadomości.**
User	**Wywołanie spisu użytkowników skrzynki.**

3.2.3.3. ADRESY HIERARCHICZNE

W adresowaniu poczty rozprowadzanej przez sieć skrzynek pakiet radio stosowany jest system adresów hierarchicznych. Adresy mają następującą strukturę:

```
SP6KBL.#WB.POL.EUj
               ^ kontynent
            ^ kraj
         ^ rejon
   ^ znak wywoławczy
Kontynenty i regiony oznaczane są za pomocą skrótów dwu- lub cztero-
literowych:
.AF .AFRC  Afryka,
-   .NAFR  Afryka Północna,
-   .CAFR  (Central Africa), Afryka Środkowa,
-   .SAFR  Afryka Południowa,
.AS .ASIA  Azja,
-   .INDI  Subkontynent Indyjski, Ocean Indyjski,
-   .SEAS  Południowo-Wschodnia Azja,
.AU .AUST  Australia,
-   .AUNZ  Australia/Nowa Zelandia,
.EU .EURO  Europa,
-   .MDLE  (MiddleEast), Bliski Wschód (np. Izrael),
.OC .OCEA  Oceania
-   .NPAC  Północny Pacyfik,
-   .EPAC  (Eastern Pacific) Wschodni Pacyfik,
-   .SPAC  Południowy Pacyfik,
-   .WPAC  Zachodni Pacyfik,
.NA .NOAM  Ameryka Północna,
-   .CARB  Wyspy Karaibskie,
-   .CEAM  (Central America), Ameryka Środkowa,
.SA .SOAM  Ameryka Południowa,
-   .ANTR  Antarktyda
```

Oznaczenia krajów powinny opierać się na normie ISO 3166 (są to skróty trzyliterowe):

```
.AUT  Austria                .LUX  Luksemburg
.BEL  Belgia                 .MKD  Macedonia
.BIH  Bośnia-Herzegowina     .MLT  Malta
.BGR  Bułgaria               .NLD  Holandia
.CHE  Szwajcaria             .NOR  Norwegia
.DEU  Niemcy                 .POL  Polska
.ESP  Hiszpania              .PRT  Portugalia
.FIN  Finlandia              .ROM  Rumunia
.FRA  Francja                .RUS  Rosja
.GBR  Wielka Brytania        .SVK  Słowacja
.GIB  Gibraltar              .SVN  Słowenia
.GRC  Grecja                 .SWE  Szwecja
```

```
.HRV  Chorwacja              .CZE  Czechy
.HUN  Węgry                  .TUR  Turcja
.IRL  Irlandia               .UKR  Ukraina
.ITA  Włochy                 .YUG  Jugosławia

.ALB  Albania                .LTU  Litwa
.AND  Andorra                .LVA  Łotwa
.BLR  Białoruś               .MCO  Monaco
.EST  Estonia                .MDA  Mołdawia
.FRO  Wyspy Färöya           .MSR  Monserrat
.GRL  Grenlandia             .SJM  Svalbard/Jan Mayen
.ISL  Islandia               .SMR  San Marino
.LIE  Lichtenstein           .VAT  Watykan.
```

Do nieaktualnych lub błędnych należą:

```
.CSK  Czechosłowacja         .SUN  Związek Radziecki
.MAK  Macedonia              .MAC  Macedonia
.TCH  Czechy
```

Oznaczenia rejonów nie są narazie obowiazkowe, zasadniczo powinny składać się z czterech znaków, z których pierwszym powinien być znak #. Zasada ta nie jest jeszcze systematycznie przestrzegana.

```
Oznaczenia rejonów w Austrii     Oznaczenia rejonów w Czechach
.#OE1 Wiedeń                         .#MOR  Morawy
.#OE2 Salzburg                       .#BOH  Czechy
.#OE3 Dolna Austria
.#OE4 Burgenland
.#OE5 Górna Austria
.#OE6 Styria
.#OE7 Tyrol (czasem też #TIR)
.#OE8 Karyncja (czasem też #CAR)
.#OE9 Vorarlberg
Oznaczenia rejonów w Niemczech:
.#BAY Bawaria                    .#NRW Północna Nadrenia-
                                   -Westfalia
.#BLN Berlin                     .#RPL Nadrenia-Palatynat
.#BRB Brandenburgia              .#SAA Saksonia-Anhalt
.#BW  Badenia-Wirtembergia       .#SAR Zagłębie Saary
.#HB  Brema                      .#SAX Saksonia
.#HES Hesja                      .#SLH Schleswig-Hollstein
.#HH  Hamburg                    .#THR Turyngia
.#MVP Meklemburgia
.#NDS Dolna Saksonia
```

Interpretacja adresów dokonywana jest od prawej strony do lewej tzn. następuje stopniowe zacieśnianie obszaru poszukiwań. Wybierana jest trasa o najwyższym stopniu zgodności. W poczcie krajowej można opuścić oznaczenie kraju, w poczcie europejskiej – kontynentu. Oznaczenie rejonu ułatwia ewentualny wybór korzystniejszej trasy.
W adresach biuletynów używane są nazwy rubryk albo oznaczenia krajów, rejonów lub kontynentów, np.: WW, EU, SP, DL, OE, OK, OEDL, THEBOX, AMSAT, BAYCOM, BAY, OENORD itp.

3.2.3.4. PRZYKŁADOWE POŁĄCZENIE ZE SKRZYNKĄ

W sposób analogiczny jak w przykładzie poprzednim nawiązujemy połączenie ze skrzynką SR6BOX. Skrzynka wita nas za pomocą następującego meldunku:

```
BayCom-Mailbox V1.40 (DOS)
Cześć, Krzysztof !   Witaj w SR6BOX-8
```

```
dzisiaj jest 06.11.98, czas lokalny 23:32:17, połączonych 3 użytkowników.
*
EL-serwer dostępny komendą: EL
*
HELP pokazuje dostępne komendy, A H 0 wyłącza menu.
Poziom pomocy = 2, stronicowanie = 0, ostatnie połączenie 06.11.98 23:28:52
Dla OE1KDA @ OE1XAB.#OE1.AUT.EU nie ma żadnej informacji.
Help Dir Read Erase Check REPly Send Quit Alter
(OE1KDA)-->
```

Ostatnia linia jest monitem skrzynki oznaczającym, że czeka ona na dalsze rozkazy. Jak wynika z meldunku nie otrzymałem żadnego listu prywatnego, rozpoczynam więc poszukiwanie ciekawych biuletynów. Poszukiwania dobrze zacząć od zapoznania się ze spisem rubryk. Spis wywoływany jest za pomocą polecenia D B (DIR BOARDS). Spis jest dość długi i dlatego został przytoczony jego fragment:

```
Wykaz wszystkich działów biuletynów:

BIN      / 7PLUS OBRAZKI GIF
BUS      / AMTOR APLINK ATV CLO3VER CW FAX GTOR PACTOR RTTY SAT-TV SSTV
KOMPUTER / AMIGA APPLE ARCHIM ATARI C128 C16 C64 COMMODOR CPC EPSON HP
         / IBM MAC
DXNEWS   / 50MC AWARD BEACON CONTEST CQ DIPLOM DX DXCC DXCLUS IARU IOTA
         / KW QRV QSL QSL-MG SHF SKED SWL UHF UKW VHF
SPRZET   / ALINCO DRAKE ICOM KENWOOD STANDARD YAESU
MODEM    / 9600BD PSK
NODESOFT / BPQ DIEBOX FALCON FBB FLEXNET NETROM RMNC SNET THENET WAMPES
OS       / DRDOS MSDOS NOS OS2 UNIX WINDOWS
SOFTWARE / BAYBOX BAYCOM DIGICOM DP GP PRKISS SP TFPCX THP TOP VP YAPP
SPACE    / AMSAT ASTRO KEPLER SAT SATELLIT
SUCHE    / GEKLAUT HELP NEED PROBLEM WANTED
TNC      / DRSI HAPN KAM MFJ PK232 TNC2 TNC3 TNC4
ZGPZK
Help Dir Read Erase Check REPly Send Quit Alter
(OE1KDA)-->
```

Posługując się poleceniem CD przechodzimy do rubryki FAX a następnie wywołujemy spis ostatnich 10 wiadomości:

```
Help Dir Read Erase Check REPly Send Quit Alter
(BUS/FAX)-->dir -10

Zawartość działu BUS/FAX:
6) SP1QXM > FAX    26.10.98  144 #9   @POL (7+) MET7 26.10.98 9:30 VIS2 C2
7) SP1QXM > FAX    26.10.98  144 #9   @POL (7+) MET7 26.10.98 9:30 VIS2 C2
8) SP1QXM > FAX    27.10.98  144 #10  @POL (7+) MET7 26.10.98 9:30 VIS2 C2
9) SP1QXM > FAX    27.10.98  144 #10  @POL (7+) MET7 26.10.98 9:30 VIS2 C2
10) SP1QXM > FAX   27.10.98  144 #10  @POL (7+) MET7 26.10.98 9:30 VIS2 C2
11) SP1QXM > FAX   27.10.98  144 #10  @POL (7+) MET7 26.10.98 9:30 VIS2 C2
12) SP1QXM > FAX   27.10.98  144 #10  @POL (7+) MET7 26.10.98 9:30 VIS2 C2
13) SP1QXM > FAX   27.10.98  125 #10  @POL (7+) MET7 26.10.98 9:30 VIS2 C2
14) G4UCJ  > FAX   30.10.98   30 #13  @WW WXSAT SKEWING
15) DG5COB > FAX   02.11.98   10 #16  @DL Temp v. Satpics
Help Dir Read Erase Check REPly Send Quit Alter
(BUS/FAX)-->
```

Można to było zrobić za jednym zamachem posługując się poleceniem DIR FAX -10. Jak widać monit zawiera nazwę aktualnej rubryki. Wiadomość nr. 14 może być interesująca więc odczytujemy jej treść posługując się poleceniem R 14. Wiadomość (jak zresztą wszystkie) zawiera nagłówek i właściwą treść (która nie została przytoczona):

```
G4UCJ  > FAX      30.10.98 19:23 30 Lines 1157 Bytes #13 @WW
```

```
BID : 560043G4UCJ
Subj: WXSAT SKEWING
Path:
!SR6BOX!SP6KBL!OK0PHL!OK0PPR!OK0PKL!DB0ZWI!DB0HOT!DB0ERF!DB0HSK!PI8DRS!
!PI8ZWL!PI8APD!PI8GCB!PI8WFL!PI8VNW!GB7PMB!GB7MAX!GB7COV!GB7COV!GB7WAR!
!GB7AVM!GB7BEN!GB7BEN!
Sent: 981030/1409Z @:GB7BEN.#43.GBR.EU #:51406 [Bletchley Local]
$:560043G4UCJ

From: G4UCJ@GB7BEN.#43.GBR.EU
To  : FAX@WW

......... itd.
```

Na treść nagłówka składa się m.in. znak nadawcy, data nadania, długość wiadomości, następnie jej identyfikator BID, który nie ma znaczenia dla czytającego a jedynie dla programu skrzynki, tytuł ("Subj"), trasa retransmisji ("Path"), adres hierarchiczny nadawcy ("From") i adres docelowy ("To").

Po przeczytaniu mniejszej lub większej liczby wiadomości z różnych rubryk przypominamy sobie o obietnicy skontaktowania się z SP6FIG. W celu nadania wiadomości piszemy polecenie:
S SP6FIG @ SR3DLE.#LE.POL.EU LIST.
Polecenie zawiera oprócz rozkazu S znak adresata i jego adres hierarchiczny (w adresach krajowych można pozostać tylko przy znaku skrzynki macierzystej adresata) a następnie tytuł wiadomości. Odpowiedzią skrzynki może być:

```
Wprowadź tekst dla SP6FIG @ SR3DLE.#LE.POL.EU zakończ przez NNNN lub CTRL-Z
```

Piszemy więc tekst i po naciśnięciu kombinacji klawiszy CTRL-Z otrzymujemy potwierdzenie przyjęcia wiadomości:

```
Zapisano 15 linii dla SP6FIG
(SP6FIG)-->
```

3.3. PLANOWANIE I STRUKTURA SIECI

Pełne wykorzystanie właściwości emisji pakiet radio możliwe jest dopiero po zainstalowaniu sieci stacji węzłowych retransmitujących pakiety wewnątrz kraju i sprzężonych z sieciami krajów sąsiednich. Docelowo sieć taka powinna pokrywać całą powierzchnię kraju, przy czym w praktyce jej gęstość jest różna i zależna od liczby użytkowników w danym rejonie. Rozbudowa rozpoczyna się przeważnie od rejonów o większym zapotrzebowaniu.

Instalacja sieci wymaga opracowania pewnego konceptu wskazującego dalsze kierunki rozwoju i stanowiącego podstawę jej prawidłowego funkcjonowania. Przyjętym zasadom musiałyby się docelowo podporządkować wszystkie stacje wchodzące w skład sieci (węzły i skrzynki elektroniczne), nawet jeżeli w okresie spontanicznego rozwoju sytuacja wyglądała inaczej.

3.3.1. ROZMIESZCZENIE STACJI I PRZYDZIAŁ CZĘSTOTLIWOŚCI

W okresie początkowym sieć składa się z grup węzłów pracujących na wspólnej częstotliwości będącej jednocześnie częstotliwością wejściową i częstotliwością łącza pomiędzy węzłami. W miarę wzrostu natężenia ruchu i zagęszczenia sieci stan taki staje sie szybko niewystarczający. Wspólna częstotliwość jest w coraz większym stopniu zajęta przez retransmisję danych między węzłami, jednocześnie wzrastają też wzajemne zakłócenia zarówno pomiędzy węzłami jak i stacjami użytkowników. Powoduje to wzrost liczby powtórzeń i może doprowadzić do całkowitego zablokowania kanału.

Zapobiec temu można przez:
1) rozdział częstotliwości wejściowych i łączy,
2) pracę stacji węzłowych w różnych kanałach.

Wynika stąd konieczność ustalenia planu częstotliwościowego sieci. Składałby się on z dwóch zasadniczych części:
1) planu przyporządkowania kanałów wejściowych,
2) planu łącz wraz z ich częstotliwościami pracy.

Dla sprządzenia pierwszego z nich konieczne jest pokrycie obszaru kraju siatką trójkątów równobocznych o bokach odpowiadających przyjętemu zasięgowi stacji pomnożonemu przez pierwiastek kwadratowy z trzech (1,73).

W celu dokonania oceny zasięgu stacji węzłowej można posłużyć się krzywymi propagacji opracowanymi przez CCIR. Dla uproszczenia przytoczę tu jedynie kilka przykładowych wartości pozwalających na dokonanie przybliżonej oceny zasięgu. Czytelników zainteresowanych dokładnym przebiegiem krzywych odsyłam do literatury poświęconej propagacji fal.

I tak np. dla zakresu częstotliwości 30 – 350 MHz, mocy promieniowanej 10 W i polaryzacji pionowej przy założeniu wysokości anteny odbiorczej 2 m ponad poziom gruntu otrzymujemy przedstawione w tabeli 1 natężenia pola w dB (w odniesieniu do uV/m).

Tabela 1

Wys. ant. nad. [m]	Odległość[km]							
	20	30	40	50	60	70	80	90
10	14	7	1	-3	-6	-10	-12	-14
20	17	9	4	-1	-4	-7	-10	-12
30	20	12	7	2	-2	-5	-8	-10
40	23	15	9	4	0	-3	-6	-8
50	26	17	10	5	1	-2	-5	-7
100	32	24	17	12	8	5	1	-5
150	37	27	22	16	12	8	4	0

Zmiana mocy stacji węzłowej powoduje przesunięcie krzywych w zależności od stosunku mocy wyrażonego w decybelach. Dla mocy 1 W krzywe ulegają więc przesunięciu o -10 dB, dla 30 W byłoby to ok. +3dB. Przytoczone krzywe nie uwzględniają wpływu zakłóceń i odbić w warunkach miejskich, pozwalają jednak na ocenę przybliżoną, ale wystarczającą w warunkach amatorskich.

Uwzględniając przeciętną czułość odbiorników stacji amatorskich i zastosowanie także prostych anten należałoby przyjąć średni promień zasięgu rzędu 50 km, tzn. bok siatki wynosiłby ok. 85 km. Zbyt duże zasięgi stacji powodowałyby wzrost kolizji pakietów wzajemnie się nie słyszących stacji użytkowników. W przyszłości konieczne może być zagęszczenie oczek siatki przez instalację dodatkowych stacji pracujących w innych kanałach lub pasmach częstotliwości, a także użycie protokółów DAMA lub pochodnych.

W profesjonalnych metodach planowania sieci stosowane są siatki trójkątne, a w wierzchołkach trójkątów (lub w warunkach praktycznych w ich pobliżu) powinny być zainstalowane stacje węzłowe.

Dla uniknięcia (zminimalizowania) wzajemnych zakłóceń częstotliwości pracy sąsiadujących węzłów muszą być różne, a węzły o wspólnej częstotliwości pracy powinny być odpowiednio oddalone od siebie. W przypadku sieci profesjonalnych konieczne jest obliczenie ochronnych odstępów sygnałów i określenie w ten sposób minimalnej odległości stacji pracujących we wspólnym kanale.

Wyniki rozważań obrazują poniższe przykłady:

Przykład 1:

Przy użyciu minimalnej liczby trzech kanałów (144,825 - 144,875 MHz) ich rozkład w sieci wyglądałby następująco (tabela 2):

Tabela 2.

```
144,875     144,850     144,825     144,875     144,850     144,825
   *           *           *           *           *           *

      144,825     144,875     144,850     144,825     144,875
         *           *           *           *           *

144,875     144,850     144,825     144,875     144,850     144,825
   *           *           *           *           *           *
```

Przykład 2: Znacznie lepszym i zapewniającym większą separację stacji pracujących we wspólnych kanałach jest rozkład 4-częstotliwościowy (144,800 - 144,875 MHz):

Tabela 3.

144,850	144,825	144,800	144,875	144,850	144,825
*	*	*	*	*	*
	144,800	144,875	144,850	144,825	144,800
	*	*	*	*	*
144,875	144,850	144,825	144,800	144,875	144,850
*	*	*	*	*	*
	144,825	144,800	144,875	144,850	144,825
	*	*	*	*	*

Przykłady te mogą służyć jako podstawa do sporządzenia planów obejmujących większą liczbę kanałów.

Większe rozpowszechnienie i niższe ceny sprzętu na pasmo 2 m spowodowały ograniczenie się przeze mnie w pierwszej fazie do przedstawienia propozycji wykorzystującej jedynie ten zakres. W następnej fazie możliwe byłoby uzupełnienie sieci za pomocą stacji (lub dodatkowych wejść) pracujących w paśmie 70 cm. Do dyspozycji byłyby tu kanały simpleksowe w zakresie 433,625 - 433,775 MHz.

Oprócz wspomnianych powyżej podstawowych częstotliwości stacji pakiet radio na uwagę zasługują też częstotliwości: 145,300 MHz i 432,675 MHz. Pierwsza z nich jest wprawdzie przewidziana w planach IARU dla emisji RTTY, ale w miarę rozpowszechniania się systemu pakiet radio emisja RTTY w zakresach UKF zanika całkowicie. Częstotliwości te (stosowane w wielu krajach) mogłyby być wykorzystane dla dodatkowych wejść lub stacji uzupełniających sieć w okolicach o większym zapotrzebowaniu. Mogłyby one też być wykorzystane jako dodatkowe kanały wejściowe skrzynek elektronicznych. W wielu krajach praca emisją pakiet radio dozwolona jest w podzakresach przeznaczonych dla wszystkich emisji, dzięki czemu możliwe jest wykorzystanie w miarę potrzeby dodatkowych kanałów.

3.3.2. ŁĄCZA MIĘDZY WĘZŁAMI

Węzły sieci powinny być sprzężone między sobą na częstotliwościach różnych od częstotliwości użytkowych. Uniknięcie zakłóceń pomiędzy wejściami użytkowymi i łączami jest znacznie łatwiejsze w przypadku pracy tych ostatnich w osobnym zakresie częstotliwości. Zakładając w pierwszym rzędzie pracę wejść użytkowych w paśmie 2 m oraz ograniczoną pojemność tego pasma łącza powinny pracować w paśmie 70 cm (w przyszłości także w paśmie 23 cm i wyższych).

W paśmie 70 cm do dyspozycji stoją zasadniczo podzakresy 430,000 - 431,000 i 438,000 - 440,000 MHz.

Obecnie stosowane są podzakresy:
dla łączy simpleksowych: 430,600 - 430,675 MHz, 438,025 - 438,175 MHz;
dla pracy półdupleksowej z odstępami częstotliwości -7,6 MHz lub -9,4 MHz: 430,400 - 430,575 MHz, 430,700 - 430,975 MHz, 438,200 - 438,550 MHz, 439,275 - 439,325 MHz i

439,800 - 439,975 MHz.

Kanały półdupleksowe noszą według ustaleń IARU oznaczenia R52 - R66 (wejście 430,600 - 430,950 MHz, wyjście 438,200 - 438,550 MHz, odstęp -7,6 MHz) oraz R95 - R97 (wejście 431,675 - 431,725 MHz, wyjście 439,275 - 439,325 MHz, odstęp -7,6 MHz). Kanały te przewidziane są do pracy łączy lub wejść stacji.

Wyłącznie dla łączy między węzłami przewidziane są kanały w podzakresach 439,800 - 439,950 MHz (wyjście) i 430,400 - 430,575 MHz (wejście). Odstęp częsotliwości wynosi tu -9,4 MHz. W praktyce zalecenia te są traktowane jedynie jako orientacyjne, zwłaszcza dotyczy to podziału na podzakresy simpleksowe i półdupleksowe.

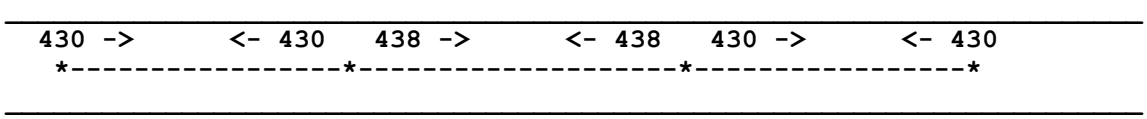
W paśmie 23 cm stosowane są podzakresy 1240,000 - 1241,000 i 1299,000 - 1300,000 MHz, a w pracy półdupleksowej stosowany jest odstęp częstotliwości 59 MHz.

Wymienione powyżej podzakresy pasma 70 cm mają jeszcze jedną dodatkową zaletę: leża poza zakresem trzeciej harmonicznej pasma dwumetrowego, dzięki czemu łatwiej jest uniknąć blokowania odbiorników łączy przez harmoniczne kanałów wejściowych.

Podobnie jak w przypadku częstotliwości wejściowych, konieczne jest opracowanie planu rozdziału częstotliwości, tak aby uniknąć wzajemnych zakłóceń i kolizji pakietów pochodzących od wzajemnie się nie słyszących węzłów.

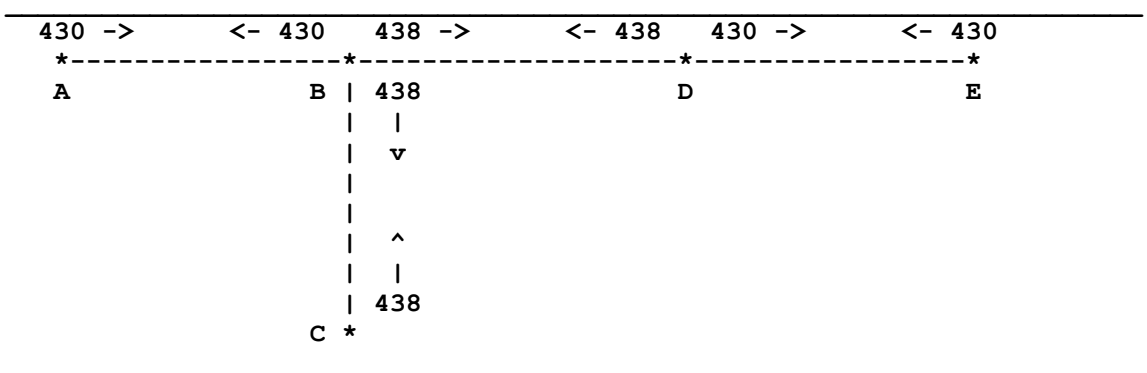
Dla prostych łączy (bez rozgałęzień) możliwe byłoby zastosowanie odcinków łączy simpleksowych pracujących naprzemian w podzakresach 430 i 438 MHz (tabela 4):

Tabela 4.



W miejscu rozgałęzienia stacja węzłowa (B) musiałaby odbierać pakiety pochodzące od dwóch stacji (C, D) w tym samym podzakresie częstotliwości. Odbiór na tej samej częstotliwości powodowałby wystąpienie kolizji ograniczających przepustowość łączy, zastosowanie sąsiedniego kanału w tym samym podzakresie powodowałoby zatykanie odbiornika odcinka B-D przez własny nadajnik trzeciego odcinka (B-C) i odwrotnie. Sytuacja ta przedstawiona jest poniżej (tabela 5):

Tabela 5.

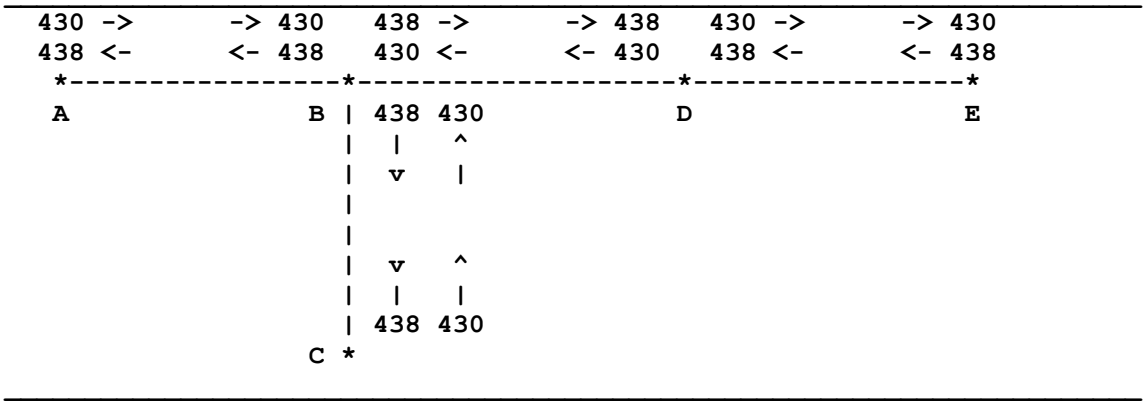


Dla usunięcia wspomnianych komplikacji konieczne byłoby przestrojenie odcinka B-C na pasmo 23 cm lub inne.

Znacznie lepszym rozwiązaniem jest zastosowanie łączy półdupleksowych, przy czym każda ze stacji węzłowych odbierałaby pakiety w jednym z podzakresów i nadawała

w drugim z nich. W łączu występowałyby więc naprzemian odcinki o prostym i odwrotnym przyporządkowaniu częstotliwości. W punkcie rozgałęźnym możnaby bez problemów zastosować różne kanały w poszczególnych odcinkach (tabela 6):

Tabela 6.



Odcinek A-B mógłby np. pracować w kanale R52(R), B-D w kanale R55(R), B-C w R59(R) a D-E w R53(R) itd. Zastosowanie w poszczególnych odcinkach kanałów odległych o dwa lub trzy przyczyniłoby się także do zmniejszenia wzajemnych zakłóceń. Zamiast przedstawionych powyżej kanałów o odstępie 7,6 MHz mogą być także stosowane kanały o odstępie 9,4 MHz.

Podobnie jak w przypadku kanałów użytkowych konieczne byłoby sporządzenie planu łącz i ich cętotliwości pracy. W tym przypadku sprawa jest nieco łatwiejsza, ponieważ sprzężenie węzłów nie wymaga instalacji łączy we wszystkich możliwych kierunkach pomiędzy wszystkimi punktami siatki, a jedynie wyboru pewnych pożądanych tras. Dodatkowo do dyspozycji jest większa liczba kanałów.

3.3.3. SYSTEMY OPROGRAMOWANIA

Obecnie spotyka się wiele systemów węzłów różniących się między sobą zarówno konstrukcją jak i oprogramowaniem. Ze względu na wyposażenie można je podzielić na kilka grup.

Do pierwszej grupy należą węzły wyposażone jedynie w jeden lub kilka kontrolerów TNC. Są to np. węzły NET/ROM, TheNet, X1J, KA-node i 3NET. Ich zaletą jest stosunkowo niski koszt: węzły NET/ROM i TheNet wymagają jedynie wymiany oprogramowania zawartego w pamięci EPROM, oprogramowanie KA-node zawarte jest standardowo we wszystkich kontrolerach firmy Kantronics a podobne do niego oprogramowanie pn. "Gateway" zawarte jest w kontrolerach firmy Timewave (dawniej AEA). Oprogramowanie węzła 3NET pracuje na kontrolerach TNC3 i TNC31. Węzeł NET/ROM, TheNet lub X1J składa się z jednego lub kilku kontrolerów TNC sprzężonych ze sobą za pomocą łącza szeregowego RS-232. Zasadniczo możliwe jest sprzężenie między sobą jedynie dwóch kontrolerów, dla większej ich liczby konieczne jest zastosowanie odpowiednich multiplekserów. Dlatego też węzły NET/ROM-TheNet i X1J powinny być stosowane jedynie w rejonach peryferyjnych, gdzie jeden z kontrolerów obsługuje łącze a drugi wejście użytkowe. Podobnie wygląda sprawa dla węzłów KA-Node i "Gateway" z tym, że kontrolery DSP-2232 wyposażone są w dwa modemy i mogą pracować jako węzły skrośne lub obsługiwać jednocześnie wejście użytkowe i łącze. Podobnie kontrolery KPC-2 i KPC-4 wyposażone są w dwa wejścia. W pierwszym z nich są to wejścia KF i UKF, w drugim

dwa wejścia UKF. Jedno z wejść może obsługiwać łącze, a drugie kanały użytkowe. Inną możliwością jest zastosowanie węzła KA-node jedynie w łączu między węzłami innych systemów bez możliwości bezpośredniego korzystania z nich. Należy zwrócić tu jeszcze uwagę na właściwości protokółów NET/ROM i KA-node. Protokół NET/ROM pozwala na ograniczone automatyczne wyszukiwanie tras połączeń, dlatego też użytkownik może uzyskać połączenie z każdym ze znanych węzłów docelowych bez konieczności wymieniania węzłów pośrednich (dotyczy to jedynie węzłów NET/ROM-TheNet); protokół KA-node wymaga kolejnego łączenia się ze wszystkimi węzłami na trasie. Przemawiałoby to dodatkowo za wykorzystaniem obu systemów jedynie w węzłach peryferyjnych. Węzły NET/ROM-TheNet rozpoznają automatycznie jedynie stacje tego samego systemu, stacje innych systemów nie są traktowane jako węzły. Jedną z odmian systemu TheNet jest węzeł X1J umożliwiający retransmisję datagramów TCP/IP, co predystynuje go do uzupełnienia sieci TCP/IP. Kontrolery TNC3 są wyposażone w dwa wejścia i w dwa równolegle pracujące modemy, oprócz tego możliwe jest sprzęganie większej liczby kontrolerów za pomocą szybkiej magistrali "HighSpeed Bus". Oprogramowanie 3NET posługuje się wszystkimi trzema standardowymi protokółami, a więc NET/RON, Flexnet oraz IP. W trakcie uruchamiania węzłów konieczne jest podłączenie komputera PC lub terminalu w celu wprowadzenia pożądanych wartości parametrów. Do tej samej grupy należą też węzły systemu ROSE. Oprogramowanie to może być zainstalowane w dowolnym kontrolerze TNC2, jednak system adresowania jest odmienny od pozostałych i oparty na osobnym systemie numerycznym. Poza USA systen ROSE pochodny od niego system FPAC spotykane są jedynie we Francji i częściowo w Czechach.

Drugą grupę stanowią węzły o specjalnej konstrukcji, przede wszystkim są to węzły FLEXNET. Składają się one z płytki głównej i maksimum 16 płytek kanałowych wyposażonych we własny mikroprocesor (6809), obwód HDLC (Z8530), obwód pomocniczy VIA (6522), pamięci i modem (TCM3105 lub modem G3RUH). Zamiast modemu opartego o układ TCM3105 możliwe jest też dołączenie modemu zewnętrznego o dowolnej konstrukcji i innej szybkości pracy. Węzeł FLEXNET może obsługiwać w sumie do 16 wejść i łączy międzywęzłowych i może być rozbudowywany w miarę potrzeby (przez dołączenie dalszych płytek kanałowych). Dlatego też powinien, moim zdaniem, stanowić podstawę sieci krajowej, przynajmniej do czasu opracowania innego lepszego systemu. Węzły FLEXNET pozwalają na automatyczne wyszukiwanie tras łączności w oparciu o analizę odbieranych pakietów lub dane wprowadzone przez operatora. Dzięki temu możliwe jest rozpoznawanie węzłów innych systemów, mimo różnic występujących między protokółami sieciowymi NET/ROM i FLEXNET. Węzły korzystające z protokółu FLEXNET mogą w pewnym ograniczonym zakresie współpracować z partnerami korzystającymi z protokółu NET/ROM lepszym rozwiązaniem jest jednak skorzystanie w rejonach przejściowych z systemów posługujących się obydwoma protokółami np. z węzłów XNET.

Interesującymi rozwiązaniami są też słoweński system SUPERVOZELJ ("Super Węzeł") i wzorowany na nim włoski ITANET, które dzięki wykorzystaniu własnych płytek wyposażonych w mikroprocesy 16-bitowe i kontrolerów USCC pozwalają na osiągnięcie w łączach szybkości transmisji przekraczających 1,2 Mbit/s. Oczywiście tak duże szybkości transmisji wymagają zastosowania radiostacji o konstrukcji przystosowanej do tego celu. Sprzęt, oprogramowanie i radiostacje mikrofalowe dla systemu SUPERVOZELJ zostały opracowane przez słoweńskiego krótkofalowca Matjaża Vidmara, S53MV.

Do trzeciej grupy należą węzły wymagające użycia komputera PC lub innego (np. AMIGA) sterującego odpowiednią liczbą kontrolerów TNC2 lub TNC3 albo modemów (np. typu BayCom, PAR-96 itp.). Z punktu widzenia kosztów instalacji są to więc rozwiązania najdroższe. Do grupy tej można zaliczyć węzły BayCom-Node, TheNet-Node

(w węzle TNN jako komputera sterującego można użyć także kontrolera TNC3), PC/Flexnet, XNET, MSYS, SP, TCP/IP (NOS) i WAMPES. Węzły TheNet-Node, MSYS, SP, i TCP/IP (częściowo) są węzłami typu NET/ROM, WAMPES jest węzłem UNIX. Podobnie jak FLEXNET mogą one obsługiwać wiele kanałów wejściowych i łączy.
W ostatnich czasach znaczną popularność zyskał sobie system PC/Flexnet. Oprogramowanie PC/Flexnet może współpracować z wieloma typami modemów j.np. modemami BayCom 1200 bit/s dla złącza szeregowego, modemami PAR-96 i PICPAR 9600 bit/s dla złącza drukarki, kontrolerami TNC (które muszą być jednak wyposażone w specjalne oprogramowanie 6PACK pokrewne do oprogramowania trybu KISS) i płytkami muzycznymi ("Soundblaster"). Oprogramowanie PC/Flexnet może być instalowane równolegle ze skrzynkami elektronicznymi BayCom-Box (BCM). Sterowniki sieciowe Flexnet pozwalają na sprzężenie kilku komputerów w sieć lokalną i rozdział funkcji w sieci tak aby uzyskać możliwie największą wydajność systemu. Oprogramowanie PC/Flexnet pracuje zasadniczo pod systemem DOS, z dodatkami 32-bitowymi może być wykorzystane również pod systemami Windows 95 i 98.

Stacje TCP/IP (NOS) są też jednocześnie skrzynkami elektronicznymi. Mogą one być także użyte do sprzężenia sieci pakiet radio z siecią Internetu lub innymi sieciami kablowymi. Do sprzężenia sieci pakiet radio z siecią kablową można także użyć skrzynki F6FBB - jeden z zainstalowanych tam sterowników pozwala na obsługę modemu telefonicznego (w standardzie Hayes), nie zapewnia to jednakże takiego komfortu jak węzeł TCP/IP. Instalując bramkę Internetu lub podobną należy też pamiętać o ograniczeniach treści łączności amatorskich i przedsięwziąć niezbędne środki dla uniemożliwienia dostępu do kanałów radiowych osobom nieupoważnionym (np. przez wprowadzenie haseł i przyznawanie praw dostępu), a także o zablokowaniu transmisji wiadomości o charakterze komercyjnym i innym sprzecznym z duchem komunikacji amatorskiej. Osobnym problemem jest też sprawa kosztów korzystania z sieci kablowej, w wielu przypadkach są one dość znaczne, wyjątek stanowi tu sieć Internetu.

Porównania powyższe dotyczą jedynie regularnych węzłów sieci a nie funkcji węzłowych uruchamianych przez poszczególne stacje użytkowników. Zasadniczą różnicą pomiędzy regularnymi stacjami sieci i węzłami użytkowników jest czas ich pracy (dostępu). Stacje węzłowe powinny być czynne w stałych i ogólnie znanych czasach (np. 24 godz. na dobę), węzły prywatne czynne są nieregularnie zależnie od możliwości czasowych operatorów. Teoretycznie praca prywatnych węzłów i skrzynek wymaga nadzoru operatora stacji, w praktyce może to ograniczać się do obecności operatora w miejscu zainstalowania stacji, a w zasadzie nie jest to możliwe do skontrolowania dopóki stacja nie powoduje zakłóceń w wyniku wadliwej pracy i nie pracuje przez dłuższy okres czasu bez przerw.

Wymienione wyżej węzły są węzłami warstwy trzeciej i czwartej według modelu ISO i charakteryzują się własną inteligencją. Oprócz tego w emisji pakiet radio mamy do czynienia ze stacjami przekaźnikowymi poziomu drugiego (przekaźnikami cyfrowymi). Odpowiadają one funkcji przekaźnikowej protokółu AX.25 i charakteryzują się stosunkowo najniższym poziomem inteligencji. Węzły poziomu trzeciego kwitują odebrane pakiety w imieniu adresata, a ich dalsza wymiana nie interesuje nadawcy. Stacje przekaźnikowe poziomu drugiego retransmitują jedynie pakiety i ich pokwitowania i nie są w stanie wyszukiwać tras łączności. Z punktu widzenia użytkownika korzystanie ze stacji poziomu trzeciego wymaga połączenia z nimi (za pomocą rozkazu CONNECT) i podania dalszych rozkazów, dla stacji poziomu drugiego konieczne jest ich wymienienie w rozkazie: CONNECT .... VIA...

Retransmisja pakietów i pokwitowań jest znacznie mniej efektywna, dlatego też stacje te powinny być stosowane jedynie jako stacje uzupełniające sieć. Należy przy tym zwrócić uwagę na to, aby korespondent lub najbliższy węzeł sieci był osiągalny najwyżej przez jedną stację przekaźnikową.

Z powyższych rozważań wynika, że podstawę sieci powinny stanowić węzły FLEXNET, PC/Flexnet, TNN, XNET i TCP/IP a wszystkie pozostałe systemy powinny być stosowane jedynie w stacjach peryferyjnych.

3.3.4 ZNAKI WYWOŁAWCZE

Korespondent nawiązujący połączenie ze stacją węzłową może wywołać listę osiągalnych węzłów. Lista ta może być mniej lub bardziej informacyjna. Przykładowo lista stacji niemieckich zawiera znaki w rodzaju DB0AAA, DB0AAB itp. Bez nawiązania połączenia z jedną z wybranych stacji i wywołania tekstu informacyjnego korespondent nie może zorientować się w jakim rejonie stacja ta pracuje. Jest to więc raczej negatywny przykład przydziału znaków. Dlatego też, moim zdaniem, istotny jest sposób przydziału znaków dla stacji węzłowych i skrzynek elektronicznych. W przypadku sieci SP możliwe byłoby przyjęcie następującego systemu:
SR – prefiks oznaczający stację przekaźnikową,
 # – numer okręgu,
XX – oznaczenie województwa w którym stacja pracuje, stosowane byłyby tu ogólnie przyjęte skróty województw,
X – kolejny znak porządkowy, dla węzłów mogłyby to być litery począwszy od A, dla skrzynek – od Z wstecz. Znaki skrzynek mogą być odróżniane także na podstawie rozszerzeń (SSID). Przykładowo skrzynki BayCom-Box i DieBox mają przeważnie rozszerzenie -8. Możliwa jest także instalacja skrzynek bezpośrednio sprzężonych z węzłem i dostępnych jedynie pod jego znakiem.

Znak SR5WAA oznaczałby pierwszą stację węzłową w województwie warszawskim, SR5WAB – drugą, SR5WAZ – pierwszą skrzynkę, SR5WAY – drugą, alternatywą jest SR5WAA-8, SR5WAB-8 itd.

System ten pozwalałby ma orientację nie tylko operatorom stacji SP ale także operatorom stacji zagranicznych i mógłby stanowić przykład dla innych krajów.

W większości krajów zachodnich praca stacji węzłowych i skrzynek elektronicznych wymaga uzyskania specjalnej licencji wydanej przez odpowiedni zarząd telekomunikacyjny. W licencji tej określony jest m.in. znak stacji, częstotliwości pracy i częstotliwości łączy. W warunkach polskich praca regularnych stacji węzłowych i skrzynek powinna być uzależniona od wydania odpowiedniej licencji przez PAR, dlatego też system ten powinien powinien być przedstawiony PAR do akceptacji. W pierwszym momencie może to wyglądać na próbę ograniczenia swobody krótkofalowców w dziedzinie instalacji i organizacji sieci, ponieważ sieć ta miałaby pokrywać cały obszar kraju konieczna jest synchronizacja starań poszczególnych grup i okręgów. Rozbudowa sieci pakiet radio jest zadaniem ogólnokrajowym i nie może zależeć jedynie od inicjatywy poszczególnych zainteresowanych krótkofalowców lub ich grup.

3.3.5. SKRZYNKI ELEKTRONICZNE I STACJE SPECJALNE

Oprócz węzłów pracujących w pasmach UKF sieć powinna zawierać wyjścia krótkofalowe (węzły skrośne), przeznaczone w pierwszym rzędzie do komunikacji ze skrzynkami w krajach nie osiągalnych na UKF-ie lub bardziej oddalonych (zmniejszenie liczby punktów retransmitujących przyspiesza obieg informacji). Dodatkowo mogą one być też dostępne dla użytkowników indywidualnych do łączności bezpośrednich. W wielu krajach korzystanie z nich przez indywidualnych użytkowników ograniczone jest do grupy posiadaczy licencji pierwszej kategorii. Z technicznej strony ograniczenie takie wymagałoby zainstalowania w węzle bazy danych zawierającej listy stacji uprawnionych do ko-

rzystania z połączeń skrośnych lub przyznawanie odpowiednich praw dostępu zabezpieczonych za pomocą haseł. Lista taka musiałaby być aktualizowana w regularnych odstępach czasu. Możliwe byłoby to jedynie w przypadku węzłów zawierających komputer (np. PC). W praktyce odpowiedzialni za pracę węzła ograniczają się do przypominania użytkownikom o obowiązującym zakazie (moim zdaniem zakaz ten nie utrzyma się, wystarczy tylko pomyśleć o operatorach stacji zagranicznych i trudności w uzupełnianiu bazy danych). W pierwszej fazie dla Polski wystarczy instalacja jednej lub kilku stacji tego typu. Można zastosować węzeł dowolnego typu np. FLEXNET lub TCP/IP.

Stacje skrośne AMTOR (lub PACTOR)/pakiet radio pozwalają na retransmisję danych (na zakresach KF) do odległych skrzynek, pod warunkiem, że w pobliżu stacji docelowej zainstalowane są analogiczne węzły skrośne. Retransmisja danych przez łącze systemu AMTOR wymaga ręcznej obsługi przez operatora w przeciwieństwie do automatycznej retransmisji w sieci pakiet radio. Wyjście systemu AMTOR nie jest jednak konieczne w pierwszej fazie rozbudowy sieci. Stacja skrośna AMTOR/pakiet radio składa się z komputera klasy PC sprzężonego z kontrolerami AMTOR/PACTOR i pakiet radio oraz wyposażenia radiowego KF i UKF. W przypadku węzłów PACTOR/pakiet radio możliwe jest także zainstalowanie kontrolera PTC-plus lub PTC-II.

W przyszłości koniecznym uzupełnieniem sieci będzie także instalacja stacji satelitarnej pozwalającej na retransmisję danych pomiędzy skrzynkami, a następnie bezpośrednie łączności satelitarne.

Skrzynki elektroniczne wymagają bardziej skomplikowanego wyposażenia: w przeciwieństwie do węzłów jest tu prawie zawsze konieczne zastosowanie komputera (najlepiej klasy PC ze względu na dostępność oprogramowania) z twardym dyskiem i odpowiedniej liczby kontrolerów TNC lub modemów BayCom. Najważniejsze z istniejących systemów oprogramowania wymieniłem w poprzednim podrozdziale. Wiele z programów przeznaczonych dla stacji indywidualnych jak SP czy WinGT oraz szereg nowszych opracowań kontrolerów TNC wyposażonych jest w prywatne skrzynki elektroniczne, które mogą być także wykorzystywane jako regularne skrzynki w sieci.

Większość ze wspomnianych systemów oprogramowania jest stale ulepszana, tak że ich kolejne wersje naprzemian ustępują pod pewnymi względami programom konkurencyjnym lub je przewyższają, dlatego też trudno jest zalecać w tej chwili którykolwiek z systemów. Do najbardziej rozpowszechnionych systemów należa F6FBB, BayCom-Box i DieBox oraz skrzynki systemu TCP/IP. Oprogramowanie BayCom-Box począwszy od wersji 1.39 wyposażone jest dodatkowo w serwer HTTP co pozwala na łączenie się z nimi za pomocą zwykłych przeglądarek internetowych (np. "Netscape", "Internet Explorer"). Oprogramowanie BCM oferuje także usługi SMTP i POP.

Wyższy koszt instalacji skrzynki oznacza, że w pierwszym rzędzie powinny być one instalowane w większych (aktywniejszych) ośrodkach. Skrzynki sprzężone z siecią pakiet radio wymieniają między sobą automatycznie informacje przeznaczone do wiadomości ogólnej lub dla korespondentów w dalszych rejonach kraju (ang. store&forward), dlatego też w większości przypadków zbędne jest łączenie się z dalszymi skrzynkami w danym kraju. Zawierają one w przeważającej części te same informacje.

Stan rozbudowy sieci, w którym najbliższa skrzynka będzie oddalona najwyżej o jeden odcinek międzywęzłowy można uznać za wystarczający. W rejonach peryferyjnych lub jako uzupełnienie głównych skrzynek można uruchamiać skrzynki zawarte w kontrolerach TNC. Szczególnie interesujące są tu kontrolery firmy Kantronics, ponieważ zawierają standardowo oprócz oprogramowania węzła KA-node także oprogramowanie skrzynki Kantronics-PBBS. Również kontrolery TNC3 zawierają standardowo oprogramowanie skrzynki elektronicznej wzorowane na systemie DieBox i mającej pojemność dochodzącą do 2 MB. Także kontrolery innych firm (np. MFJ, PacComm) zawierają proste oprogramowanie skrzynek. Podstawowa zaleta tego rozwiązania – niski koszt –

okupiona jest małą pojemnością skrzynki. Pojemność skrzynki zawartej w kontrolerze TNC2 wynosi przeważnie 8 do 16 kB, niektóre z typów kontrolerów pozwalają na rozbudowę pamięci do 128 kB (PK-96, MFJ1270/74, oprogramowanie TAPR 1.2.9x) lub do 512 kB (MFJ-1270/74). Skrzynki kontrolerów MFJ pozwalają na automatyczną retransmisję wiadomości do najbliższej skrzynki sieci, skrzynka kontrolera TNC3 jest pozbawiona tej możliwości i może być wykorzystywana jedynie jako skrzynka lokalna (klubowa). Instalacja lokalnych skrzynek i węzłów pozwala na odciążenie sieci i przyspieszenie wymiany pozostałych informacji. Zestaw rozkazów skrzynek kontrolerów TNC2 wzorowany jest na systemach W0RLI/WA7MBL natomiast zestaw rozkazów skrzynki TNC3 – na systemie DieBox.

Należy tu odróżnić skrzynki prywatne tzn. czynne jedynie w czasie dogodnym dla operatora stacji, od skrzynek pracujących regularnie i mogących uczestniczyć w wymianie korespondencji.

Analogicznie jak w przypadku węzłów, częstotliwości wejściowe skrzynek powinny być różne od częstotliwości łączy, a w przypadku skrzynek cieszących się powodzeniem także różne od częstotliwości wejściowych najbliższych węzłów (o ile nie są one sprzężone kablowo z węzłem lub nie pracują równolegle na tym samym komputerze). Wykorzystywane tu mogłyby być wspomniane poprzednio dodatkowe kanały jak 145,275 czy 145,300 MHz.

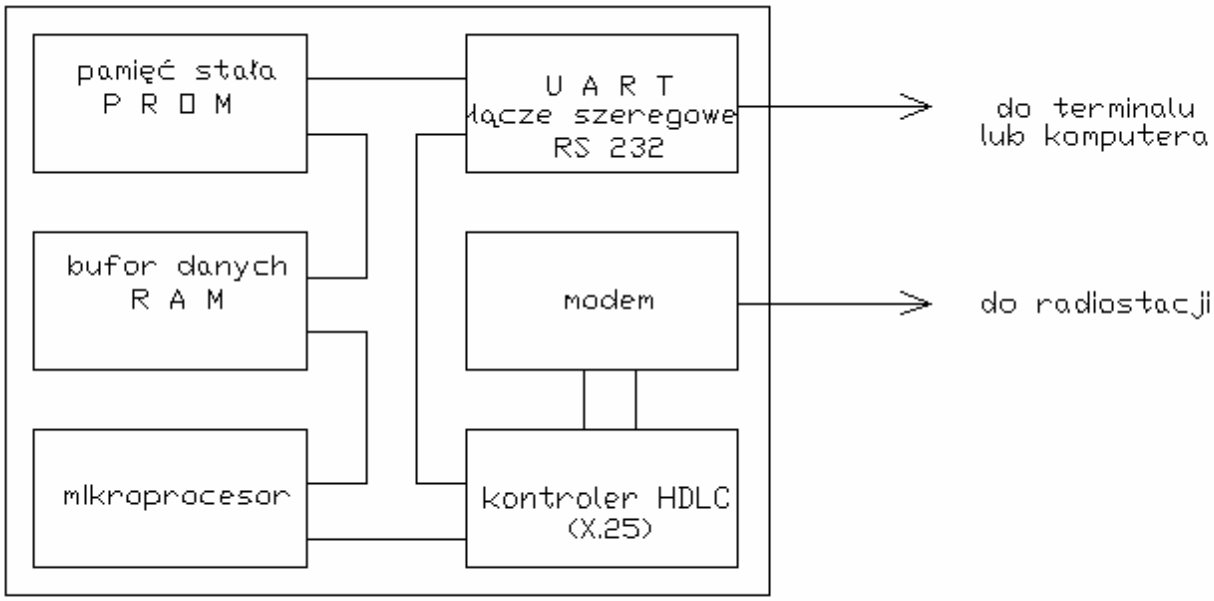
Wspólna instalacja skrzynek i węzłów pozwala na sprzężenie ich łączem kablowym RS-232 i zaoszczędzenie wydatków na łącze radiowe. Dla uproszczenia skrzynka może nie posiadać wogóle własnego wejścia w.cz. i być dostępna jedynie przez najbliższy węzeł. Szybkość transmisji w łączu sprzęgającym może wynosić od 19200 bit/s do 115 kbit/s lub nawet więcej. Skrzynki systemu BayCom-Box mogą być instalowane równolegle z węzłami BayCom-Node lub PC/Flexnet na tym samym systemie komputerowym (PC).

3.4. KONTROLERY TNC

3.4.1. KONSTRUKCJA I WŁAŚCIWOŚCI KONTROLERÓW TNC

W skład wyposażenia stacji pakiet radio, oprócz komputera i radiostacji, wchodzi kontroler TNC (albo modem np. typu BayCom). Kontroler jest urządzeniem inteligentnym mającym za zadanie obsługę protokółu AX.25. Pakuje on informacje otrzymane z komputera w pakiety o przedstawionej powyżej strukturze, jak również dekoduje informaję zawartą w prawidłowo odebranych pakietach i przekazuje ją do komputera w celu wyświetlenia na ekranie, wydruku albo rejestracji na dysku. Kontroler samoczynnie sprawdza też zajętość kanału i steruje przełączaniem nadawanie-odbiór. Oprócz prowadzenia własnych łączności kontroler może też retransmitować pakiety stacji trzecich (retransmisja na poziomie drugim modelu ISO). Wiele ze spotykanych obecnie kontrolerów wyposażona jest także w prywatną skrzynkę elektroniczną o pojemności od 3 kB do 16 kB, w niektórych modelach TNC2 możliwa jest rozbudowa pojemności do 128 kB albo nawet 512 kB, a w TNC3 nawet do 2 MB. Protokół AX.25 pozwala także na nadawanie w regularnych odstępach czasu standardowego tekstu radiolatarni (ang. beacon). Jest to bardzo cenna właściwość zwłaszcza w rejonach o mniejszej liczbie stacji. W rejonach o dużym natężeniu ruchu tekst ten nie powinien być nadawany zbyt często, aby nie powodować niepotrzebnych zakłóceń. Tekst radiolatarni nadawany jest przez kontroler automatycznie w zadanych odstępach czasu.

Kontroler jest urządzeniem dosyć skomplikowanym. Wyposażony jest we własny mikroprocesor, od 64 kB do 2 MB pamięci, obwód HDLC lub procesor komunikacyjny (realizujący większość funkcji protokołu AX.25) i oczywiście przynajmniej jeden modem. Kontrolery te znane są pod nazwą TNC (ang. Terminal Node Controler). Uproszczony schemat blokowy kontrolera przedstawiono na rysunku 3.2.



Rys.2.Schemat blokowy kontrolera TNC

W rozwiązaniach kontrolera opartych na konstrukcji TAPR (TNC2) stosowany jest mikroprocesor Z-80, w nowszych (TNC3) mikroprocesor firmy Motorola typu 68302. Kontrolery TNC2 wyposażone są w 32 kB pamięci RAM i 32 kB - ROM, TNC3 w nawet do 2 MB pamięci RAM i do 1 MB pamięci EPROM lub EEPROM. W najprostszym przypadku kontrolery wyposażone są w modem 1200 bit/s i wewnętrzny wtyk pozwalający na podłączenie dowolnego innego np. szybszego modemu. Niektóre z nowszych rozwiązań wyposażone są fabrycznie także w modem 2400 bit/s lub 9600 bit/s. Najbardziej rozpowszechnione obecnie są kontrolery drugiej generacji (TNC2 i podobne), dlatego też ich konstrukcja i prarametry są omówione najpierw. Kontrolery TNC3 są przedstawione w osobnym punkcie.

Komunikacja komputera z kontrolerem wymaga użycia specjalnego programu naśladującego terminal. W najprostszym przypadku może to być któryś z popularnych programów stosowanych w komunikacji telefonicznej (PROCOMM, KERMIT, PROCOMM PLUS, TELIX). Ponieważ kontroler ma własną pamięć buforową, szybkość wymiany danych między komputerem i kontrolerem może być różna od szybkości transmisji w kanale radiowym.

Kontrolery TNC można podzielić na dwie zasadnicze grupy. Do pierwszej z nich należa kontrolery przeznaczone wyłącznie do pracy w systemie pakiet radio, do drugiej kontrolery wielofunkcyjne, pozwalające także na pracę innymi rodzajami emisji, jak telegrafia (CW), RTTY, AMTOR, PACTOR, SSTV i faksymile. Jeżeli użytkownik decyduje się wyłącznie na pracę w systemie pakiet radio, bardziej celowym jest zakup kontrolera pracującego tylko tym rodzajem emisji. Kontrolery wielofunkcyjne pozwalają wprawdzie na pracę wieloma rodzajami emisji, z konieczności jednak możliwości pracy w każdym z nich są bardziej ograniczone niż w przypadku kontrolerów specjalnych, a poza tym są one znacznie droższe. Do drugiej grupy należą też kontrolery pracujące na zasadzie cyfrowej obróbki sygnałów, które zamiast modemów sprzętowych wyposażone są w modemy programowe.

3.4.2. OPROGRAMOWANIE KONTROLERÓW

Kontrolery TNC2 wyposażone są w jeden z dwóch rodzajów oprogramowania: TAPR albo The Firmware (TF), stanowiący udoskonalenie oprogramowania opracowanego przez WA8DED.

Kontroler TNC z oprogramowaniem TAPR (są to przeważnie kontrolery produkcji amerykańskiej) znajduje się po włączeniu w trybie interpretacji rozkazów sygnalizowanym za pomocą zgłoszenia "cmd:". Wszystkie przekazywane do niego informacje interpretowane są jako rozkazy. Skrócona lista rozkazów podana jest w dalszej części rozdziału. Po nawiązaniu połączenia za pomocą rozkazu C (CONNECT) wszystkie otrzymywane przez kontroler teksty są nadawane w postaci numerowanych pakietów informacyjnych. Znaki specjalne jak CR (ang. Carriage Return), CTRL-S, CTRL-Q, CTRL-V itd. są w dalszym ciągu interpretowane jako odpowiednie rozkazy. Uniemożliwia to transmisję zbiorów dwójkowych (programów, obrazów). Powrót na poziom interpretacji rozkazów dokonywany jest za pomocą znaku CTRL-C (kombinacji klawiszy CTRL i C). Do transmisji zbiorów dwójkowych przewidziany jest specjalny tryb transparentny włączany za pomocą rozkazu TRANS. W trybie tym żaden z transmitowanych znaków nie jest interpretowany, a powrót na poziom interpretacji rozkazów wymaga odczekania kilku sekund po zakończeniu transmisji i 3-krotnego nadania znaku CTRL-C przez komputer. Przy braku połączenia rozkaz CONV (CONVERS) pozwala na nadawanie tekstów w postaci pakietów nienumerowanych UI (tryb bezpołączeniowy). Powrót na poziom interpretacji rozkazów dokonywany jest podobnie jak poprzednio za pomocą znaku CTRL-C. Transmitowane automatycznie teksty radiolatarni nadawane są również w postaci pakietów nienumerowanych.

Aktualne wersje oprogramowania TAPR (począwszy od wersji 1.1.6) wyposażone są dodatkowo w tzw. tryb KISS. W trybie tym kontroler pracuje tylko jako półinteligentny modem. Odebrane dane nadawane są w postaci bloków o specjalnym formacie do komputera, podobnie dane nadawane przekodowywane są w kontrolerze z postaci bloków KISS na pakiety AX.25. Całej obsługi protokółu AX.25 dokonywanuje program terminalowy. Tryb ten przewidziany jest do współpracy ze specjalnymi programami terminalowymi oraz oprogramowaniem TCP/IP. Tryb KISS opisany jest dokładniej w następnym rozdziale.

Kontroler wyposażony w oprogramowanie TF (w oprogramowanie to wyposażone są kontrolery produkcji niemieckiej i krajowej) pracuje przeważnie w trybie podporządkowanym (ang. *host mode*). Odebrane dane przekazywane są do komputera jedynie na rozkaz otrzymany od programu terminalowego. Tryb ten wykorzystywany jest przez coraz większą liczbę nowszych programów terminalowych jak SP, GP, Visual Packet, WinGT itd. Kontrolery wyposażone w oprogramowanie TF nie zawierają skrzynki elektronicznej i nie mogą nadawać samoczynnie tekstów radiolatarni. Podobnie jak kontrolery z oprogramowaniem TAPR zawierają one jednak tryb KISS.

W obu przypadkach kontroler może obsługiwać do 10 kanałów logicznych, co pozwala na prowadzenie do 10 niezależnych łączności (kontrolery TNC3 nawet do 200).

3.4.3. OBSŁUGA KONTROLERA TNC2

Pełny zestaw rozkazów oprogramowania TAPR zawarty jest w instrukcji obsługi kontrolera, dlatego też ograniczono się tutaj jedynie do krótkiego omówienia najważniejszych z nich.

Duża liczba rozkazów może w pierwszym momencie przestraszyć użytkownika. Jednak większość parametrów nie wymaga zmian, zwłaszcza w czasie pierwszych prób.

Zasadniczo wystarczy tylko wprowadzić swój znak wywoławczy (rozkaz MYCALL), ewentualnie tekst powitalny (rozkaz CTEXT, włączenie za pomocą rozkazu CMSG ON) i tekst radiolatarni (rozkaz BTEXT, włączenie za pomocą rozkazu BEACON ....) i po krótkiej obserwacji sytuacji na paśmie przeprowadzać pierwsze łączności, posługując się rozkazami CONNECT i DISCONNECT. Od czasu do czasu dobrze jest wywołać listę odbieranych stacji za pomocą rozkazu MHEARD. Wartości innych parametrów mogą być zmieniane i dopasowywane później w miarę zdobywania doświadczenia lub po dyskusjach z bardziej zaawansowanymi kolegami. Do obsługi skrzynki elektronicznej przewidziane są rozkazy MAILBOX ON|OFF i SYSOP, oraz rozkazy wymienione na liście zgłoszenia skrzynki: "L" – spis wiadomości, "R numer" – odczyt wiadomości, "K numer" – skasowanie wiadomości, "S adresat tytuł" – nadanie wiadomości, "B" – zakończenie połączenia ze skrzynką. Korzystne (chociaż niekonieczne) byłoby nastawienie zegara za pomocą rozkazu DAYTIME. Jeżeli konieczne jest dokonanie zmiany wartości któregoś z parametrów w trakcie łączności, należy przejść na poziom rozkazowy za pomocą CTRL-C, dokonać pożądanej zmiany i powrócić do łączności za pomocą rozkazu CONV.

Dla ułatwienia orientacji kontroler wyposażony jest conajmniej w następujące wskaźniki (diody świecące):

PWR	**wskaźnik włączenia.**
CON	**wskaźnik połączenia z korespondentem, po włączeniu funkcji diagnostycznej HEALLED miga cały czas przypadkowo. Funkcja diagnostyczna dostępna jest tylko w oprogramowaniu TAPR. W trybie KISS miga trzykrotnie po włączeniu kontrolera, a następnie sygnalizuje transmisję danych do komputera.**
STA	**wskazuje, że w buforze znajdują się nienadane pakiety, po włączeniu funkcji diagnostycznej HEALLED miga cały czas przypadkowo, zależnie od wartości parametru MAILLED może sygnalizować też obecność nowych wiadomości w skrzynce. W trybie KISS miga trzykrotnie po włączeniu kontrolera, a następ- nie sygnalizuje transmisję danych z komputera do TNC. Stałe świecenie się diody STA w trybie KISS może oznaczać zawieszenie się kontrolera.**
PTT	**sygnalizuje przejście kontrolera na nadawanie.**
DCD	**sygnalizuje odbiór danych.**

Niektóre z kontrolerów wyposażone są dodatkowo we wskaźnik dostrojenia przydatny do pracy na falach krótkich. W przypadku pracy na UKF (AFSK/FM) jest on zbędny. Czasami na płycie czołowej znajdują się też wskaźniki sygnalizujące tryb pracy CMD, CONV i TRANS, włączenie szybkiego modemu TURBO albo dodatkowa dioda MAIL sygnalizująca obecność wiadomości w skrzynce.

Przed przystąpieniem do pracy należy oczywiście połączyć kontroler z komputerem i radiostacją. Sposób podłączenia i występujące trudności przedstawione są w następnych punktach. Należy też dobrać odpowiednie parametry transmisji na łączach do komputera i radiowym. Szybkości transmisji na złączu RS-232 zmienia się najczęściej za pomocą przełącznika znajdującego się na tylnej ściance kontrolera lub zwieraczy znajdujących się wewnątrz obudowy. Fabrycznie przeważnie ustawiona jest szybkość 1200 bit/s. Szybkość ta nie ma nic wspólnego z szybkością transmisji w łączu radiowym i może być od niej różna. Korzystne jest zwiększenie jej do 9600 bit/s, ale nie jest to konieczne. W niektórych wersjach do jej zmiany służy rozkaz ABAUD (TBAUD). Pozostałymi parametrami transmisji są długość słowa (7/8 bitów) i rodzaj bitu parzystości. Mogą one być

zmieniane za pomocą rozkazów AWLEN i PARITY. Początkowo ustawione są wartości 7 bitów i bit przysty (7E1). Po ewentualnej zmianie wartości AWLEN na 8 i wartości PARITY na 0 mamy do czynienia z kombinacją 8N1. Zestaw ten należy oczywiście ustawić w posiadanym programie komunikacyjnym. Liczba bitów stop zawsze wynosi jeden. Wybór zestawu zależy od upodobań i potrzeb użytkownika, a sposób wprowadzania zmian w programie komunikacyjnym opisany jest w jego instrukcji. Jeżeli w łącznościach używane są znaki specjalne lub diakrytyczne leżące w górnej połowie tabeli ASCII należy wybrać kombinację 8N1, w przeciwnym przypadku znaki te ulegają zafałszowaniu.

Wybór szybkości pracy w łączu radiowym (o ile jest on wogóle przewidziany, występują tu duże różnice między poszczególnymi rozwiązaniami) dokonywany jest za pomocą przełącznika na tylnej płytce lub rozkazu HBAUD (w niektórych przypadkach jest to rozkaz MODE VP). Dodatkowo należy przełączyć modem wewnętrzny na wybraną szybkość pracy lub podłączyć odpowiedni modem zewnętrzny. W większości rozwiązań wewnątrz kontrolera znajduje się odpowiedni wtyk przewidziany do tego celu i przeważnie oznaczony symbolem J4 (na schematach występuje nazwa "modem disconnect", oznaczenia te dotyczą modeli amerykańskich). Fabrycznie ustawiana jest szybkość 1200 bit/s i do tej szybkości dostosowane są wszystkie modemy wewnętrzne. Niektóre z nich pozwalają na przełączenie na 300 bit/s (KF), natomiast praca z szybkościami 9600 lub 2400 bit/s możliwa jest jedynie po dołączeniu modemu zewnętrznego (odpowiednio FSK lub PSK). Do łączności satelitarnych stosowane są m.in. modemy PSK/MSK 1200 bit/s albo modemy 9600 bit/s wg. standardu G3RUH.

Jeżeli linie na ekranie pisane są jedna na drugiej, należy dodać znaki LF (rozkaz AUTOLF), przy podwójnym odstępie należy wyłączyć to dodawanie. Wyświetlanie podwójnych liter na ekranie lub ich brak wymaga dokonania odpowiedniej zmiany parametru ECHO – echa lokalnego. W oprogramowaniu TF jest to parametr E. Inną przyczyną występowania podwójnego odstępu linii może być nieprawidłowa wartość parametru SCREENLN. Można tu spróbować wartości 0.

Dalszymi parametrami, które muszą być zmieniane w zależności od szybkości pracy, poziomu zakłóceń na łączu lub posiadanego wyposażenia są (w nawiasach podano rozkazy dla oprogramowania TF):
DWAIT określający czas oczekiwania przed przejściem na nadawanie po stwierdzeniu braku nośnej, parametr ten podawany jest w dziesiątkach milisekund;
DIGIPEAT ON|OFF włączający funkcję przekaźnikową kontrolera, (R);
FRACK podający czas oczekiwania na pokwitowanie pakietu, czas ten podawany jest w sekundach, a jego długość zależna jest od liczby wykorzystywanych stacji retransmitujących poziomu 2, (F);
MAXFRAME ustalający maksymalną dopuszczalną liczbę niepotwierdzonych pakietów, praktyczną wartością jest 4, w zakresach UKF można stosować większe wartości, w zakresach KF konieczne jest użycie wartości 1 do 3, (O);
PACLEN ustalający maksymalną długość pola informacyjnego transmitowanych pakietów, w łączach o wyższym poziomie zakłóceń korzystniejsze jest stosowanie pakietów krótszych (np. KF – 64 oktety), łącza o niskim poziomie zakłóceń w zakresach UKF są lepiej wykorzystane w przypadku użycia pakietów dłuższych (nawet do 256 oktetów), niektóre ze starszych typów kontrolerów nie mogą odbierać pakietów dłuższych niż 128 oktetów;
RETRY ustalający maksymalną liczbę powtórzeń pakietu przed przerwaniem połączenia, wartością maksymalną jest 15. Zero oznacza nieograniczoną liczbę powtórzeń, (N);
TXDELAY ustalający odstęp czasu od momentu włączenia nadajnika do czasu rozpoczęcia nadawania pakietu, podawany w dziesiątkach milisekund, jego wartość zależy od sposobu przełączania nadawanie-odbiór (przekaźnikowy lub elektroniczny), przed rozpoczęciem nadawania pakietu transmitowane są oktety synchronizujące, (T).

W przypadku pracy przez satelity lub użycia kontrolera w łączach dupleksowych między stacjami węzłowymi należy ustawić parametr FULLDUP na ON, normalnym stanem jest OFF, (@D).

Do transmisji zbiorów dwójkowych konieczne jest włączenie 8BITCONV na ON i AWLEN na 8 bitów. Należy także wyłączyć bit parzystości (kombinacja 8N1).

Omówione wyżej rozkazy należą do zbioru rozkazów oprogramowania TAPR. Rozkazów trybu podporządkowanego (oprogramowanie WA8DED, TF) nie wykorzystuje bezpośrednio operator stacji, a jedynie programy komunikacyjne. Operator posługuje się w tym przypadku zestawem rozkazów posiadanego programu i powinien zapoznać się dokładnie z jego instrukcją. W większości programów terminalowych dla trybu podporządkowanego naciśnięcie klawiszy ESC (escape) powoduje otwarcie okienka dialogowego, w którym można podawać rozkazy dla kontrolera, a więc np. rozkaz I służący do wprowadzenia własnego znaku, rozkazy C (connect) i D (disconnect) i inne. Większość parametrów konfiguracyjnych (włącznie ze znakiem wywoławczym) może być jednak zapisana w zbiorze konfiguracyjnym programu i wykorzystywana przez niego automatycznie. W celu nawiązania połączenia używane są specjalne przyciski ekranowe naciskane za pomocą myszy a programy wyposażone są w możliwości zapamiętywania nawet bardziej skomplikowanych tras połączeń albo korzystania z tras zapisanych przez operatora w specjalnych zbiorach. W przeciwieństwie do telefonicznych programów terminalowych stosowanych do obsługi kontrolerów wyposażonych w oprogramowanie TAPR programy dla trybu podporządkowanego dysponują oddzielnymi oknami dla każdego z kanałów logicznych i pozwalaja dzięki temu na bardziej komfortowe prowadzenie równoległych łączności i automatyczny odbiór wybranych uprzednio wiadomości ze skrzynek sieci. Ogólnie można powiedzeć, że programy terminalowe dla trybu podporządkowanego oferują większy komfort pracy w porównaniu z programami telefonicznymi (dotyczy to wyłacznie kontrolerów TNC a nie modemów telefonicznych) co spowodowało ich znaczne rozpowszechnienie w kręgach amatorskich.

Rozkazy i parametry trybu KISS przedstawione są w następnym rozdziale.

3.4.4. POŁĄCZENIE KONTROLERA Z KOMPUTEREM

Na wtyku D-25 kotrolera TNC2 występują następujące sygnały RS-232:
kontakt 1 – ekran;
kontakt 2 – TXD – wejście danych nadawanych przez komputer;
kontakt 3 – RXD – wyjście danych nadawanych przez kontroler;
kontakt 5 – CTS – wyjście sterujące przepływem danych z komputera;
kontakt 6 – DSR – wyjście sygnalizujące włączenie i gotowość TNC; Naogół jest połączone z napięciem zasilania;
kontakt 7 – masa;
kontakt 8 – DCD – wyjście sygnalizujące nawiązanie połączenia; W niektórych rozwiązaniach jego stan odpowiada stanowi diody CONNECT w innych jest połączone na stałe z napięciem dodatnim lub jest przełączane za pomocą zwieracza.
kontakt 20 – DTR – wejście sygnalizujące gotowość komputera do odbioru danych. W kontrolerach produkcji niemieckiej i wzorowanych na nich zamiast sygnału DTR stosowany jest sygnał RTS występujący na kontakcie 4.

Synchronizacja wymiany danych może się więc odbywać za pomocą sygnałów CTS/DTR, o ile posiadany program terminalowy przewiduje taką możliwość (np. PROCOMM PLUS). Program KDATERM pozwala na ręczne przełączanie sygnałów sterujących i kontrolę ich stanu na ekranie. Większość telefonicznych programów terminalowych pozwala w każdym na użycie protokółu XON/XOFF (tzn. znaków CTRL-Q i CTRL-S w celu wstrzymania lub powtórnego podjęcia transmisji danych w złączu).

Niektóre z programów skrzynek elektronicznych (np. PROCOMM, PROCOMM PLUS w trybie zdalnym) wymagają sygnalizacji nawiązania połączenia za pomocą sygnału DCD. W najprostszym przypadku kontroler z komputerem można połączyć za pomocą kabla trójżyłowego zawierającego sygnały TXD, RXD i masę; lepszym rozwiązaniem jest jednak połączenie wszystkich wymienionych sygnałów, zwłaszcza jeżeli przewidziane jest korzystanie z trybu transparentnego. Synchronizacja elektryczna zapewnia krótszy czas reakcji, jest przez to pewniejsza w działaniu i dlatego powinna być stosowana w pierwszym rzędzie. W trybie KISS wystarcza połączenie trójżyłowe, a ponieważ nie stosowany jest także protokół XON/XOFF, w trakcie transmisji dłuższych zbiorów może dojść do przepełnienia wewnętrznego bufora w kontrolerze i straty danych, a także do zawieszenia się kontrolera. Kontrolery wyposażone w 32 KB RAM posiadają w trybie KISS bufor o pojemności ok. 28 kB, wyposażone w 16 kB – około 12 kB. Udoskonaloną wersją trybu KISS jest protokół SMACK, bloki danych typu KISS są uzupełnione sumą kontrolną CRC. Sposób połączenia zawarty jest w tabeli 5.

Tabela 5.

Kontroler TNC	**Komputer (RS-232)**	
Wtyk 25 nóżkowy	**Wtyk 25 nóżkowy**	**Wtyk 9 nóżkowy**
2	**2**	**3**
3	**3**	**2**
5	**5**	**8**
6	**6**	**6**
7	**7**	**5**
8	**8**	**1**
20	**20**	**4**

W przypadku połączenia trójżyłowego konieczne może być zwarcie nóżek 4 i 5 oraz 6, 8 i 20 po stronie komputera (numeracja na wtyku 25-nóżkowym), a także nóżek 6 i 20 po stronie kontrolera.

Połączenie powinno być dokonane kablem ekranowanym, a ekran połączony z nóżką 1 (wtyk 25-nóżkowy) po stronie komputera.

Posiadacze komputerów o nietypowych wyjściach szeregowych powinni sprawdzić wyprowadzenia w instrukcji komputera. Komputer Commodore 64 wyposażony jest w wyjście 5-woltowe i wymaga dodania buforów odwracających fazę sygnału. Niektóre rozwiązania, jak np. kontrolery MFJ-1270/74 wyposażone są w wyjście 5-woltowe przeznaczone bezpośrednio do połączenia z komputerem Commodore 64.

Oprogramowanie trybu podporządkowanego TF nie korzysta wogóle z sygnałów sterujących przepływem danych dlatego też wystarcza tutaj połączenie 3-żyłowe.

3.4.5. POŁĄCZENIE KONTROLERA Z RADIOSTACJĄ

Połączenie z radiostacją sprowadza się do podłączenia wyjścia głośnikowego lub słuchawkowego odbiornika z wejściem modemu, jego wyjścia z wejściem mikrofonowym nadajnika oraz wyjścia PTT kontrolera z wejściem nadawanie-odbiór. Połączenie to powinno być dokonane za pomocą 4-żyłowego kabla ekranowanego lub odpowiednich pojedyńczych kabli ekranowanych w zależności od rodzaju wtyków w posiadanej radiostacji. Ekran kabla powinien być połączony z masą radiostacji. Po ustawieniu pokrętła

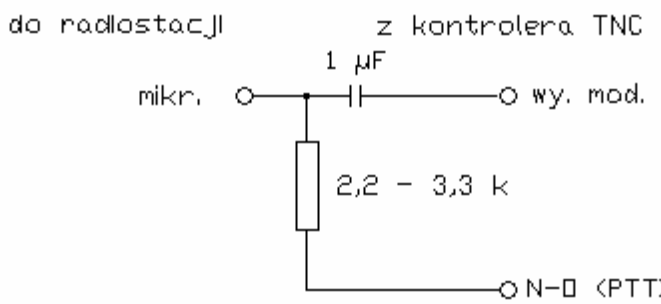
siły głosu w pozycji środkowej i zamknięciu blokady szumów (w przypadku odbiornika FM) dioda DCD powinna zapalać się jedynie w momentach odbioru sygnału. W zależności od rozwiązania wbudowanego modemu dioda ta może migać przy otwartej blokadzie szumów, świecić ciągle lub zapalać się tylko w momencie odbioru sygnału. Jeżeli i w tym przypadku dioda zapala się jedynie w trakcie odbioru sygnału pakiet radio, blokada szumów może pozostać otwarta. Zakładając prawidłową współpracę kontrolera TNC z komputerem, na ekranie powinny pojawić się odbierane teksty. W razie ich braku lub pojawiania się tylko niektórych pakietów należy w pierwszym rzędzie dokonać regulacji siły głosu aż do uzyskania normalnego odbioru. Następnie można przystąpić do kontroli toru nadawczego, próbując nawiązać łączność z dobrze odbieraną stacją.

Nowsze modele radiostacji wyposażone są często w specjalne gniazdo danych przeznaczone do podłączenia kontrolera TNC, PTC lub modemu. W zależności od modelu radiostacji gniazdo to może zawierać wyjście danych wyłączane przez blokadę szumów lub też nie albo czasami obie alternatywy. Piękne zapowiedzi zawarte w prospektach reklamowych zapewniają kupujących, że gniazda te dostosowane są do szybkości transmisji 9600 bit/s jednak w wielu wypadkach uzyskiwane rezultaty są dalekie od zadowalających.

Mimo, że połączenie kontrolera z radiostacją wydaje się być zasadniczo prostsze niż połączenie z komputerem, może tu wystąpić szereg problemów, które przedstawiono poniżej.

3.4.5.1. PRZEŁĄCZANIE NADAWANIE-ODBIÓR

Kontroler TNC wyposażony jest w wyjście tranzystorowe typu otwarty kolektor zwierające wejście nadajnika do masy w momencie nadawania. Jest to sposób przełączania stosowany w wielu typach radiostacji fabrycznych. W niektórych starszych lub nietypowych rozwiązaniach konieczne było podanie odpowiedniego napięcia o polaryzacji dodatniej lub ujemnej. Wymagałoby to dodania na wyjściu kontrolera stopnia odwracającego polaryzację lub przesuwającego poziom napięcia wyjściowego. Osobną grupę stanowią radiostacje przenośne. Większość z nich nie posiada oddzielnego wejścia przełączającego na nadawanie, a samo przełączanie odbywa się przez stałoprądowe zwarcie obwodu mikrofonu do masy. Podłączenie kontrolera wymaga włączenia dodatkowego kondensatora o pojemności ok. 1 uF w przewód wyjściowy fonii z kontrolera TNC tzn. pomiędzy TNC a wyjście mikrofonowe i podłączenie przewodu N-O z wejściem mikrofonowym przez opornik 2,2 - 3,3 k. Niektóre rozwiązania kontrolerów wyposażone są w drugie wyjście zawierające opisany układ.



Rys. 3. Układ przełącznika N-O dla radiostacji przenośnych

3.4.5.2. WYJŚCIE GŁOŚNIKOWE

Zbyt niski poziom sygnału akustycznego z odbiornika może spowodować błędne dekodowanie sygnału przez modem, natomiast wysoki poziom powodujący zniekształcenia nieliniowe we wzmacniaczu m.cz. odbiornika lub modemie jest niepożądany z tych samych względów. Dlatego też warto poeksperymentować trochę z położeniem regulatora siły dźwięku. Inną przyczyną zniekształceń nieliniowych może być niedostateczne obciążenie wyjścia wzmacniacza m.cz. odbiornika. Impedancja wejściowa modemu jest znacznie większa od impedancji głośnika w związku z czym wzmacniacz m.cz. pracuje praktycznie bez obciążenia. W przypadku stwierdzenia występowania zniekształceń nieliniowych należy obciążyć wyjście głośnikowe opornikiem 8 - 10 omów (lub słuchawką, ale dźwięk sygnałów cyfrowych może być denerwujący dla użytkownika i otoczenia).

Dalszym źródłem błędów w odbiorze sygnałów pakiet radio może być niewłaściwa charakterystyka amplitudowa lub fazowa odbiornika. Nieliniowa charakterystyka fazowa powoduje różne opóźnienia czasowe obu tonów, jednak w praktyce jej ujemny wpływ występuje dopiero przy szybkościach przekraczających 1200 bit/s. Inną przyczyną błędów jest nieliniowość charakterystyki amplitudowej, powodująca znaczną różnicę poziomów sygnału dla obu częstotliwości (można to sprawdzić za pomocą oscyloskopu). Wrażliwość modemu na różnicę poziomów sygnałów wejściowych zależna jest od jego konstrukcji. Modemy wyposażone w obwód scalony AM7911 tolerują różnice poziomów rzędu 2:1, wyposażone w obwód TCM3105 – rzędu 3:1. Jeżeli różnica poziomów będzie rzeczywiście powodować błędny odbiór, należy włączyć na wejście modemu filtr korekcyjny RC dolno- lub górnoprzepustowy w zależności od zaobserwowanych efektów lub dokonać odpowiednich przeróbek w torze akustycznym odbiornika.

3.4.5.3. BLOKADA SZUMÓW

Pewnych problemów może dostarczyć także blokada szumów. W niektórych urządzeniach fabrycznych, zwłaszcza w radiostacjach przenośnych jej czas reakcji może być zbyt długi i powodować obcinanie początków pakietu. W takim przypadku konieczne jest skrócenie jej stałej czasu lub zastosowanie dodatkowego układu cyfrowej blokady szumów. Zastosowanie cyfrowej blokady szumów pozwala na pracę z otwartą blokadą szumów odbiornika. Jak wspomniałem wyżej niektóre rozwiązania modemów pozwalają na pracę z otwartą blokadą szumów, inne nie są odporne na szumy. Jeżeli otwarcie blokady szumów odbiornika powoduje stałe świecenie diody DCD kontrolera lub bardzo częste migotanie oznacza to wrażliwość modemu na szumy i konieczność zastosowania jednego ze wspomnianych rozwiązań, po stwierdzeniu obcinania pakietów.

Stosowane w nowszych typach radiostacji przenośnych układy oszczędności baterii powodują również czasami obcięcie początków odbieranych pakietów. Jeżeli niemożliwe jest ich wyłączenie, konieczna jest praca z otwartą blokadą szumów i ewentualne użycie blokady cyfrowej.

3.4.5.4. SYGNAŁ WYJŚCIOWY MODEMU

Skontrolowania wymagać może także poziom sygnału wyjściowego. Zbyt słabe wysterowanie lub przesterowanie nadajnika jest również niekorzystne. Podobnie jak w przypadku odbioru, ujemnie może odbić się tu także nieliniowość charakterystyki amplitudowej modulatora. W niektórych przypadkach konieczne może być włączenie odpowiedniego filtru korekcyjnego: dolno- lub górnoprzepustowego. Należy także zwrócić uwagę na wartość dewiacji częstotliwości. Zbyt duża dewiacja powoduje zniekształcenia nieliniowe

sygnału nadawanego, co może utrudnić odbiór u korespondenta, a także zakłócenia w sąsiednich kanałach.

Pomiary dewiacji częstotliwości są nieco bardziej skomplikowane – w praktyce może wystarczyć porównanie siły sygnału własnej stacji z sygnałami innych stacji za pomocą odbiornika kontrolnego.

Opisane powyżej trudności najłatwiej zaobserwować, nawiązując łączność z blisko położonym korespondentem w godzinach mniejszego ruchu lub na mniej używanym kanale, tak aby zminimalizować wpływ zakłóceń zewnętrznych. Częste występowanie błędów powodujące więcej powtórzeń lub nawet przerywanie połączenia będą sygnalizowały konieczność dokładniejszego zbadania sprawy.

3.4.6. KONTROLERY TNC3

Ze względu na zastosowanie procesorów ośmiobitowych zakres szybkości pracy kontrolerów TNC2 jest ograniczony do 9600 bit/s lub 19200 bit/s w łączu radiowym. Maksymalną szybkością wymiany danych z komputerem może być 38400 bit/s. Wiele z obecnych rozwiązań nie jest jednak dostosowanych nawet do tych szybkości pracy. Związane jest to z ograniczoną szybkością przetwarzania procesorów ośmiobitowych. Z tego samego powodu nie można też zainstalować w kontrolerze oprogramowania pracującego w wyższych protokółach, automatycznego wyboru tras itp. Obszar adresowy procesorów ośmiobitowych ograniczony jest do 64 kB, co stanowi dodatkowe utrudnienie.

Kontrolery TNC3 zawierają szesnastobitowy procesor firmy Motorola (MC68302) charakteryzujący się większą szybkością przetwarzania i większym obszarem adresowym. Procesor ten zawiera dodatkowo kontroler DMA, kontroler przerwań, trzy kanały komunikacyjne HDLC/SDLC oraz pomocniczy procesor RISC. Procesor ten może niezależnie przetwarzać transmitowane dane, odciążając w ten sposów jednostkę główną. Dzięki temu możliwa jest równoległa obsługa dwóch kanałów HDLC (dwóch modemów pakiet radio) i kanału łączności z komputerem z szybkościami do 1 Mbit/s. Fabrycznie dostępne są modemy dla szybkości 1200 bit/s i 9600 bit/s, z tym że ten ostatni może po dokonaniu niewielkich przeróbek pracować również z szybkością 19200 bit/s. Brak jest natomiast modemu krótkofalowego dla szybkości 300 bit/s.

Konstrukcja kontrolera TNC3 wykorzystuje w znacznym stopniu wspomniane możliwości. Przewidziano w nim możliwość równoległej pracy w dwóch kanałach radiowych z szybkościami dochodzącymi do 1 Mbit/s i wymiany danych z komputerem z szybkością maksymalną 115 kbit/s. Pamięć wewnętrzna kontrolera może mieć pojemność do 2 MB. Kontroler wyposażony jest w obwód zegarowy, dzięki czemu odpada konieczność nastawiania zegara każdorazowo po włączeniu kontrolera. Jest do duża niedogodność kontrolerów TNC2. Całość skonstruowana jest w technice CMOS i charakteryzuje się małym poborem prądu.

Oprogramowanie TNC3 jest udoskonaloną wersją oprogramowania TF i zawiera dodatkowo skrzynkę elektroniczną wzorowaną na systemie DieBox (wymagane jest wówczas wyposażenie kontrolera w minimum 256 kB pamięci RAM). W trybie podporządkowanym kontroler TNC2 musiał być stale odpytywany przez komputer w celu stwierdzenia napływu nowych danych (ang. polling). Kontroler TNC3 sygnalizuje samoczynnie napływ danych z podaniem numeru kanału logicznego. Komputer musi jedynie odczytać te dane. Dzięki temu zmniejszyło się znacznie obciążenie złącza szeregowego RS-232 komputera. Zmniejszenie obciążenia złącza ma istotne znaczenie jeżeli komputer pracuje pod wielozadaniowym systemem operacyjnym (ang. *multitasking*) – przykładowo Windows 95/98, UNIX lub OS/2. Oprogramowanie kontrolera może samoczynnie rozpoznać szybkość transmisji każdego z zainstalowanych modemów. W zależności od wielkości zainstalowanej pamięci kontrolery TNC3 pozwalają na prowadzenie łączności w 30 do 200

kanałach logicznych, z tym jednak, że 10 z nich jest zawsze zarezerwowanych dla skrzynki. Oprócz oprogramowania TF i skrzynki TNC3BOX kontrolery TNC są wyposażone w program diagnostyczny i oprogramowanie trybu KISS.

Kontroler TNC3 może pracować jako stacja węzłowa 3NET, a dzięki wyposażeniu w dwa wejścia także jako stacja skrośna. Oprogramowanie 3NET będące odmianą oprogramowania XNET jest dostępne w Internecie i musi być zainstalowane dodatkowo w miejsce standardowego. Oprócz węzła zawiera ono skrzynkę TNC3BOX i wszystkie inne wymienione powyżej programy.

Możliwe jest także połączenie większej liczby (do 32) kontrolerów w sieci.

Nowsze wersje oprogramowania kontrolera mogą być ładowane z komputera bezpośrednio do pamięci RAM lub do kasowanej elektrycznie pamięci EEPROM (ang. *flash PROM*). Odpada więc konieczność wymiany pamięci EPROM. Opracowana została także biblioteka programów dla kompilatorów firmy Borland i AZTEC-C pozwalająca na samodzielne pisanie programów. Oprogramowanie kontrolera może być kompilowane za pomocą skrośnych kompilatorów języka C pracujących na komputerach ATARI lub PC. Ponieważ kontrolery TNC3 są wyposażone we własny system operacyjny programy te mogą być ładowane do ich pamięci i uruchamiane w sposób podobny jak na komputerach PC pod systemem operacyjnym DOS.

W sprzedaży znajdują się także kontrolery TNC31S(X), które różnią się od kontrolera TNC3 jedynie pojemnością zainstalowanej pamięci i tym, że zawierają tylko jeden modem. Kontrolery TNC31S są wyposażone w po 128 kB pamięci RAM i EPROM lub EEPROM natomiast kontrolery TNC31SX – w po 512 kB każdej z nich.

Na rynku niemieckim dostępny jest także kontroler TNC4E wzorowany na TNC3 i różniący się głównie tym, że zamiast złącza RS-232 jest on wyposażony w złącze sieciowe Ethernet. Ma to ułatwić wykorzystanie go w sieciach lokalnych zawierających komputery PC i większą liczbę kontrolerów np. w bardziej rozbudowanych stacjach węzłowych.

3.4.7. ROZWIĄZANIA FABRYCZNE KONTROLERÓW TNC

Klasycznym rozwiązaniem kontrolera jest TNC2 oparty na konstrukcji amerykańskiej grupy krótkofalowców TAPR z Tucson. Kontroler ten produkowany jest przez szereg firm – np. MFJ – modele MFJ-1270B/1270C/1274, AEA (obecnie Timewave) – PK-87/88/96, PK-12 itp.

W wykonaniu tym kontroler umożliwia pracę z szybkością 300 bit/s na falach krótkich i 1200 bit/s na UKF. Po dołączeniu zewnętrznego modemu możliwa jest praca z szybkością 2400 lub 9600 bit/s. Modem dołączany jest do wtyku oznaczonego symbolem J4. W przypadku łączności satelitarnych konieczne jest także użycie specjalnego modemu, którego tor nadawczy koduje dane w tzw. kodzie Manchester-FSK, a tor odbiorczy przystosowany jest do pracy z modulacją BPSK. Szybkości pracy przełączane są miniaturowym przełącznikiem typu DIL, a częstotliwości filtrów modemu dodatkowym przyciskiem.

Na płycie czołowej znajduje się, wspomniane już, pięc diod świecących sygnalizujących stan pracy. Kontroler MFJ-1274 ma także rząd 16 diod świecących służacy jako wskaźnik dostrojenia. Wskaźnik ten jest niezbędny przy pracy SSB na falach krótkich. W nowszych wersjach oprogramowania kontrolery TNC2 mogą pracować w trybie KISS, pozwalają na odbiór faksymile – map pogody (ang. WEFAX) i są wyposażone w prywatną skrzynkę elektroniczną.

Po wymianie oprogramowania na NET/ROM, Thenet lub X1J mogą one pracować jako węzły sieci. Szczególnie interesująca jest wersja X1J programu Thenet. Pozwala ona na retransmisję datagramów TCP/IP równolegle do komunikacji międzywęzłowej w protokóle NET/ROM. Wymienione programy dostępne są w postaci pamięci EPROM lub zbiorów przeznaczonych do zaprogramowania pamięci. Kontrolery TNC2 produkcji niemieckiej i krajowej mimo trochę odmiennej konstrukcji elektrycznej są kompatybilne ze wzorcem TAPR a główną różnicę w stosunku do modeli amerykańskich stanowi wyposażenie w oprogramowanie TF zamiast typowego dla amerykańskich modeli oprogramowania TAPR. Kompatybilność pozwala jednak na wymianę oprogramowania na TAPR, TheNet, X1J i inne w miarę potrzeby. Wśród modeli niemieckich wyróżnia się kontroler TNC2H firmy "Symek". Jest on wyposażony w modem G3RUH przeznaczony do pracy z szybkością 9600 bit/s. W nowszych rozwiązaniach możliwe jest dołączenie modemu zewnętrznego dla szybkości 1200 bit/s. Jako jedyny znany mi model produkcji niemieckiej jest on wyposażony w pamięć EPROM o pojemności 64 kB zawierającą zarówno oprogramowanie TF jak i TAPR, niestety zainstalowana tam wersja nie zawiera skrzynki elektronicznej. Wybór programu dokonywany jest za pomocą miniaturowago przełącznika na płycie czołowej.

Spotykane są także rozwiązania udoskonalone – wykraczające poza standard TAPR. Przedstawicielami tej grupy są modele KPC-2, KPC-3, KPC-4 i KPC-2400 firmy Kantronics. Wszystkie one (jak również Kantronics KAM i KAM Plus) posiadają dodatkowo prywatną skrzynkę elektroniczną pozwalającą na deponowanie wiadomości w czasie nieobecności operatora. Są one także standardowo wyposażone w oprogramowanie sieciowe KA-node pozwalające na wykorzystanie kontrolera w charakterze węzła sieci. Węzeł KA-node zapewnia wprawdzie mniejszy komfort dla użytkownika niż NET/ROM czy Thenet, może jednak być wykorzystany w pierwszej fazie rozbudowy sieci lub też stanowić jej uzupełnienie. Do tej samej kategorii należy węzeł GATEWAY, w który wyposażane są nowsze kontrolery firmy AEA.

Kontroler KPC-2400 ma wbudowany modem QPSK przeznaczony do pracy z szybkością 2400 bit/s w standardzie V.26, w pozostałych kontrolerach możliwe jest podłączenie modemu zewnętrznego tej samej firmy. Oprócz pracy w systemie pakiet radio możliwy jest odbiór faksymile – map pogody.

Model KPC-4 wyposażony jest w podwójny modem pozwalający na jednoczesną pracę na dwóch pasmach UKF lub wykorzystanie jako stacji węzłowej sprzęgającej sieci pracujące w różnych pasmach, kontroler KPC-2 może pracować na zakresach KF i UKF. Kontroler KPC-3 może być zasilany z baterii 9 V.

Wszystkie wspomniane modele oprócz złącza RS-232 mają także wejście 5 V przeznaczone do połączenia z komputerem Commodore 64.

Trzecią grupę stanowią kontrolery wielofunkcyjne pozwalające dodatkowo na pracę telegraficzną, dalekopisową Baudot i ASCII, AMTOR a także w niektórych przypadkach faksymile, PACTOR, NAVTEX i telewizją wąskopasmową SSTV. Są to modele PK-232 firmy AEA (SP-232 firmy MUEL, HK-232 (Heathkit), PK-900, DSP-1232/2232/232, Kantronics-KAM (Plus), MFJ-1276 i MFJ-1278 oraz MFJ-1278T – turbo.

Modele PK-232 i KAM (Plus) wyposażone są w podwójne modemy umożliwiające równoległą pracę w zakresach KF i UKF. Wszystkie trzy urządzenia posiadają wbudowany wskaźnik dostrojenia i szereg dodatkowych wskaźników sygnalizujących wybrany rodzaj pracy.

Kontroler PK-232, podobnie jak TNC2, zawiera wewnątrz wtyk przeznaczony do dołączenia modemu zewnętrznego, kontroler KAM pozbawiony jest tej możliwości.

Praca emisją faksymile możliwa jest na kontrolerach PK-232 i MFJ-1278(T), a emisją SSTV na kontrolerze MFJ-1278(T). Niezbędne w tym celu oprogramowanie dostępne jest w wersjach dla komputerów PC, Commodore 64, Commodore-Amiga i McIntosh.

Najbardziej uniwersalnymi urządzeniami z tej grupy są kontrolery wyposażone w procesor sygnałowy i pracujące na zasadzie cyfrowej obróbki sygnałów. Są to modele DSP-1232, DSP-2232 i DSP-232. Modemy układowe są tutaj zastąpione przez program pracujący na procesorze sygnałowym i realizujący matematycznie wszyskie funkcje filtrów i modemów dla różnych rodzajów emisji. Wymiana modemu lub rozbudowa kontrolery wymaga więc jedynie wymiany pamięci zawierającej program. Kontrolery te pozwalają na pracę wszystkimi rozpowszechnionymi w praktyce amatorskiej rodzajami emisji, wyposażone są w skrzynki elektroniczne pakiet radio, AMTOR i PACTOR, oprogramowanie węzła "Gateway" a kontroler DSP-2232 jest wyposażony w dwa wyjścia radiowe. Niestety są to urządzenia dosyć drogie nawet jak na warunki zachodnie.

Kontroler PK-232 znany jest dostatecznie użytkownikom w kraju, dlatego też jako przedstawiciela tej grupy omówię szczegółowiej kontroler MFJ-1278(T).

Produkowany jest on w dwóch wersjach: podstawowej i turbo. W wersji podstawowej możliwa jest praca pakiet radio z szybkościami 300 i 1200 bit/s, wersja turbo zawiera dodatkowo modem 2400 bit/s pracujący z modulacją fazy. Modem ten (MFJ-2400) dostępny jest także oddzielnie. Pozwala to na późniejszą rozbudowę kontrolera. Zastosowana w modemie MFJ-2400 czterostanowa modulacja fazy (QPSK) zajmuje normalną szerokość pasma akustycznego, dzięki czemu zbędne są jakiekolwiek przeróbki sprzętu nadawczo-odbiorczego.

Kontroler wyposażony jest w dwa kanały pakiet radio pozwalające na równoległą lub skrośną pracę w zakresch KF i UKF.

Podobnie jak większość rozwiązań kontrolerów TNC, MFJ-1278 zawiera mikroprocesor Z-80 (w wersji CMOS). Rozmiar pamięci RAM wynosi 32 kB, ROM – 64 kB, a więc więcej niż w typowych kontrolerach pakiet radio. Obwód Z8440 obsługuje złącze szeregowe RS-232 współpracujące z komputerem. Możliwe szybkości pracy wynoszą 300, 1200, 2400, 4800 i 9600 bit/s. Przy współpracy z omówionym dalej programem Multicom stosowana jest szybkość transmisji 9600 bit/s.

Podobnie jak w innych rozwiązaniach kontrolerów firmy MFJ, modem AFSK zawiera obwody scalone XR2206/XR2211. Modem QPSK oparty jest na obwodzie XR2123.

Oprócz pracy w systemie pakiet radio z szybkościami 300/1200 i ewentualnie 2400 bit/s możliwa jest praca emisjami RTTY i ASCII z szybkościami 45, 50, 57, 75, 100, 110, 150,

200 i 300 bit/s, faksymile z szybkościami 60, 90, 120, 180 240, 360 i 480 linii/min, praca telegraficzna z szybkościami 5 do 99 słów/min i SSTV o czasie trwania obrazu 8.5, 12, 17, 24 i 36 sek oraz emisją AMTOR/NAVTEX. Możliwy jest odbiór obrazów faksymile czarno-białych (np. WEFAX) lub zawierających do 8 odcieni szarości, jak to jest stosowane w transmisjach agencji prasowych. O ile emisje pakiet radio/RTTY/ASCII i CW pozwalają na wykorzystanie dowolnego programu komunikacyjnego (np. PROCOMM), o tyle transmisja obrazów faksymile i SSTV wymaga użycia specjalnego programu interpretującego i przedstawiającego dane w postaci graficznej (np. Multicom).

MFJ-1278(T) wyposażony jest w prywatną skrzynkę elektroniczną pakiet radio i może pracować w trybie KISS. Podobnie jak każdy kontroler TNC może być też wykorzystywany jako stacja przekaźnikowa. Niestety brakuje mu oprogramowania węzłowego porównywalnego chociażby z KA-node.

Dostrojenie przy pracy SSB na KF ułatwia 20-diodowy wskaźnik dostrojenia.

Ciekawym rozwiązaniem jest miniaturowy kontroler TNC-u21 firmy Telereader. Kontroler ten rozmiarów paczki papierosów wyposażony we własną skrzynkę elektroniczną i zasilany z wbudowanego akumulatora pozwala na pracę z samochodu lub z urządzenia przenośnego pod warunkiem posiadania odpowiedniego przenośnego komputera lub łatwe uruchomienie stacji w dowolnym wyposażonym w komputer pomieszczeniu (np. QRL). I tu możliwa jest także praca w trybie KISS. Do miniaturowych kontrolerów należy też model TINY produkcji PacComm.

Czwartą grupę stanowią kontrolery wewnętrzne w postaci płytek wtykanych do komputerów IBM-PC/XT/AT. Parametrami odpowiadają one kontrolerom pierwszej lub drugiej grupy. W niektórych przypadkach pozwalają one też na dołączenie modemów zewnętrznych. Kontrolery zewnętrzne są jednak bardziej uniwersalne, ponieważ mogą być podłączone do wielu typów komputerów bez konieczności otwierania obudowy.

Jako przykład tego typu rozwiązania przedstawiono dokładniej kontrolery firmy DRSI. Są one do pewnego stopnia pierwowzorem kontrolerów wewnętrznych SCC i USCC różnych firm.

W odróżnieniu od rozwiązania zewnętrznego wyposażonego w procesor Z-80 lub podobny, rozwiązanie to wykorzystuje w znacznie większym stopniu możliwości komputera, jego większą szybkość przetwarzania i szerszy zakres pamięci. Pozwala to m. in. na efektywnie szybszą transmisję większych ilości danych. Kontroler firmy DRSI zajmuje ośmiobitowy wtyk na płycie głównej komputera i wyposażona jest w obwód HDLC typu 8530. Obwód ten zawiera dwa kanały, które mogą niezależnie od siebie pracować jako klasyczne złącza RS-232 lub jako łącza HDLC (X.25) z szybkościami nawet do 38 kB/s, a przy współpracy z zewnętrznymi generatorami zegarowymi do 56 kB/s. Jest on także wyposażony w obwód 8536 zawierający m.in. kontroler przerwań i cyfrową pętlę synchronizacji fazy pozwalającą na regenerację odbieranych danych. Poszczególne wykonania kontrolera różnią się między sobą liczbą i rodzajem zainstalowanych modemów lub wtyków do podłączenia modemów zewnętrznych.

Protokół AX.25 obsługiwany jest przez program rezydentny (TNCTSR) aktywowany w miarę potrzeby przez przerwania pochodzące z płytki kontrolera i z nadrzędnego programu użytkowego. Program ten może pracować samodzielnie, co pozwala na pracę węzła pakiet radio lub skrzynki elektronicznej bez całkowitego blokowania komputera (pod systemem DOS). Wybór pożądanych funkcji i wprowadzanie parametrów jest znacznie ułatwione dzięki zastosowaniu przez autorów programu odpowiednich menu wywoływanych przez kombinację klawisza ALT z pierwszą literą żądanej funkcji lub ich grupy. Najważniejsze z nich obejmują zestaw rozkazów związanych z nawiązaniem połączenia, sterowanie drukarką, transmisję zbiorów w postaci ASCII i dwójkowej (w protokóle YAPP). Główne menu wywoływane jest np. przez kombinację ALT-M. Dodatkowo możliwe jest wywołanie, w miarę potrzeby, tekstów pomocy "help". Oprócz tego na czte-

rech wchodzących w skład kompletu dyskietkach znajdują się: oprogramowanie skrzynki elektronicznej AA4RE, oprogramowanie węzła G8BPQ, oraz pakiet oprogramowania TCP/IP – NOS – i zaadaptowany do współpracy z kontrolerem DRSI tzn. wyposażony we własny program sterujący. Wersja ta nie nadaje się do współpracy z kontrolerami zewnętrznymi pracującymi w protokóle KISS. Do tych celów stosowany jest odrębny wariant programu NOS. Zestaw TCP/IP pozwala na nawiązywanie łączności na poziomie warstwy drugiej modelu ISO tzn. zwykłych łączności AX.25 i łączności na poziomie warstwy 3 z wykorzystaniem protokółu sieciowego NET/ROM dodatkowo do właściwych protokółów grupy TCP/IP.

W stosunku do zewnętrznych kontrolerów wyposażonych w pamięć EPROM instalacja nowszych wersji wymaga jedynie wczytania ich z dyskietki.

Ujemną stroną przedstawionego rozwiązania jest konieczność posiadania komputera PC i oczywiście konieczność włączenia go. Zewnętrzne kontrolery TNC mogą współpracować z dowolnymi typami komputerów wyposażonych w złącze RS-232 lub łącze TTL, jak w komputerze Commodore 64 i mogą oczywiście pracować niezależnie od komputera np. jako prywatna skrzynka elektroniczna lub prosta stacja przekaźnikowa.

Oprócz rozwiązania firmy DRSI istnieje kilka podobnych rozwiązań kontrolerów wewnętrznych, np. PC-320 firmy PacComm charakteryzujący się zgrubsza podobnymi możliwościami. Inne z rozwiązań zawiera nawet 2-watową radiostację na pasmo 70 cm. Po zainstalowaniu odpowiedniego oprogramowania i podłączeniu anteny do gniazdka BNC z tyłu komputera możliwa jest natychmiastowa praca emisją pakiet radio. Popularnym w Niemczech rozwiązaniem jest płytka BayCom USCC, dostępna w wersjach 4- i 8-kanałowych.

Do piątej grupy należą omówiony już kontroler TNC3, TNC4E oraz kontroler "Data Engine" firmy Kantronics (amerykański odpowiednik TNC3). Przewidziana jest w nim możliwość rozbudowy pamięci RAM do 1 MB, wprowadzania własnych wersji oprogramowania i dołączenia zewnętrznych modemów pracujących z szybkością 2400, 9600 i 19200 bit/s. Zakres pamięci ROM wynosi tu 64 kB. Pozwala on oczywiście na pracę w trybie KISS, zawiera własną skrzynkę elektroniczną i dwa wyjścia przewidziane do wspólpracy z dodatkowymi modemami (np. jako stacja skrośna). Odpowiada on w pełni konceptowi TNC3 przedstawionemu w poprzednim punkcie.

Pracę na falach krótkich umożliwiają kontrolery MFJ-1270B / 1270C / 1274 / 1278(T), KAM, PK-232, PK-900, DSP-1232 / 2232 / 232, DRSI oraz inne oparte o TNC2 (TAPR) jednak w większości przypadków charakterystyki filtrów modemu są niewystarczające do pracy przy dużym poziomie zakłóceń. Wymaga to ograniczenia pasma przenoszenia radiostacji lub użycia dodatkowych filtrów aktywnych na wejściu kontrolera. Zbyt szerokie pasmo przenoszenia filtrów TNC jest jedną z przyczyn problemów występujących w pracy pakiet radio na KF, a przez to przekonania o wyższości systemów AMTOR i PACTOR nad pakiet radio. Interesującą możliwością jest zastąpienie modulacji FSK przez dwufazową modulację BPSK w zakresach fal krótkich. Dzięki koherentnej demodulacji i zajmowaniu węższego pasma częstotliwości powinno to dać lepsze wyniki pod warunkiem zainstalowania odpowiedniego filtru wejściowego. Niektóre z rozwiązań modemów satelitarnych mogłyby być zastosowane do tego celu (muszą one pozwalać na wybór modulacji PSK oprócz MSK w torze nadawczym).

3.5. PROGRAMY NADAWCZO-ODBIORCZE

Terminalowe programy nadawczo-odbiorcze można podzielić na kilka grup.

Do pierwszej z nich należa programy wykorzystujące standardowe tryby pracy oprogramowania TAPR kontrolera TNC. Mogą to być zwykłe programy terminalowe np. PROCOMM, TELIX, KERMIT i inne pracujące na komputerach klasy PC/XT/AT lub dowolne inne pracujące na wszystkich pozostałych typach komputerów i pod różnymi systemami operacyjnymi. Nieco bardziej doświadczeni krótkofalowcy mogą posłużyć się własnymi programami napisanymi np. w języku BASIC. Zaletą oprogramowania TAPR jest to, że może ono być obsługiwane przez standardowe programy terminalowe i nie wymaga rozwiązań specjalnych, które są obecnie dostępne jedynie dla systemów operacyjnych DOS i Windows.

Do drugiej grupy można zaliczyć programy współpracujące z kontrolerem w trybie podporządkowanym (ang. host) oprogramowania TF. Programy te przeznaczone specjalnie do obsługi kontrolerów charakteryzują się większym komfortem obsługi. Dla każdego z dziesięciu (lub więcej) kanałów logicznych przewidziane są oddzielne okienka nadawczo-odbiorcze. Programy te dekodują pola adresowe pakietów, są w stanie zapamiętywać trasy łączności wiodące przez wiele stacji węzłowych, a poza tym mogą też rozpoznawać częstotliwość pracy w oparciu o tabelę znanych stacji węzłowych lub skrzynek. Do tej grupy należą np. programy SP, GP, Visual Packet, PR4WIN i WinGT.

Trzecia grupa programów współpracuje z kontrolerami w trybie KISS. Jej najbardziej znanym reprezentantem jest oprogramowanie TCP/IP (NOS) oraz program SUPER-KISS. Także niektóre z programów drugiej grupy (SP, GP) mogą współpracować z kontrolerem w trybie KISS, wykorzystując do tego celu program sterujący TFPCR lub jego następców TFKISS i TFX. Także nowsze wersje sterownika TFPCX pozwalają na pracę w trybie KISS.

Do czwartej grupy zaliczają się programy zastępujące całkowicie kontroler TNC i wymagające jedynie podłączenia prostego modemu do komputera. Może to być omówiony w następnym podrozdziale modem BayCom lub podobny. Jest to przede wszystkim program BayCom na PC/XT/AT oraz Digicom>64 dla komputerów Commodore 64/128. Także niektóre z poprzednio omówionych programów (SP, GP) mogą współpracować z modemem BayCom przy wykorzystaniu sterownika TFPCX. Podobne sterowniki dostępne są również dla programów TCP/IP (sterownik AX25) i węzła BPQ (sterownik BPQAX25). Systemy operacyjne Windows 95 i 98 nie gwarantują jednak dostatecznie szybkich czasów reakcji wymaganych dla zapewnienia bezbłędnej transmisji dlatego też zakres zastosowań wymienionych programów i sterowników ograniczony jest zasadniczo do systemu operacyjnego DOS.

Program KDATERM jest programem rezydentnym pracującym pod systemem DOS, wywoływanym za pomocą ustalonej kombinacji klawiszy (podobnie jak np. w przypadku programu SIDE-KICK). Pozwala to na nawiązywanie łączności bez konieczności opuszczania innego wykorzystywanego programu (np. edytora tekstów). Jest on programem terminalowym przeznaczonym do współpracy z kontrolerem TNC.

3.5.1. OPISY POPULARNYCH PROGRAMÓW PAKIET RADIO

Poniżej omówione są krótko niektóre z wymienionych programów. Podobnie jak w przypadku oprogramowania kontrolerów TNC zrezygnowano tu z przedstawiania list rozkazów. W razie potrzeby wymieniono tylko najważniejsze z nich. Ze względu na popularność przedstawionego dalej modemu BayCom program ten omawiany jest jako pierwszy. W przeciwieństwie do zwykłych programów terminalowych korzystających standardowo z sygnałów występujących na złączu RS-232, BayCom wykorzystuje sygnały DTR i CTS do transmisji danych, a sygnał RTS do przełączania nadawanie-odbiór. W przeciwieństwie do sygnałów TxD i RxD mogą one być bezpośrednio wczytywane lub sterowane przez program. Zasadniczą wadą tego rozwiązania jest to, że niektóre komputery wyposażone w nietypowe rozwiązania złączy RS-232 (Atari Portfolio, niektóre przenośne komputery klasy "lap-top" i "notebook") nie mogą współpracować z modemem BayCom. W oryginalnym opisie BayCom podany jest schemat modemu na obwodzie TCM3105, wielu amatorów stosuje jednak konstrukcje oparte o obwody scalone AM7910 lub XR2206/2211, po uwzględnieniu odmiennego sposobu ich podłączenia. Konstrukcje modemów oparte o obwód TCM3105 powinny być wyposażone w układy cyfrowej blokady szumów pozwalające na pracę z otwartą blokadą szumów odbiornika, rozwiązania zawierające XR2206/2211 pracują naogół prawidłowo bez dodatkowej cyfrowej blokady szumów. Te same rozwiązania mogą być wykorzystane do współpracy z komputerem Commodore 64 (Digocom>64), należy jedynie pamiętać, że na wyjściu złącza RS-232 komputera Commodore 64 występują poziomy napięć 0 - 5 V a nie +/- 12 V jak na standardowym złączu RS-232.

Sam program składa się z dwóch zasadniczych części: tzn. rezydującego w pamięci komputera programu naśladującego kontroler TNC L2.EXE i przewidzianego do współpracy z nim programu terminalowego SCC.EXE.

Aktywne prowadzenie łączności lub zmiana jakichkolwiek parametrów wymagają wywołania programu terminalowego. Użytkownik SCC.EXE informowany jest przez linię informacyjną o bieżącym stanie połączenia i jakości łącza.

Posługiwanie się programem BayCom jest bardzo zbliżone do obsługi Digicom>64, ponieważ oba programy napisali ci sami autorzy. W obu przypadkach znakiem gotowości do przyjęcia rozkazów jest dwukropek. Podstawowa grupa rozkazów odpowiada analogicznym rozkazom kontrolera TNC. Do najważniejszych rozkazów należą DCALL określający znak stacji przy retransmisji pakietów, CONNECT, DISCONNECT, MYCALL pozwalający na podanie do czterech własnych znaków o różnych rozszerzeniach, CTEXT definiujący tekst powitalny, FRACK, MAXFRAME, PACLEN, RETRY, DWAIT, TXDELAY, BEACON i BTEXT. Wybór szybkości transmisji następuje za pomocą rozkazu HBAUD, przy pracy z modemami zewnętrznymi dozwolone są szybkości 300 i 1200 bit/s, nowsze wersje programu pozwalają także na pracę z szybkością 9600 bit/s po podłączeniu do wyjścia drukarki (LPT) modemu PAR-96 lub PICPAR. Oprócz zwykłej komunikacji terminalowej BayCom umożliwia także transmisję zbiorów w postaci ASCII lub dwójkowej w równoległym logicznym kanale łączności. Z programu BayCom wywodzi się oprogramowanie węzła BayCom-node, którego najważniejszą częścią jest rezydentny program L2.EXE mogący współpracować z oprogramowaniem skrzynek BayCom-Box i OE5DXL-BOX.

Drugim z omawianych programów jest SP. Jest on dostępny w wersjach dla komputerów PC/XT/AT i dla komputera Atari-ST. Współpracuje z kontrolerem TNC w trybie podporządkowanym (oprogramowanie TF) lub w trybie KISS (oprogramowanie TAPR). W tym drugim przapadku konieczne jest użycie programu sterującego TFPCR/TFKISS. W obu przypadkach obsługa kontrolera TNC jest wygodniejsza niż w przypadku posługiwania się zwykłym programem terminalowym i standardowymi trybami pracy oprogra-

mowania TAPR. Program SP przewidziany jest wyłącznie do pracy w systemie pakiet radio i nie pozwala na korzystanie z wyższych protokółów jak TCP/IP. SP pozwala na automatyczne nawiązywanie łączności poprzez stacje sieci w oparciu o trasy wprowadzone przez użytkownika lub zapamiętane w wyniku analizy pól adresowych odebranych pakietów. SP wyposażony jest także w oprogramowanie węzła zbliżone zasadniczo do TheNet, a poza tym pozwala on na zdalną obsługę stacji przez korespondenta podobnie jak to było możliwe w programach Baycom i Digicom>64). SP może obsługiwać do pięciu kontrolerów TNC (w zależności od liczby zainstalowanych złączy RS-232) i do czterdziestu logicznych kanałów łączności. Duże pokrewieństwo z programem SP wykazuje program TOP. W czasie dialogu z korespondentem możliwa jest równoległa transmisja zbiorów ASCII lub dwójkowych. Łączność w poszczególnych kanałach może być na życzenie protokółowana na drukarce lub nośniku magnetycznym.

Możliwe jest także korzystanie z własnych programów (makrorozkazów, skryptów programowych) automatyzujących niektóre nużace lub często powtarzające się czynności. Przykładem tego typu czynności może być połączenie się z macierzystą skrzynką eletroniczą, w oparciu o podaną trasę, wczytanie przeznaczonych dla siebie wiadomości połączone z ich zapisem na dysku, a następnie przerwanie połączenia. Dużym ułatwieniem w konstruowaniu makrorozkazów jest podprogram rejestrujący dziesięć ostatnich, podanych z klawiatury rozkazów. Tak więc w praktyce do skonstruowania pożadanego makrorozkazu wystarczy przeprowadzenie pożadanej czynności i zapis powstałego w ten sposób makrorozkazu na dysku.

Różne funkcje i rozkazy SP wywoływane są przez odpowiednie kombinacje klawiszy ESC lub ALT z klawiszami literowymi.

Wiele z wymienionych tu możliwości nie jest niezbędnych w pierwszej chwili, możliwe jest stopniowe zapoznawanie się z nimi w miarę potrzeb. Na początek mogłaby wystarczyć znajomość dwóch podstawowych kombinacji: ESC-C – rozkaz CONNECT i ALT-D rozkaz DISCONNECT. Oczywiście użytkownikom chcącym się ograniczyć do nich wystarczą dużo prostsze programy jak PROCOMM. Kombinacje ALT-H i CTRL-F10 pozwalają na wyświetlenie listy rozkazów i krótkich objaśnień.

Podobnymi właściwościami, a dodatkowo także interesującą szatą graficzną charakteryzuje się program GP. Obsługujemy go z menu, myszą lub z klawiatury. Brakuje tu jednak oprogramowania węzła i automatycznego zapisu tras łączności. Najważniejsze rozkazy mogą być wywołane także za pomocą kombinacji klawisza ALT z odpowiednią literą (podkreśloną w opisie symbolu na ekranie). Np. do nawiązania połączenia służy kombinacja ALT-C, a do jego przerwania – ALT-D. Podobnie jak w przypadku programu SP, najważniejsze parametry konfiguracyjne (np. znak wywoławczy – MYCALL) zawarte są w zbiorze konfiguracyjnym – CONFIG.GP.

Wspomniany wyżej program SUPERKISS pozwala także na pracę emisjami AMTOR, CW i RTTY przy wykorzystaniu kontrolera PK-232.

Pod systemem operacyjnym WINDOWS można posłużyć się programami PR4WIN, WinGT lub Visual Packet. Są one przeznaczone do współpracy z kontrolerem pracującym w trybie podporządkowanym, a ich obsługa za pomocą myszy i zestawu menu jest typowa dla środowiska WINDOWS. Program WinGT wyposażony jest dodatkowo w skrzykę elektroniczną wzorowaną na DieBox, mogącą rejestrować automatycznie odczytywane z sieci wiadomości i w węzeł.

Szczególną pozycję wśród programów komunikacyjnych dla pakiet radio zajmuje PC/Flexnet. Zasadniczo jest on przeznaczony dla stacji węzłowych, możliwa jest jednak instalacja jego ograniczonej wersji nie zawierającej właściwego modułu węzła. Pozwala on, jak to przedstawiono powyżej na współpracę z różnymi typami modemów dla złączy szeregowych i drukarki, z kontrolerami TNC2 i TNC3 wyposażonymi w oprogramowanie 6PACK i wykorzystanie płytki muzycznej jako modemu. Program wymaga użycia jako

terminalu specjalnej wersji BayComu lub w połączeniu z emulatorem TFEMU dowolnego innego programu terminalowego dla trybu podporządkowanego (SP, GP itd.). PC/Flexnet pracuje zasadniczo pod systemem operacyjnym DOS jednak po zainstalowaniu specjalnej 32-bitowej biblioteki programów może być używany pod systemami Windows 95 i 95. Może on wówczas pośredniczyć między typowymi przeglądarkami internetowymi a siecią AX.25 co pozwala na korzystanie z amatorskich serwerów HTTP, w które wyposżone są np. skrzynki BayCom-Box.

3.6. MODEM BAYCOM

Ze względu na prostotę konstrukcji modem BayCom pozwala najtaniej skompletować stację pakiet radio. Konstrukcji modemu mogą podjąć się nawet średnio doświadczeni i wyposażeni krótkofalowcy. Oprócz tego dostępne są fabryczne modeli modemu w różnych wykonaniach (także w wykonaniu firmy MUEL). Niektóre z nich, najmniejsze mieszczą się we wtyczce RS-232 i mogą być użyte również w stacjach przenośnych wyposażonych w komputery typu "lap-top" lub "notebook". Popularność tego rozwiązania przyczyniła się do powstania programów sterujących umożliwiających wykorzystanie modemu BayCom także przez inne programy (SP, GP, NOS).

3.6.1. OPIS UKŁADU

Główną częścią modemu jest obwód scalony TCM3105, reszta to układy dopasowujące poziomy napięć na wejściach i wyjściach. Pobór prądu wynosi ok. 4 - 6 mA, a zasilanie może odbywać się bezpośrednio z wyjścia RS-232 przez diody D1-D3 i stabilizator IC3.

W czasie odbioru napięcie na wyjściu DTR wynosi +12V, w czasie nadawania napięcie RTS jest dodatnie, a poza tym na wyjściu TxD generowany jest nieregularny takt. Wszystkie trzy napięcia ładują (przez diody) kondensator C1 i pozwalają na zasilanie modemu. W niektórych komputerach przenośnych napięcia te są niższe, co może wymagać pewnych zmian w układzie. Modem może być oczywiście także zasilany napięciem zewnętrznym.

Dopasowanie występujących na złączu RS-232 napięć +/- 12V do poziomów TTL dokonywane jest za pomocą inwerterów CMOS – U2 i oporników R1 - R3. Pozwala to na rezygnację z zastosowania drogiego obwodu MAX232. Jako U2 musi być użyty 74HC04 lub 74HC14.

Przełączanie nadawanie-odbiór odbywa się za pomocą tranzystora T1, oporniki R4, R5, kondensator C3 i dioda D4 stanowią układ zabezpieczający, którego zadaniem jest wyłączenie nadajnika po upływie 60 s. Jest to ważne w przypadku zawieszenia się programu.

Sygnały logiczne na akustyczne i odwrotnie (modulacja i demodulacja) zamienia obwód scalony TCM3105 pracujący w używanym na UKF standardzie BELL202 (wybór standardu dokonywany jest przez odpowiednie połączenia nóżek 2, 5, 12 i 13).

Częstotliwość zegarowa generowana jest za pomocą kwarcu X1 (wraz z kondensatorami C4 i C5) i wynosi 4,43 MHz, jest więc równa częstotliwości podnośnej koloru w systemie TV PAL.

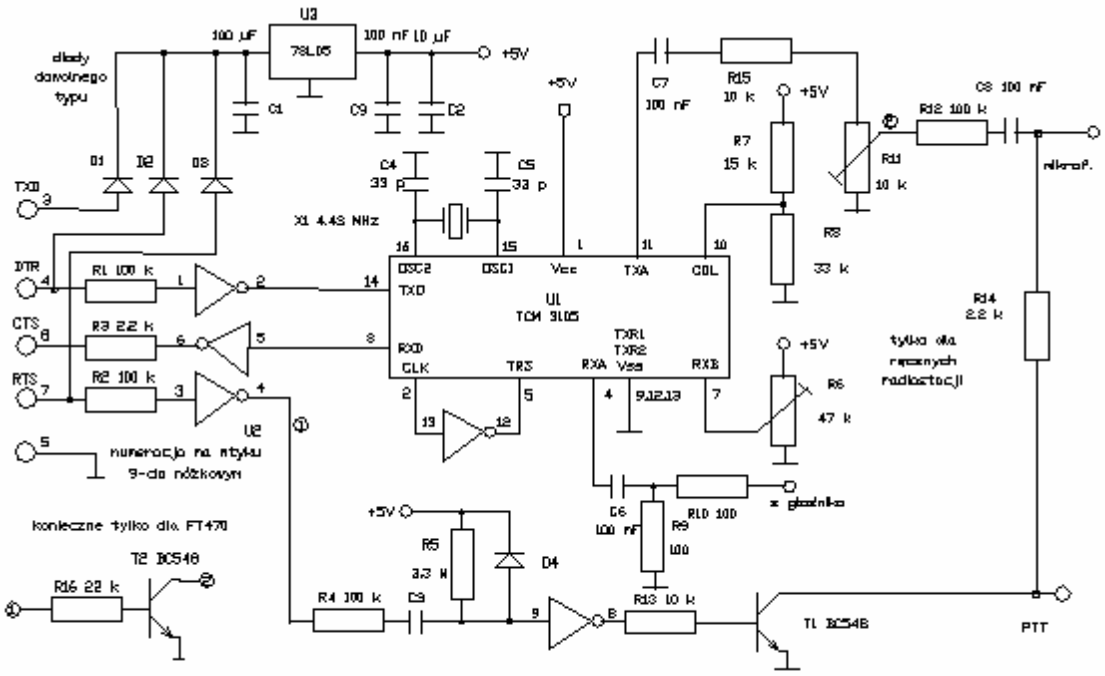
Sygnał m.cz. na wejście mikrofonowe podawany jest przez elementy R15, C7, R11, R12 i C8. Wartość opornika R12 jest stosunkowo duża dla uniknięcia przydźwięku. W przypadku wystąpienia kłopotów z wysterowaniem może on być zmniejszony. Potencjometr R11 służy do regulacji wysterowania, a więc dewiacji.

Posiadacze radiostacji typu FT 470 i pokrewnych muszą także podłączyć do układu elementy R16 i T2, ponieważ sygnał wyjściowy modemu ulega w radiostacji zmieszaniu z sygnałem odbieranym i powoduje zakłócenia. Niektóre radiostacje przenośne nie mają osobnego wejścia PTT i wymagają podłączenia wejścia mikrofonowego (stałoprądowo) do masy dla przejścia na nadawanie. Do tego celu służy opornik R14. Może on też pozostać w układzie nawet gdy radiostacja posiada oddzielne wejście PTT.

Dzielnik oporowy R7 i R8 ustala próg reakcji na odebraną podnośną, a prawidłowe

rozpoznanie poziomów zależne jest od napięcia panującego na nóżce 7 (ustalanego potencjometrem R6).

Sygnał m.cz. z wyjścia mikrofonowego podawany jest przez dzielnik oporowy R9, R10 i kondensator C6 na wejście obwodu TCM3105. W niektórych rozwiązaniach modemów używany jest dodatkowo ogranicznik diodowy. Nie jest on jednak niezbędny, ponieważ napięcia 2 - 3 V nie powodują jeszcze przesterowania układu TCM3105. Dzielnik m.cz. pobiera tylko ok. 10 uA prądu i nie obciąża zbytnio nawet wysokoomowych wyjść odbiornika. Schemat modemu przedstawiono na rysunku 3.4.



Rys.4. Modem BayCom

Konstrukcja modemu może być dowolna, na płytce drukowanej lub dziurkowanej, należy tylko zwrócić uwagę na dobre połączenie masy, a kwarc X1 wraz z kondensatorami C4, C5 powinien znajdować się w pobliżu obwodu TCM 3105. Sygnały akustyczne podłączone są do pięcionóżkowego gniazdka diodowego (podobnie jak w zwykłych kontrolerach TNC), a po stronie złącza RS-232 zastosowano dziewięcionóżkowy wtyk leżący.

Modem może być połączony bezpośrednio z komputerem lub przez kabel. W przypadku zastosowania 9-nóżkowego gniazdka zamiast wtyku ulega zmianie numeracja nóżek.

Tabela połączeń (uwaga: znaczenie nóżek różni się od standardu RS-232):

Sygnal	Wtyk 25 nóżkowy	Wtyk 9 nóżkowy	Znaczenie
DTR	20	4	dane nadawane +/- 10 V
RTS	4	7	PTT akt. HI, -10V=RX, +10V=TX
CTS	5	8	dane odbierane, wystarczy poziom TTL
GND	7	5	masa
TXD	2	3	wyjście taktu do zasilania

Obwód TCM3105 powinien być osadzony w podstawce. W zależności od użytego typu

radiostacji oporniki R14 oraz R16 i tranzystor T2 mogą być zbędne i można z nich zrezygnować. Pozostawienie ich w układzie nie jest szkodliwe.

6.2. SPIS CZĘŚCI

```
U1              TCM3105 (Texas Instruments)
U2              74HC04 lub 74HC14 (koniecznie z serii HC !)
U3              78L05 lub w miarę potrzeby LP2950CZ
T1, T2          BC548 lub dowolny uniwersalny tranzystor krzemowy
D1-D4           1N4148 lub dowolna uniwersalna dioda krzemowa
Q1              Kwarc PAL, 4,43361 MHz
C1              100 uF/16V stojący, możliwie mały
C2, C3          10 uF/16V stojący
C4, C5          33 pF, ceramiczny, odstęp nóżek 2,5 mm
C6-C9           100 nF foliowy, odstęp nóżek 5 mm
R1,R2,R4,R12    100 k
R3, R14         2,2 k
R5              3,3 M
R7              15 k
R8              33 k
R9, R10         100  (patrz tekst)
R13, R15        10 k
R16             22 k
R6              50 k, potencjometr montażowy leżący
R11             10 k, potencjometr montażowy leżący
Wtyk 9-nóżkowy sub-D, leżący
Wtyk diodowy.
```

3.6.3 URUCHOMIENIE I STROJENIE

Po zlutowaniu układu dobrze jest poddać go kontroli optycznej, a następnie usunąć ewentualne zwarcia, które mogłyby doprowadzić do uszkodzenia komputera. Następnym krokiem jest połączenie modemu z komputerem i uruchomienie programu L2 (w przypadku korzystania z programu BayCom). Jest to konieczne, ponieważ dopiero po odpowiednim wysterowaniu wyjść TxD, RTS i DTR modem jest zasilany (po usunięciu diod D1-D3 można zasilać go z zasilacza zewnętrznego lub baterii).

W pierwszej fazie nie jest konieczne połączenie modemu z radiostacją.

- Pierwszym krokiem jest kontrola napięcia zasilania. Jeżeli napięcie na nóżce 14 obwodu U2 wynosi 5 V +/- 0,2 V w stosunku do masy można przystąpić do zestrajania układu. Wyższe napięcie może spowodować uszkodzenie obwodu TCM3105. (Można też przeprowadzić pierwszą probę bez układu TCM3105 dla uniknięcia poważnej straty, a dopiero po doprowadzeniu napięcia zasilania do prawidłowej wartości odłączyć modem i włożyć obwód TCM3105). W przypadku zbyt niskiego napięcia należy skontrolować jego wartość na wejściu stabilizatora U3 – powinna ona wynosić przynajmniej 7,5 V.

Jeżeli napięcie jest niższe należy:

- skontrolować kierunek włączenia diod D1-D3.

- jeżeli mimo to napięcie ma wartość 5 - 7,5 V, spowodowane jest to zbyt niskim napięciem wyjściowym na łączu RS-232. Konieczne jest wtedy zastosowanie zasilacza zewnętrznego albo akumulatora lub modyfikacja układu.

a) Przy napięciu przekraczającym 6 V można zastosować stabilizator o niskim spadku napięcia np. LP2950CZ lub podobny.

b) Zamiast obwodu U3 można zastosować układ stabilizatora na diodzie zenera 5,1 V lub

4,7 V.
Strojenie: za pomocą potencjometru R6 należy ustawić napięcie 2,7 V na nóżce 7 obwodu U1. W przypadku wystąpienia trudności w dekodowaniu sygnału można dokonać niewielkiej korekty.

Właściwe wysterowanie nadajnika (dewiacja) ustawiane jest za pomocą potencjometru R11. W tym celu należy dobrać dłuższy czas TXDELAY i nadając próbne pakiety nienumerowane (UI) zrównać siłę głosu własnej transmisji z innymi słyszanymi sygnałami. Zbyt duży poziom sygnału może doprowadzić do przesterowania i powstania zniekształceń nieliniowych (oraz zakłóceń w sąsiednich kanałach). Po dokonaniu obu tych regulacji można przystąpić do próbnych łączności.

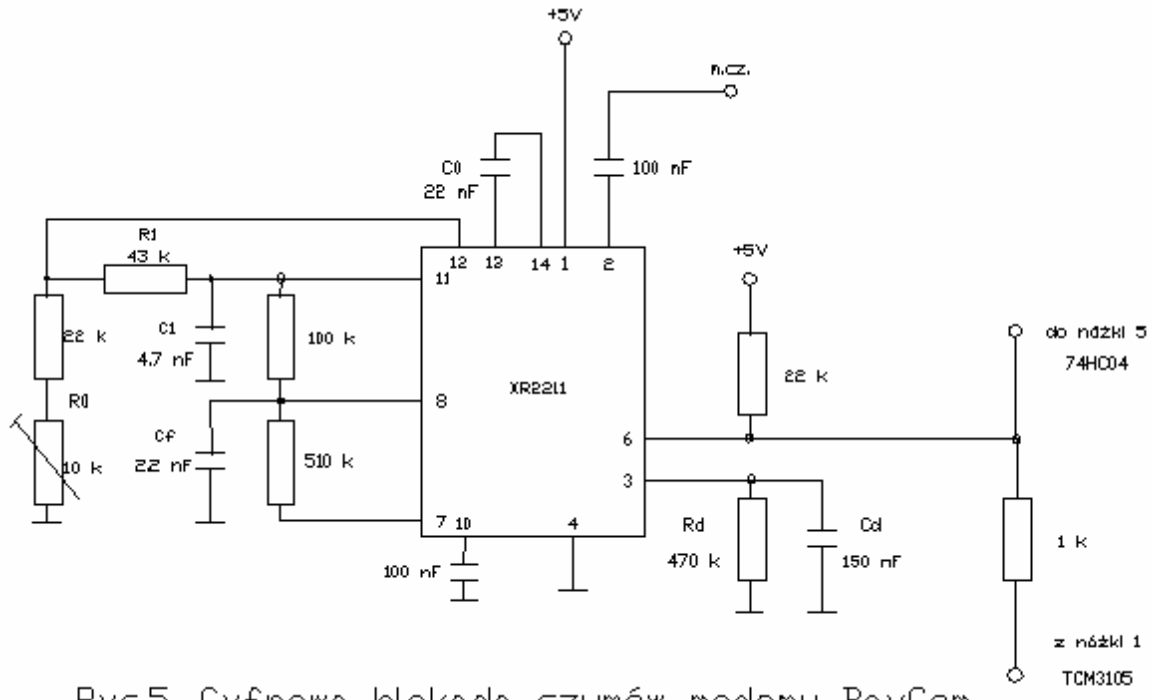
3.6.4. CYFROWA BLOKADA SZUMÓW MODEMU BAYCOM

Program Baycom nie sprawdza stanu wejścia DCD, dlatego też blokada szumów odbiornika musi być zamknięta przy braku sygnału. Zbyt długi czas reakcji blokady szumów (jest to słaba strona wielu typów radiostacji przenośnych) może spowodować obcinanie początków pakietów i konieczność wielokrotnych powtórzeń. W takim przypadku może być konieczne zastosowanie elektronicznej blokady szumów w modemie, co pozwala na pracę z otwartą blokadą szumów.

Detekcji sygnału podnośnej dokonuje pętla synchronizacji fazy na obwodzie XR2211, a jej wyjście informujące o zasynchronizowaniu się zwiera do masy przewód RxD lub jest wysokoomowe i pozwala na przepuszczenie sygnału RxD do komputera. W tym celu konieczne jest włączenie opornika 1 k pomiędzy nóżkę 8 obwodu U1 i nóżkę 5 obwodu U2.

Pobór prądu przez układ XR2211 leży w granicach 4 - 6 mA. W układzie zastosowano typowe wartości elementów.

Schemat układu blokady szumów przedstawiono na rysunku 3.5.



Rys.5. Cyfrowa blokada szumów modemu BayCom

3.6.5 SPIS CZĘŚCI

Oporniki: 1 k, 2 x 22 k, 43 k, 100 k, 470 k, 510 k,

potencjometr: 10 k,
kondensatory: 2,2 nF, 4,7 nF, 22 nF, 2 x 100 nF, 150 nF,
obwód scalony: XR2211.

3.7. CYFROWE BLOKADY SZUMÓW

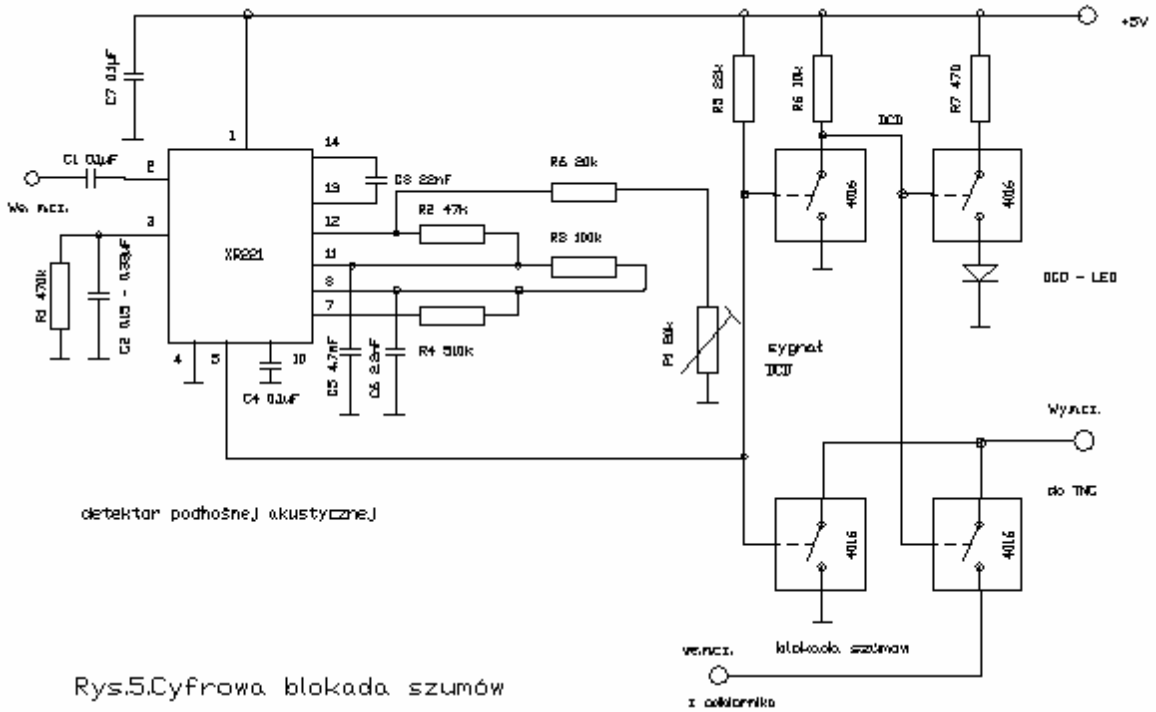
W przypadku zbyt długiego czasu reakcji blokady szumów można zastosować zewnętrzny układ blokady szumów włączony w przewód m.cz. prowadzący od głośnika do TNC lub modemu. Unika się w ten sposób wewnętrznych przeróbek radiostacji. Najkorzystniejszym rozwiązaniem jest tu układ tzw. cyfrowej blokady szumów składający się np. z pętli PLL (XR2211 lub podobnej) sterującej elektronicznym przełącznikiem opartym np. na układzie 4016/4066. Odbiór sygnału podnośnej akustycznej powoduje otwarcie przełącznika elektronicznego przez sygnał stanu synchronizacji pętli i podanie sygnału akustycznego na wejście TNC lub modemu. Układ taki charakteryzuje się dużą szybkością przełączania zwiększając w ten sposób efektywną szybkość transmisji danych.

3.7.1. BLOKADA SZUMÓW NA OBWODZIE XR2211

Jedno z możliwych rozwiązań przedstawiono na rysunku 3.6. Pętla synchronizacji fazy PLL oparta o układ XR2211 reaguje na częstotliwość podnośnej akustycznej, otwierając przełącznik 4066 wprowadzony w tor akustyczny łączący wyjście głośnikowe odbiornika z wejściem modemu lub kontrolera TNC. Częstotliwość pracy pętli PLL powinna być tak dobrana, aby zapewnić synchronizację w zakresie 1200 Hz - 2200 Hz. Sygnał synchronizacji otrzymywany na nóżce 5 otwiera przełącznik doprowadzając sygnał akustyczny do wejścia modemu. W przedstawionym układzie (wypróbowanym przeze mnie praktycznie we współpracy z miniaturowym kontrolerem TNC u21 i radiostacją FT73) zastosowałem dodatkowo żółtą diodę świecącą wskazującą użytkownikowi odbiór podnośnej leżącej w zakresie synchronizacji pętli. Doprowadzenia sygnału m.cz. powinny być wykonane za pomocą kabla ekranowanego, a sam układ zamknięty w obudowie ekranującej.

3.7.1.1. SPIS CZĘŚCI

Oporniki: 470 , 10 k, 20 k, 47 k, 22 k, 100 k, 470 k, 510 k,
potencjometry: 20 k,
kondensatory: 2,2 nF, 4,7 nF, 22 nF, 3 x 100 nF, 150 nF, 10 uF,
diody: żółta świecąca,
obwody scalone: XR2211, 4066 (4016), 7805.



Rys.5.Cyfrowa blokada szumów

3.7.2. UKŁAD Z POMIAREM CZĘSTOTLIWOŚCI

Następnym układem jest modem cyfrowy pracujący na zasadzie pomiaru częstotliwości sygnału FSK przez zliczanie impulsów podstawy czasu (sygnału zegarowego). Układ opracowany został przez Zbigniewa Grzegorka i Pawła Szulakiewicza z Politechniki Poznańskiej. Jego zaletą jest przede wszystkim brak jakichkolwiek elementów dostrajanych oraz użycie standardowych, łatwo dostępnych obwodów logicznych z serii 74XX. Mogą też być zastosowane obwody CMOS 74CXX lub ich odpowiedniki z serii 4000. W wersji przedstawionej na rysunku 3.7 teoretycznie możliwa jest demodulacja sygnałów o odstępie częstotliwości równym nawet tylko 0,25 Hz. Czas reakcji układu jest również bardzo krótki i równy okresowi częstotliwości granicznej (w tym przypadku 1 kHz, co odpowiada czasowi reakcji 1 ms). Maksymalna szybkość transmisji wynosiłaby tu 1000 bit/s.

Częstotliwość graniczna f0 wynika z podziału sygnału zegarowego w torze dzielników. W miarę potrzeby można zmienić ją dobierając częstotliwość zegarową lub zmieniając stosunek podziału. Zamiast liczników 7493 można użyć tu podwójnych liczników 74293, a przy innym stosunku podziału 7490, 7492 albo ich dowolnej kombinacji, albo też licznika CMOS 4020. Jako generatora zegarowego dobrze jest użyć generatora stabilizowanego kwarcem lub rezonatorem ceramicznym np. z filtru częstotliwości różnicowej TV lub p.cz. odbiorników UKF. Najprostszy generator może być zbudowany na bramkach 7400 lub 4011, możliwa jest też konstrukcja generatora na układzie 4024 albo 74124. Do odbioru emisji RTTY o odstępie częstotliwości 170 Hz częstotliwość wyjściowa toru dzielącego powinna leżeć w zakresie 1300 - 1400 Hz, przy większych odstępach zakres poszerza się odpowiednio do 1650 lub 2100 Hz. W systemie pakiet radio na KF byłby to zakres 1650 - 1750 Hz, a na UKF - 1250 - 2150 Hz. Wspomniana wyżej częstotliwość graniczna może być odległa nawet tylko o 0,25 Hz od częstotliwości "mark" lub "space", jest to jednak ryzykowne ze względu na niedokładność lub niestabilność tonu korespondenta i krytyczne dostrojenie własnego odbiornika SSB. Częstotliwość podstawy czasu może być również wielokrotną częstotliwości wynikającej ze stosunku podziału. W podanych niżej wzorach

współczynnik wielokrotności oznaczony jest literą k. Dla przyjętego współczynnika k zakres niepewności wyrażony jest wzorem:

```
      f0
df = --------
     k * 2^N
N - liczba stopni dzielnika,
2^N - całkowity stosunek podziału.
```

W przypadku zastosowania innej kombinacji dzielników należy wstawić tu odpowiedni dla nich stosunek podziału.

W przytoczonym przykładzie dla częstotliwości podstawy czasu 8,192 MHz zakres niepewności wynosiłby tylko 0,125 Hz.

Dolna granica zakresu pracy wyraża się wzorem:

```
      2k
f1 = ------- f0
     2k + 1
```

a górna:

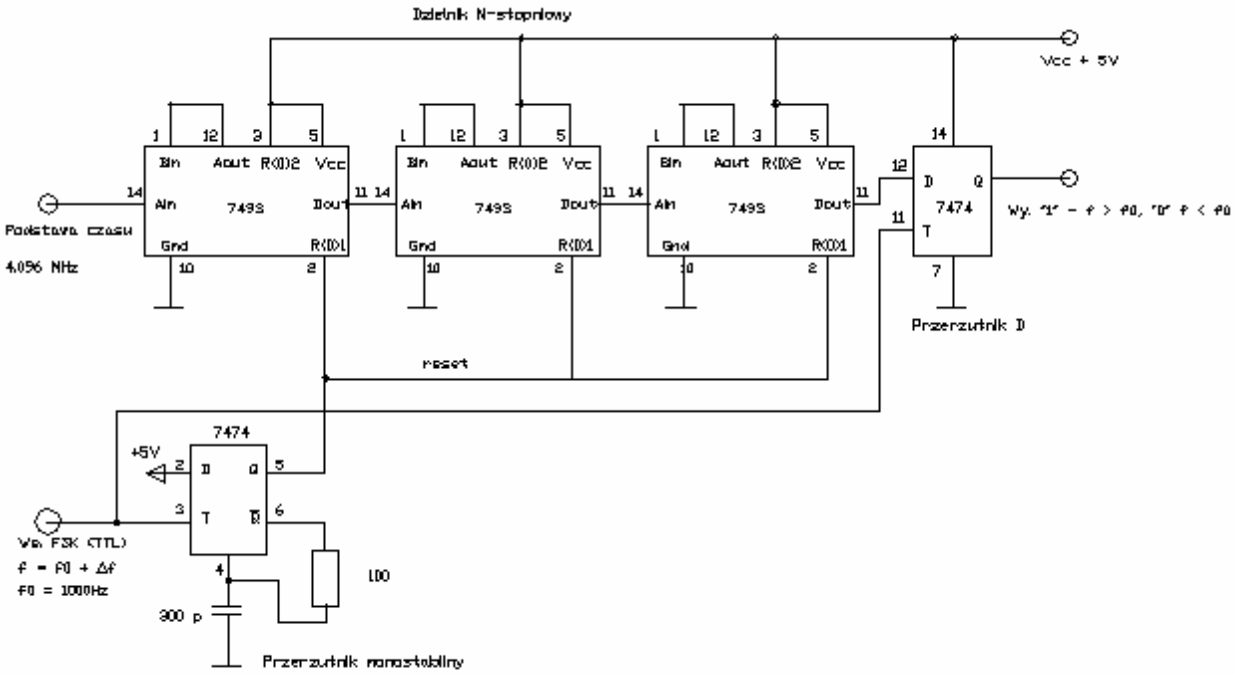
```
      2k
f2 = ------- f0
     2k - 1
```

Dla częstotliwości podstawy czasu 4,096 MHz f1 = 667 Hz a f2 = 2000 Hz, dla 8,192 MHz są to odpowiednio 800 Hz i 1333 Hz.

Dobierając częstotliwość podstawy czasu w zależności od rodzaju emisji, należy sprawdzić czy obie te granice odpowiadają wymogom. Powinny one być oddalone od częstotliwości "mark" i "space" o co najmniej 50 - 100 Hz.

3.7.2.1 SPIS CZĘŚCI

Oporniki: 100 omów,
Kondensatory: 300 pF,
Obwody scalone 7474, 7493 (lub inne dzielniki), 7400 (w generatorze).



Rys.7.Cyfrowy detektor częstotliwości

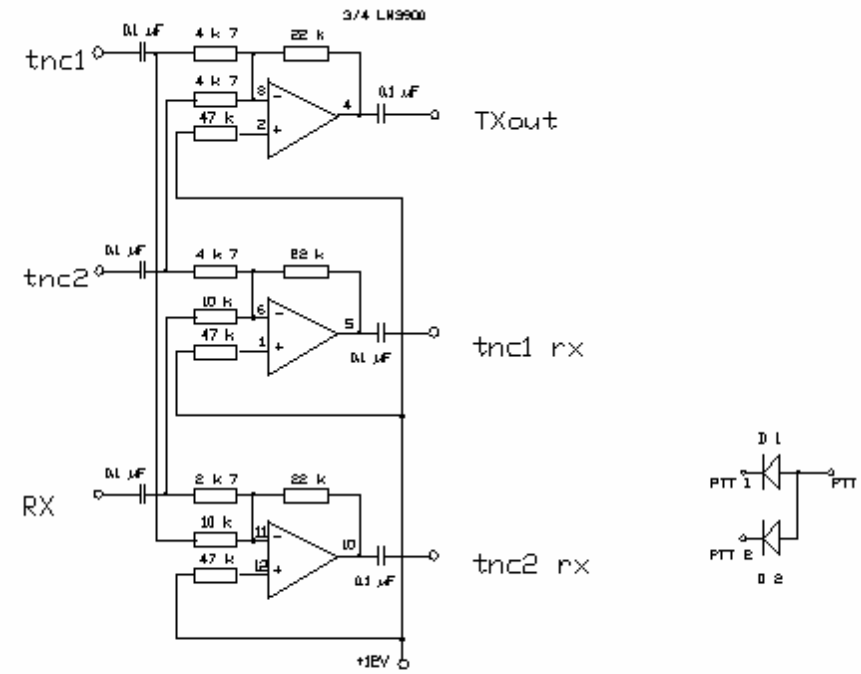
W układzie cyfrowej blokady szumów częstotliwość graniczna f0 powinna być równa ok. 1150 Hz zapewniając otwarcie przełącznika w przypadku odbioru sygnału o częstotliwości 1150 - 2300 Hz, co odpowiada częstotliwości podstawy czasu ok. 4700 kHz. Właściwe wysterowanie przełącznika wymaga wykorzystania zanegowanego sygnału wyjściowego przerzutnika D.

3.8. POŁĄCZENIE DWÓCH KONTROLERÓW TNC Z RADIOSTACJĄ

W niektórych przypadkach może być pożądane podłączenie dwóch kontrolerów TNC (lub dwóch modemów) do tej samej radiostacji. Mogą to być np. kontrolery pracujące z różnymi szybkościami (1200/2400 bit/s) albo drugi z nich może pracować jako skrzynka lub jako węzeł. Podany niżej układ sprzęgający składa się z trzech wzmacniaczy sumacyjnych i może być zbudowany na wzmacniaczach operacyjnych dowolnego typu. Autor układu LA8AK użył tu popularnych wzmacniaczy LM741. Ze względu na to, że typowe wzmacniacze operacyjne wymagają symetrycznego zasilania wypróbowałem rozwiązanie na poczwórnym wzmacniaczu LM3900, który może pracować przy niesymetrycznym zasilaniu, a poza tym zajmuje mniej miejsca niż trzy pojedyńcze obwody.

Zasada działania jest prosta. Dzięki mieszaniu sygnału z odbiornika z sygnałem z drugiego kontrolera zapobiega się jednoczesnemu przejściu na nadawanie obydwu kontrolerów TNC. Trzeci ze wzmacniaczy operacyjnych sumuje sygnały wyjściowe kontrolerów przed podaniem ich na wejście mikrofonowe i zapewnia w ten sposób odsprzężenie ich wyjść. Sygnały PTT mogą być połączone z nadajnikiem bezpośrednio lub przez diody D1 i D2. Zasadniczo nie jest to konieczne, ponieważ są to wyjścia z otwartym kolektorem.

Układ ten daje się łatwo rozbudować dla podłączenia większej liczby kontrolerów. Dla każdego z nich konieczne jest dodanie po jednym wzmacniaczu operacyjnym i po jednej gałęzi sumacyjnej. Schemat układu przedstawiono na rysunku 3.8.



Rys.8. Połączenie dwóch kontrolerów TNC z radiostacją

3.8.1. SPIS CZĘŚCI

Oporniki: 2,7 k, 3 x 4,7 k, 3 x 22 k, 2 x 10 k, 3 x 47 k;
kondensatory: 6 x 100 nF;
diody: 2 szt. dowolnego typu (krzemowe);
obwód scalony LM3900.

4. PROTOKÓŁY TCP/IP

4.1. INFORMACJE OGÓLNE

Zestaw protokółów znany pod nazwą TCP/IP opracowany na zlecenie amerykańskiego ministerstwa obrony zawiera w rzeczywistości grupę protokółów umożliwiających łączność w sieciach komputerowach i transmisję zbiorów danych. Pierwszą siecią stosującą protokóły TCP/IP była sieć ministerstwa obrony Stanów Zjednoczonych AmprNet, najbardziej znaną jest sieć Internetu. Sieć AmprNet powstała pod koniec lat 60-tych i miała zapewniać niezakłóconą łączność nawet w przypadku jej częściowego zniszczenia np. w wyniku ataku atomowego. Oznaczało to, że struktura sieci musiała być zdecentralizowana, a wchodzące w jej skład systemy komputerowe musiały na bieżąco decydować o dalszych trasach transmisji danych. Z biegiem czasu sieć ulegała rozbudowie, m.in. stosunkowo szybko podłączone zostały do niej uniwersytety i inne placówki naukowo-badawcze. W dalszej kolejności rozpoczęła się komercjalizacja sieci i tak powstał Internet w obecnym kształcie. Oprócz ogólnoświatowej sieci Internetu istnieją także wewnętrzne sieci większych firm i instytucji stosujące protokóły TCP/IP i znane pod nazwą Intranetu.

Protokóły grupy TCP/IP wykorzystywane są także przez krótkofalowców. Amatorska sieć TCP/IP nosi nazwę AMPR. Otrzymała ona serię adresów klasy A rozpoczynającą się od liczby 44 – zasada adresowania jest omówiona w p.2.1. Podstawę funkcjonowania sieci stosujących protokóły TCP/IP stanowi standard zdefiniowany w grupie dokumentów znanych pod nazwą RFC (ang. *Request For Comments*). Dokumenty te dostępne są m.in. w Internecie. Czytelnikom zainteresowanym dalszymi szczegółami podaję odpowiednie numery podstawowych dokumentów. Ich lektura nie jest oczywiście konieczna dla uruchomienia amatorskiej stacji w sieci TCP/IP. Na standard ten składają się przede wszystkim protokóły TCP, IP oraz UDP, a także korzystające z nich protokóły, które regulują zdalną obsługę systemów komputerowych (ang. remote login), wymianę poczty elektronicznej (ang. e-mail), transmisję zbiorów danych (ang. file transfer), prezentację danych w "Światowej Pajęczynie" (ang. World Wide Web) oraz rozmaite funkcje administracyjne i informacyjne jak identyfikacja użytkowników poszczególnych systemów. Rodzina protokółów jest zorganizowana hierarchicznie, tzn. w jej skład wchodzą protokóły nadrzędne korzystające z usług protokółów warstw niższych.

Koniem roboczym rodziny jest sieciowy protokół IP (ang. Internet Protocol), którego zadaniem jest zapewnienie transportu danych w sieci i wybór właściwych tras transmisji. Definicja protokółu zawarta jest w dokumencie RFC 791. Protokół IP odpowiada warstwie 3 modelu ISO analogicznie jak znane z sieci pakiet radio protokóły NET/ROM i Flexnet. Jest on zresztą coraz szerzej stosowany w sieci pakiet radio.

Za podział danych na bloki, zwane datagramami, i zapewnienie ich bezbłędnej transmisji odpowiedzialny jest protokół TCP (ang. Transmission Control Protocol. Jego definicja zawarta jest w dokumencie RFC 793. Jak widać rola TCP jest w pewnym stopniu podobna do roli protokółu amatorskiego AX.25. Z usług protokółu TCP korzystają wymienione dalej protokóły wyższe. Protokół TCP odpowiada warstwie 4 modelu ISO. W sieciach pakiet radio warstwa 4 i wyższe nie są narazie zdefiniowane. Oba protokóły tzn. TCP i IP świadczą swoje usługi w sposób niewidoczny dla użytkownika, który korzysta bezpośrenio dopiero dalej wymienionych usług. Usługi te leżą na poziomach warstw 5 - 7.

Transmisję zbiorów między systemami komputerowymi reguluje protokół FTP (ang.

File Transfer Protocol) zdefiniowany w dokumencie RFC 959. Pozwala on na przyznanie odpowiednich uprawnień dostępu do danych dla poszczególnych użytkowników i dopasowanie do siebie zbiorów znaków (alfabetów) stosowanych w różnych systemach komputerowych. Przydział uprawnień dostępu oznacza mówiąc najprościej, że nie każdemu wszystko wolno. Niektórym korespondentom wolno np. zapisywać lub kasować zbiory danych, inni mogą te dane tylko odczytywać, a jeszcze inni mają wogóle wstęp wzbroniony. Dostęp do danych może być zresztą ograniczony tylko do katalogów wybranych przez operatora systemu. Zasady te dobrze znane użytkownikom systemów operacyjnych UNIX czy Windows NT są obce użytkownikom systemów DOS i Windows 95/98.

Dodatkowo stosowany bywa czasami protokół TFTP (ang. _Trivial File Transfer Protocol_) nie wyposażony w mechanizmy kontroli dostępu i w odróżnieniu od protokołu FTP korzystający z usług protokółu bezpołączeniowego UDP, a nie z protokółu TCP. W systemie operacyjnym Berkeley (BSD) UNIX występuje też protokół RCP (ang. _Remote Copy Protocol_).

Zdalna obsługa systemów komputerowych (ang. remote login) odbywa się pod kontrolą protokółu TELNET, w niektórych zestawach TCP/IP występuje też protokół RLOGIN (BSD UNIX). Po wywołaniu protokółu TELNET (RLOGIN) wszystkie dane i rozkazy wprowadzane za pomocą klawiatury transmitowane są do podanego wcześniej w wywołaniu komputera docelowego. Komputer własny (lokalny) zachowuje się jak zdalny terminal podłączony do systemu docelowego. Program terminalowy stanowiący część oprogramowania TELNET naśladuje jeden z kilku najpopularniejszych typów terminali (np. VT52, VT100, IBM-3270 lub ANSI). Sytuacja ta jest dobrze znana użytkownikom komputerów pracującym w systemie operacyjnym UNIX. Sam rodzaj sprzężenia komputera-terminalu (przez sieć kablową lub radiową) jest w pierwszym przybliżeniu nieistotny. Specyfikację protokółu TELNET zawierają dokumenty RFC854 i RFC855.

System wymiany poczty elektronicznej SMTP (ang. _Simple Mail Transfer Protocol_) pozwala na przesyłanie informacji do poszczególnych zarejestrowanych użytkowników systemu niezależnie od czasu ich rzeczywistej aktywności. Organizacja sieci pozwala na retransmisję poczty do najbliższego użytkownikowi węzła i składowanie jej przez ustalony okres czasu lub do jej odczytania. Możliwa jest też retransmisja poczty do stacji komputerowej adresata, o ile jest ona czynna dostatecznie długo i regularnie. Odpowiednie specyfikacje zawarte są w dokumentach RFC819, RFC821, RFC822 i RFC937. Zamiast, stosunkowo mało komfortowego oprogramowania SMTP do przygotowania i odczytu poczty często wykorzystywane są dodatkowe programy, np. ELM, PCELM, RMAIL, BM. W odróżnieniu od amatorskiej sieci pakiet radio w sieci TCP/IP możliwy jest automatyczny odbiór poczty elektronicznej. Zasady jego działania reguluje protokół POP, którego najczęściej rozpowszechnionymi wersjami są obecnie POP2 i POP3. Oba te protokóły są zasadniczo równoważne chociaż nie identyczne.

Usługą nie spotykaną w sieci pakiet radio jest możliwość sprawdzenia "drożności" połączenia z dowolnym uczestnikiem sieci. Służy do tego omówione dalej polecenie PING. Korzysta ono z usług protokółu ICMP (ang. _Internet Control Message Protocol_) zdefiniowanego w dokumencie RFC 792.

Opisane wyżej możliwości spotykane są w szerszym lub węższym zakresie także w innych systemach sieciowych jak sieć systemu UNIX - UUCP, Banyan lub w licznych lokalnych sieciach mikrokomputerowych (LAN).

Nowością i najbardziej znanym, przynajmniej ze słyszenia, jest protokół HTTP. Protokół ten opracowany w ośrodku badawczym CERN w Genewie (wśród jego autorów byli również polscy specjaliści) służy do komfortowej prezentacji danych rozproszonych w sieci Internetu. Dane te mogą mieć różnorodny charakter: dźwięku, obrazów nieruchomych lub ruchomych – nie muszą to być wyłącznie dokumenty pisane albo programy komputerowe. Protokół HTTP wchodzi rwnież powoli w użycie w amatorskiej sieci

pakiet radio. Oprogramowanie skrzynek elektronicznych BayCom-Box (BCM) począwszy od wersji 1.39 pozwala na obsługę skrzynki w protokóle HTTP i na wymianę poczty w oparciu o protokóły SMTP i POP przy wykorzystaniu standardowej przeglądarki internetowej i usług TCP/IP zawartych w systemach operacyjnych Windows 95 i 98. W celu sprzężenia ich z amatorską siecią AX.25 konieczne jest zainstalowanie programu Flexnet a zwłaszcza wchodzącej w jego skład biblioteki FLEXIP95. Sprawa ta jest omówiona szczegółowo w dalszej części rozdziału.

Współpraca różnych typów komputerów w ramach sieci i postępująca specjalizacja zadań w obrębie sieci profesjonalnych spowodowała wytworzenie się nowego modelu pracy w sieci. Pewna liczba systemów znanych pod angielską nazwą server (proponowałbym zastąpienie jej polską nazwą subiekt oznaczającą sprzedawcę, nazwą obecnie nie używaną w pierwotnym znaczeniu) udostępnia swoje możliwości (np. zbiory danych, dostęp do drukarek, innych urządzeń specjalnych i łączy) stacjom użytkowników (klientów) w miarę ich potrzeb. Taka obsługa klientów wymaga ściślejszego powiązania zbiorów danych poszczególnych systemów niż to jest wymagane dla protokółu FTP. Sieciowy system zbiorów NFS (ang. *Network File System*) daje użytkownikom wrażenie korzystania ze zdalnych stacji dysków, drukarek, modemów i innego wyposażenia jak gdyby były one podłączone do lokalnego komputera. Brzmi to wszystko bardzo prosto, w praktyce wymaga jednak rozwiązania szeregu problemów jak uniknięcie konfliktów spowodowanych wielostronnym, równoległym dostępem do tych samych zasobów, ustalenie priorytetów i kontrola kolejności dostępu. W niektórych przypadkach konieczne jest zdalne wykonywanie określonych programów na innych komputerach (o ile zasoby własne, jak wielkość pamięci nie wystarczają do wykonania zadania na miejscu), na co pozwalają protokóły RSH (ang. *Remote SHell*) i REXEC (ang. *Remote EXECute*), centralne przechowywanie informacji o użytkownikach sieci i trasach dostępu do poszczególnych systemów (w dużych sieciach trudna byłaby aktualizacja tych danych w stacjach docelowych) i instalacja stacji-koncentratorów obsługujących pewną liczbę terminali za pomocą protokółu TELNET lub podobnych. Specyfikacja stacji-baz danych sieciowych zawarta jest w dokumentach RFC8 22 i RFC 823, RSH i REXEC; stanowią m.in część systemów opartych na systemie operacyjnym Berkeley-UNIX, a ogólnie wymienione możliwości spotykane są w sieciach firm Sun lub Xerox. Nawet jeżeli wspomniane protokóły zostały opracowane przez inne firmy lub organizacje, są one stosowane w sieciach Internet na równi z klasycznymi protokółami grupy TCP/IP.

Oprócz przedstawionych wyżej protokółów TCP/IP w skład grupy wchodzą także protokóły UDP i ICMP. UDP (ang. User Datagram Protocol, dokumenty RFC 882/RFC 883) stosowany jest w przypadku wymiany informacji krótkich nie przekraczających długości datagramu i nie wymagających przez to zachowania kolejności datagramów lub przez inne uproszczone protokoły. Protokół UDP zastępuje więc w takim przypadku protokół TCP, a jego nagłówki wstawiane są w miejsce nagłówków protokołu TCP. Utworzone w ten sposób datagramy UDP przekazywane są protokółowi IP. UDP wykorzystuje numery kanałów logicznych (możliwe jest korzystanie z większej liczby połączeń równolegle) w podobny sposób jak protokół TCP. Protokół UDP jest protokółem bezpołączeniowym w odróżnieniu od protokółu TCP.

Informacje sterujące i meldunki błędów dla protokółu TCP transmitowane są pod kontrolą przedstawionego już protokółu ICMP (ang. Internet Control Message Protocol, RFC792). Protokół ICMP obsługuje transmisję meldunków o długości nie przekraczającej jednego datagramu, jest jednak prostszy niż UDP i nie wykorzystuje numeracji kanałów logicznych, ponieważ meldunki te wykorzystywane są wewnętrznie przez oprogramowanie sieciowe.

Głównymi zaletami grupy protokółów TCP/IP jest ujednolicenie komunikacji między różnymi systemami komputerowymi, niezależnie od stosowanych systemów operacyj-

nych, użycie systemu poszukiwania tras łączności i sposobu adresowania pozwalających na wymianę informacji w skali światowej oraz zwiększenie komfortu w wymianie poczty (np. odbiór automatyczny) i korzystaniu z dokumentów multimedialnych. Amatorska sieć TCP/IP jest narazie niezbyt rozbudowana, wymiana informacji odbywa się zasadniczo przez sieć pakiet radio a częściowo przez sieć kablową Internetu za pośrednictwem tzw. bramek internetowych (ang. gateway). Mimo niedogodności takiego rozwiązania warto jest zapoznać się z profesjonalnym standardem światowym chociażby tylko w celu zdobycia doświadczeń.

4.2. ZASADY DZIAŁANIA

Grupa protokółów TCP/IP jest podzielona na warstwy, podobnie jak w przypadku modelu komunikacyjnego ISO. Mimo opracowania jej niezależnie od wspomnianego modelu możliwe jest łatwe przyporządkowanie poszczególnych protokółów odpowiednim warstwom ISO lub ich grupom (rysunek 4.1). Organizacja warstwowa oznacza, że poszczególne warstwy (usługi, moduły programów) wyższe komunikują się z warstwami podległymi, przekazując rozkazy i odbierając dane, a każda z warstw odpowiedzialna jest za pewien zespół zadań, jak przekodowywanie i grupowanie danych, wybór trasy połączenia, transmisja danych w łączu fizycznym lub kontrola jej poprawności. Każda z warstw, to jest każdy z protokółów otrzymuje od warstwy niższej informacje we właściwym dla niej formacie i porządku, a wszelkie akcje podejmowane przez warstwy niższe są dla niej niewidoczne (ukryte). Umożliwia to wymienność protokółów w ramach systemu i udoskonalanie ich działania.

<table>
<tr><td>7. Warstwa zastosowań</td><td colspan="3" rowspan="3">Telnet
FTP
SMTP</td></tr>
<tr><td>6. Warstwa prezentacji</td></tr>
<tr><td>5. Warstwa posiedzenia</td></tr>
<tr><td>4. Warstwa transportu</td><td>TCP</td><td colspan="2">UDP</td></tr>
<tr><td>3. Warstwa sieciowa</td><td>IP</td><td>ARP</td><td>ICMP</td></tr>
<tr><td>2. Warstwa przęsła</td><td colspan="3" rowspan="2">AX.25, X.25
ethernet</td></tr>
<tr><td>1. Warstwa fizyczna</td></tr>
</table>

Rys. 1 Układ warstw TCP/IP

W przypadku sieci TCP/IP dane transmitowane są w postaci datagramów, czyli blo-

ków zawierających oprócz informacji użytecznej także wiadomości służbowe pozwalające na prawidłową transmisję bloku przez sieć do adresata i ponowne złożenie ich w całość. W zależności od sposobu transmisji datagramy mogą być dzielone na mniejsze jednostki – pakiety AX.25 lub ETHERNET i uzupełniane o dodatkowe informacje niezbędne dla ich prawidłowego przekazania. Informacje te, zawarte w nagłówkach pakietów, są następnie usuwane po stronie odbiorczej a pakiety składane w datagramy. Informacje użytkowe i administracyjne przekazane przez warstwy wyższe nie ulegają zmianom i są dostępne dla odpowiednich warstw po stronie przeciwnej.

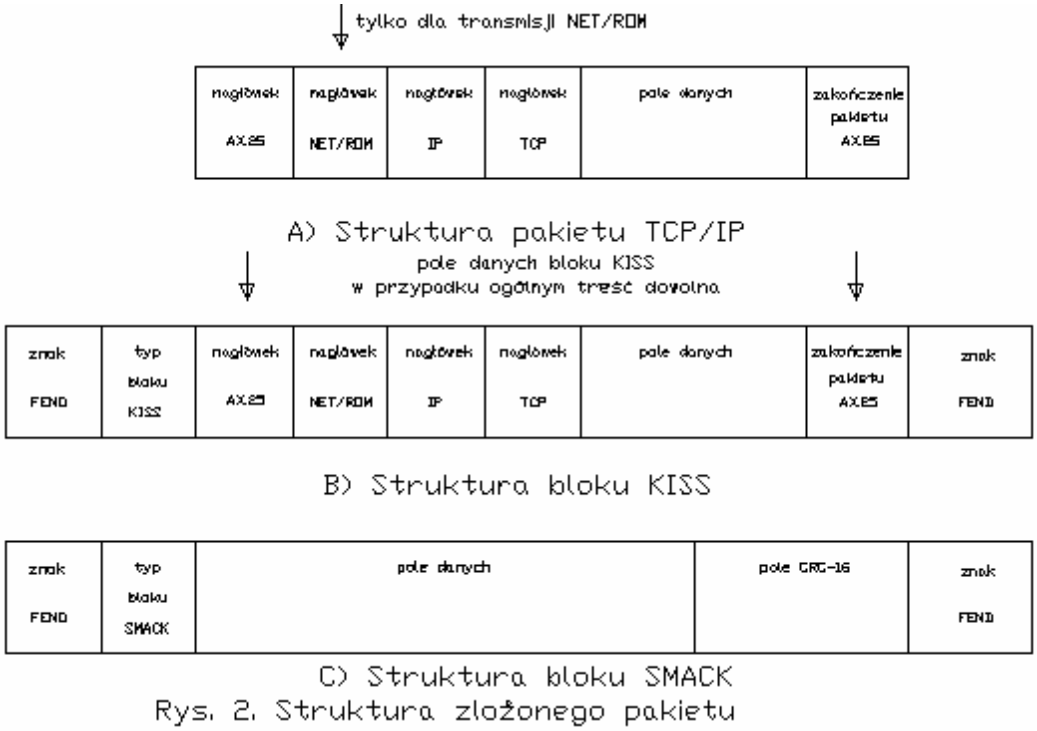
Transmitowany strumień danych – stanowiący zawartość wybranego zbioru lub dokumentu – dzielony jest przez protokół TCP na datagramy o określonej długości (np. 500 oktetów; często stosowane są długości 1500, 1000 lub 576 oktetów, długość ta może być również negocjowana w momencie nawiązania połączenia), przy czym każdy z datagramów zaopatrywany jest w nagłówek zawierający numer kanału logicznego nadawcy i adresata, numer kolejny oktetu (ośmiobitowej grupy danych), numer potwierdzenia i sumę kontrolną. Długość nagłówka wynosi dwadzieścia oktetów. Jednostką używaną tu jest oktet mający długość ośmiu bitów podobnie jak bajt, jednak dla uniknięcia nieporozumień we współpracy komputerów o różnej szerokości słowa i podkreślenia uniwersalności systemu unika się stosowania terminu bajt. Datagramy odebrane prawidłowo są kwitowane przez odbiorcę (a raczej protokół TCP po jego stronie), odebrane błędnie lub nieodebrane (niepokwitowane) są powtarzane po pewnym czasie. Dla przyspieszenia transmisji dopuszczalne jest nadawanie dalszych datagramów jeszcze przed otrzymaniem pokwitowania, pod warunkiem nieprzekroczenia dopuszczalnej liczby nie pokwitowanych datagramów. Liczba ta nie jest stała, lecz zależna od pojemności i zapełnienia bufora po stronie odbiorczej i jest każdorazowo sygnalizowana nadawcy. W protokóle AX.25 wartość ta jest stała i określona za pomocą parametru MAXFRAME. Wybór długości datagramu wpływa na efektywną szybkość transmisji, ponieważ krótsze datagramy zawierają procentowo więcej danych administracyjnych i wymagają częstszych pokwitowań, jednocześnie dłuższe datagramy są bardziej narażone na przekłamanie w wyniku zakłóceń.

Tak utworzone datagramy protokół TCP przekazuje warstwie trzeciej – protokółowi IP z podaniem adresu numerycznego stacji docelowej. Adresy te będą omówione dalej. Zadaniem protokółu IP jest wybór odpowiedniej trasy transmisji i nie musi on analizować treści otrzymanego datagramu. Protokół IP umieszcza na początku każdego datagramu swój własny nagłówek zawierający adresy internetowe nadawcy i adresata, informację o protokóle warstwy wyższej (jak wynika ze spisu protokółów nie musi to być protokół TCP) oraz własną sumę kontrolną dla kontroli poprawności odebranego nagłówka. Nagłówek IP zawiera między innymi pole określające maksymalną liczbę retransmisji datagramu w sieci i zmniejszaną o jeden po każdej retransnisji. Zapobiega to nieograniczonemu krążeniu datagramu w przypadku zapętlenia się tras łączności, czego w bardziej rozbudowanych sieciach nie można uniknąć. Pole to nazwane jest TTL (ang. *Time To Live*). Datagramy o stanie licznika TTL są usuwane z sieci – tzn. nie są dalej retransmitowane.

Wybór tras retransmisji dokonywany jest na bieżąco, tzn. każda ze stacji węzłowych na trasie rozstrzyga po otrzymaniu datagramu i przeanalizowaniu adresu docelowego o tym , do której ze stacji sąsiednich należy go skierować. Decyzja podejmowana jest częściowo w oparciu o dane tras wprowadzone przez jej operatora a częściowo w oparciu o wymieniane automatycznie informacje o jakości i obciążeniu połączeń. Oznacza to, że trasa połączenia może ulegać wielokrotnym i niewidzialnym dla użytkownika zmianom w trakcie trwania sesji łączności. Jedną z konsekwencji tego faktu jest przemieszanie kolejności datagramów u odbiorcy (np. datagramy nadane później docierają korzystniejszą trasą przed niektórymi z nadanych wcześniej). Uporządkowanie kolejności datagra-

mów należy do zadań protokółu TCP.

Warstwa IP przekazuje datagramy uzupełnione o swoje nagłówki warstwie drugiej. W zależności od stosowanego w sieci sposobu transmisji warstwa druga odpowiada protokółowi ETHERNET, X.25 lub AX.25. Warstwa ta stosuje własny system adresów różny od adresów internetowych. W przypadku sieci ETHERNET są to adresy numeryczne, znormalizowane w skali światowej, w protokóle AX.25 są to znaki wywoławcze stacji amatorskich, również jednoznaczne w skali światowej. Adresy ETHERNET mają długość 48 bitów, a ich przydział podlega również światowej koordynacji. Protokół warstwy drugiej uzupełnia nadawane datagramy o swój własny nagłówek zawierający specyficzne adresy sprzętowe (np. znaki wywoławcze stacji) i kod warstwy wyższej oznaczający używany przez nią protokół oraz ewentualnie typ pakietu. Na końcu pakietu dołączana jest suma kontrolna, przeważnie CRC. W zależności od wybranych parametrów datagramy dzielone są na pakiety o mniejszej długości po stronie nadawczej i składane z pakietów u adresata. Pakiety AX.25 zawierają też obszary synchronizacyjne. Struktura złożonego pakietu przedstawiona jest na rysunku 4.2a. Do transmisji datagramów TCP/IP w sieci pakiet radio mogą być używane w ramach połączenia wirtualnego pakiety informacyjne typu I lub też pakiety nienumerowane UI w trybie bezpołączeniowym. Przeważnie korzystniejsze jest stosowanie trybu bezpołączeniowego ponieważ unika się w tym przypadku dublowania mechanizmów zabezpieczających warstw 2 i 4 (AX.25 i TCP).



Rys. 2. Struktura złożonego pakietu

Po stronie adresata pakiety, a następnie złożone z ich zawartości datagramy są przekazywane kolejnym warstwom wyższym, przy czym każda z warstw analizuje swój nagłówek w celu stwierdzenia ewentualnych przekłamań, a następnie usuwa go. Każda z warstw otrzymuje więc datagram w postaci identycznej z nadaną przez odpowiednią warstwę nadawczą.

Warstwa druga przekazuje pakiety do transmisji przez łącze radiowe lub kablowe

korzystając z protokółu SLIP (ang. *Serial Line Interface Protocol*), PPP lub KISS (ang. *Keep It Simply Stupid*). Protokół SLIP współpracuje z modemani i łączami kablowymi i jest szczególnie rozpowszechniony w systemie UNIX; opisany dalej pokrewny mu protokół KISS pozwala na współpracę z kontrolerami TNC. Kontroler TNC musi również zawierać oprogramowanie KISS. Kontrolery TNC kompatybilne do wzorca TNC2 (TAPR) powinny być wyposażone w wersję 1.1.6 oprogramowania lub nowszą, kontrolery wielofunkcyjne j.np. PK-232 (SP-232) oraz kontrolery TNC3 zawierają standardowo protokół KISS. To samo dotyczy kontrolerów TNC2 wyposażonych w aktualne oprogramowanie TF. Kontrolery TNC3 wyposażone są też w protokół SLIP.

Grupa protokółów TCP/IP pozwala na jednoczesne nawiązanie kontaktu w większej liczbie kanałów logicznych (np. jednoczesną transmisję zbiorów za pomocą protokółu FTP i konwersację – TTYLINK lub transmisję poczty elektronicznej). Każdy z tych protokołów jest nadrzędny w stosunku do wspomnianego protokółu TCP, w ogólności więc odpowiada warstwom 5 - 7 ISO. Jednoznaczne przyporządkowanie datagramów do poszczególnych zadań (usług) wymaga zaopatrzenia ich w logiczny numer wykorzystywanego kanału. Niektóre z numerów są znormalizowane i przypisane na stałe do określonych typów zadań, są więc ogólnie znane (w dokumentach RFC stosowany jest angielski termin well known socket). Numeracja kanałów po stronie nadawczej i odbiorczej jest różna, każde z połączeń logicznych musi podawać więc oba numery, dla stacji terminalowej (użytkownika) znaczenie ma jedynie numer kanału u adresata, numer używany przez nadawcę może być przypadkowy. Przykładowo numer 21 przypisany jest standardowo protokółowi FTP dla kanału transmisji danych, oddzielny numer przypisany jest kanałowi transmisji rozkazów, a oba kanały otwierane są automatycznie przy wywołaniu protokółu FTP, numer 25 należy do kanału odbiorczego poczty elektronicznej a numer 87 do dialogu TTYLINK. Numerację kanałów logicznych zawiera dokument RFC 814. Dla uproszczenia rezygnuję tu z przytoczenia pełnej listy.

4.2.1. ADRESY INTERNETOWE (IP)

Do jednoznacznej identyfikacji systemów komputerowych w sieci służy specjalny adres numeryczny tzw. adres internetowy. Ma on długość 32 bitów i zapisywany jest w postaci czterech liczb dziesiętnych oddzielonych kropkami (do użytku wewnętrznego w programach stosowana jest oczywiście reprezentacja dwójkowa). Początkowe człony adresu stanowią identyfikację sieci, dalsze – sieci lokalnych, a ostatnie – systemu w sieci. Zależnie od wielkości sieci przypisane są do klas A, B lub C. Sieci klasy A otrzymują adresy zawierające w pierwszym oktecie liczby od 1 do 126, pozostałe 24 bity pozwalają na adresowanie poszczególnych systemów komputerowych. Są to więc sieci o dużej lub b. dużej liczbie uczestników. Do klasy tej należy m.in amatorska sieć AMPRNET o adresach zaczynających się od 44. W sieci AMPRNET drugi oktet pozwala na identyfikację kraju. Np. dla Austrii jest to numer 143, dla Polski – 165, tak więc stacje amatorskie SP otrzymują adresy 44.165.xx.xx, a stacje OE – adresy 44.143.xx.xx. Trzecie oktety przypisane są przeważnie poszczególnym okręgom kraju. Sieci klasy B otrzymują adresy 128.1 do 191.254, a numeracja poszczególnych systemów w sieci zajmuje pozostałych 16 bitów. Jest to więc klasa sieci o średniej liczbie uczestników. Klasa C adresowana jest za pomocą trzech oktetów od 192.1.1 do 223.254.254, dla numeracji systemów składowych pozostaje tu osiem bitów. Adresy powyżej 223 zarezerwowane są dla przyszłych klas D i E, które nie są jeszcze zdefiniowane. Adresy zawierające oktety 0 i 255 oraz adresy zaczynające się od numeru 127 (np. 127.xx.xx.xx) przewidziane są do celów specjalnych i nie są przyznawane. Zera używane są przez systemy nie mające przypisanego konkretnego adresu, numer 255 pozwala na adresowanie wszystkich systemów w sieci np. w celu spytania systemu o znanej nazwie (znaku wywoławczym) lub adresie ETHERNET o jego adres numerycz-

ny internetu lub odwrotnie. Uzyskanie tego typu informacji jest zadaniem kolejnego wchodzącego w skład grupy protokołu ARP (ang. *Address Resolution Protocol*, RFC 826). Mowiąc najprościej protokół ARP jest odpowiedzialny za znalezienie powiązania między adresem internetowym IP i adresem sprzętowym – w sieci amatorskiej znakiem wywoławczym stacji. Dane znanych a zwłaszcza sąsiadujących stacji i węzłów zawarte są w tabeli ARP, zapytania te nadawane są do stacji nowych lub dotąd nie znanych. W sieci amatorskiej AMPRNET adresy 44.127.xx.xx nie są rejestrowane i mogą być wykorzystane w okresie prób przed otrzymaniem definitywnego znaku.

Adresy numeryczne są niezbyt praktyczne do zapamiętania dlatego też w rzeczywistości w sieciach TCP/IP stosowane są adresy symboliczne. Adresy te składają się również z kilku członów oddzielonych za pomocą kropek. Przykładem adresu spotykanego w sieci amatorskiej jest: oe1kda.ampr.org. Adres ten składa się z trzech członów, z których pierwszy jest częścią indywidualną – ze względów praktycznych znakiem wywoławczym stacji – natomiast pozostałe opisują grupę adresową czyli tzw. domenę. Amatorska sieć nosi oznaczenie AMPR. Jest to skrót od angielskiej nazwy "AMateur Packet Radio". Następny człon oznaczenia domeny informuje o charakterze sieci lub instytucji do której ona należy. Pierwotnie w USA przyjęte były np. oznaczenia GOV dla instytucji państwowych, MIL – dla wojskowych, ORG dla instytucji użyteczności publicznej, EDU dla uczelni i COM dla jednostek prowadzących działalność komercyjną. Po rozpowszechnieniu się Internetu na świecie oznaczenia te uległy częściowym zmianom – dodany został człon informujący o geograficznym położeniu systemu, najczęściej jest to oznaczenie kraju. Dla Polski jest więc skrót PL, dla Austrii AT itd. Skróty oznaczające charakter jednostki lub sieci uległy częściowemui skróceniu – spotykane są więc oznaczenia GV oprócz GOV, CO oprócz COM albo AC oprócz EDU. Przykładem takiego złożonego adresu jest ikp.atm.com.pl. Dla systemów dostępnych w protokóle HTTP (stanowiących część tzw. "światowej pajęczyny") przyjęło się dodawanie na początku nazwy liter www lub oznaczenia w3, np. www.inforus.com.pl, nie jest to jednak obowiązkowe. Podobnie czasami w nazwach systemów (stacji) oferujących głównie usługi FTP spotykane jest oznaczenie FTP, np. ftp.microsoft.com. Oznaczenia krajów nie są jak dotąd stosowane w sieci amatorskiej.

Oprogramowanie TCP/IP posługuje się oczywiście w dalszym ciągu wewnętrznie adresami numerycznymi dlatego też konieczne jest powiązanie ich w jakiś sposób z adresami symbolicznymi. W najprostszym przypadku małej ew. odizolowanej grupy stacji amatorskich wystarczy umieszczenie na każdym z komputerów tablicy przyporządkowania i jej aktualizacja w miarę rozwoju sieci. W dużych sieciach jest to jednak zbyt pracochłonne albo nawet niemożliwe ze względu na dużą ilość danych i częstotliwość zmian. Praktyczniejsze jest więc umieszczenie tablic na jedynie niektórych dobrze dostępnych systemach komputerowych. Powstająca w ten sposób adresowa baza danych oznaczana jest skrótem DNS (ang. Domain Name Server). Stacja pragnąca nawiązać połączenie wysyła do bazy danych zapytanie zawierające adres symboliczny korespondenta a w odpowiedzi otrzymuje jego adres numeryczny.

Krótkiego wyjaśnienia wymagają także adresy dla poczty elektronicznej. Składają się one z oznaczenia systemu i symbolu adresata (jednego z użytkowników systemu) oddzielonych za pomocą "ślimaczka". Przykładami mogą być: oe1kda@oe1xir.ampr.org albo oe1kda@oe1kda.ampr.org.

4.2.1.1. LISTA ADRESÓW IP

Poniższa lista zawiera adresy internetowe sieci AMPR (44.xx.xx.xx) przyznane niektórym krajom. W miarę możliwości podane są także znaki wywoławcze i adresy krajowych koordynatorów TCP/IP. Poszczególnym krajom przypisane są wartości zawarte w dru-

gim oktecie adresu. Oktet trzeci związany jest z podziałem kraju na rejony, czwarty identyfikuje stacje amatorskie.

Tabela 1. Lista krajowych adresów IP

seria adresów	kraj	koordynator
44.001.xx.xx do 44.126.xx.xx.	USA	
44.130.xx.xx	Niemcy	DL4TA, Ralf Kloth
44.131.xx.xx	W. Brytania	G6PWY, Chris Baron
44.133.xx.xx	Hiszpania	EA4DQX, Jose Garcia
44.134.xx.xx	Włochy	I2KFX
44.137.xx.xx	Holandia	PA0GRI, Gerard van der Grinten
44.139.xx.xx	Finlandia	OH1MQK, Matti Aarnio
44.140.xx.xx	Szwecja	SM0IES
44.141.xx.xx	Norwegia	LA4JL, Per Eotang
44.142.xx.xx	Szwajcaria	HB9CAT, Marco Zollinger
44.143.xx.xx	Austria	OE1KDA, K. Dąbrowski [44.143.16.144]
44.144.xx.xx	Belgia	ON7LE
44.145.xx.xx	Dania	OZ6QI
44.151.xx.xx	Francja	FC1BQP, Pierre Monet
44.154.xx.xx	Grecja	SV1IW
44.155.xx.xx	Irlandia	EI9GL, Paul Healy
44.156.xx.xx	Węgry	HA5DI, Markus Bela
44.158.xx.xx	Portugalia	CT1DIA, Artur Gomes
44.161.xx.xx	Luxemburg	LX1YZ, Erny Tontlinger
44.162.xx.xx	Cypr	5B4TX, C.Costis
44.165.xx.xx	Polska	SP1LOP, Janusz Przybylski

Tabela 2. Podział Polski na okręgi

seria adresów	okręg
44.165.16.xx do 44.165.31.xx	SP1
44.165.32.xx do 44.165.47.xx	SP2
44.165.48.xx do 44.165.63.xx	SP3
44.165.64.xx do 44.165.79.xx	SP4
44.165.80.xx do 44.165.95.xx	SP5
44.165.96.xx do 44.165.111.xx	SP6
44.165.112.xx do 44.165.127.xx	SP7
44.165.128.xx do 44.165.143.xx	SP8
44.165.144.xx do 44.165.159.xx	SP9

Tabela 3. Podział Austrii na okręgi

seria adresów	okręg
44.143.16.xx do 44.143.31.xx	OE1 Wiedeń
44.143.32.xx do 44.143.47.xx	OE2 Salzburg
44.143.48.xx do 44.143.79.xx	OE3 Dolna Austria
44.143.80.xx do 44.143.95.xx	OE4 Burgenland
44.143.96.xx do 44.143.127.xx	OE5 Górna Austria
44.143.144.xx do 44.143.159.xx	OE6 Styria
44.143.160.xx do 44.143.207.xx	OE7 Tyrol i Wsch. Tyrol

```
44.143.208.xx do 44.143.223.xx  OE8 Karyntia
44.143.224.xx do 44.143.239.xx  OE9 Vorarlberg
pozostałe serie                 rezerwa
```

4.3. PROTOKÓŁY TCP/IP W PRAKTYCE KRÓTKOFALARSKIEJ

Rozpowszechnienie protokółów TCP/IP spowodowało powstanie szeregu implementacji dla różnych typów komputerów pracujących pod wieloma systemami operacyjnymi i współpracujących z różnorodnymi typami łączy i modemów.

Jednym z najbardziej rozpowszechnionych w kręgach amatorskich jest pakiet oprogramowania NET opracowany przez amerykańskiego krótkofalowca Phila Karna, KA9Q. Z czasem ulegał on zresztą licznym przeróbkom dokonywanym nie tylko przez autora ale i przez innych specjalistów z grona krótkofalowców (między innymi przez PA0GRI). W ten sposób powstało szereg wersji znanych pod nazwami NET, NOS (ang. *Net Operating System*), WNOS, WINNOS, JNOS, GNOS, TNOS itp. Poszczególne jego wersje pracują na komputerach klasy PC/XT/AT pod systemami operacyjnymi MS-DOS i UNIX (Linux) a także na komputerach DEC/VAX pod systemem operacyjnym VMS, Amiga, Atari ST i McIntosh. Oprogramowanie NOS pracuje również w oknach DOS pod systemami Windows 3.1, 3.11, 95 i 98.

Użyte w przytoczonych w dalszym ciągu rozdziału przykładach adresy IP są w większości adresami przykładowymi. Przed nawiązaniem kontaktu z którąś z wymienionych stacji należy zapoznać się z aktualnym spisem adresów lub upewnić się, że zostaną one odczytane z bazy danych DNS.

4.3.1. INSTALACJA I ZBIÓR ROZKAZÓW PAKIETU TCP/IP (NOS)

Pakiet NOS obsługuje najważniejsze z wymienionych protokółów, jak IP, ICMP, TCP, UDP, FTP, SMTP, POP, Telnet, Ttylink, NET/ROM oraz ARP.

Specyficzne potrzeby łączności krótkofalarskich spowodowały dodanie protokółu sieciowego NET/ROM jako alternatywnego rozwiązania warstwy transportu.

Najważniejszym warunkiem rozpoczęcia regularnej pracy w sieci TCP/IP jest uzyskanie własnego adresu numerycznego internet (IP). Światową koordynacją (przydziałem grup adresów dla poszczególnych krajów) w ramach sieci amatorskiej zajmuje się Brian Kantor WB6CYT, w ramach poszczególnych krajów – krajowi koordynatorzy z ramienia związków krótkofalowców, w niektórych krajach wyznaczeni są koordynatorzy regionalni. Podobnie jak znaki wywoławcze, adresy internetowe są jednoznaczne w skali światowej.

Następnie naley zaopatrzyć się w konieczne oprogramowanie (jedną z rozpowszechnionych wersji NOS). Pozostałe wyposażenie stacji (kontroler TNC, modem) są identyczne jak dla pracy w systemie pakiet radio.

4.3.1.1. MODEMY I KONTROLERY TNC

Używany kontroler TNC musi umożliwiać pracę w trybie KISS. W przypadku posiadania kontrolera pochodnego od TNC2 (MFJ-1270/1274/1276, TNCl'21) konieczna może być wymiana oprogramowania na wersję TAPR 1.1.6 lub nowszą. Program ten zawarty jest w pamięci EPROM oznaczonej U23, kontrolery wielofunkcyjne jak PK-232, MFJ-1278(T), kontrolery firmy Kantronics, kontrolery PK-87/88/96, kontrolery produkcji

niemieckiej i kontrolery firm MUEL i Pyffel wyposażone w oprogramowanie TF (TNC2C, TNC2S, TNC2H, TNC3S, TNC31S, TNC2) wyposażone są standardowo w tryb KISS. Dla kontrolerów wewnętrznych firmy DRSI istnieje oddzielna wersja programu sterującego rozprowadzana razem z kontrolerami. Zmiana trybu pracy na tryb KISS wymaga podania za pomocą zwykłego programu terminalowego rozkazu KISS ON (@K KISS ON dla oprogramowania TF), a następnie rozkazu RESTART lub wyłączenia i ponownego włączenia kontrolera. Kontroler PK-232 wymaga dodatkowo podania rozkazów RAWHDLC ON i HOST ON. W skrzynkach elektronicznych pakiet radio spotykane są programy o nazwach KISS, KISSON lub podobnych, służace do przełączania kontrolerów TNC w tryb KISS. Niektóre wersje programów TCP/IP pozwalają na przełączenie kontrolera do trybu KISS w momencie startu programu. Odpowiednie rozkazy (COMM) muszą być podane w zbiorze autoexec.nos (autoexec.net itp.). Na współpracę z modemem BayCom pozwala opracowany przez Pawła Jałochę, SP9VRC sterownik AX25. Wersja GNOS może także współpracować z konmtrolerami BayCom USCC. Rozpowszechnione są także sterowniki dla kontrolerów DRSI, ETHERNET i innych.

Dopiero po przełączeniu na tryb KISS można wywołać program TCP/IP (NOS). Przełączenie odwrotne dokonywane jest w oprogramowaniu TCP/IP za pomocą rozkazu PARAM AX0 255, gdzie AX0 oznacza wewnętrzną nazwę kontrolera podaną za pomocą rozkazu ATTACH umieszczonego najczęściej w zbiorze autoexec.net (autoexec.nos). Nazwa ta może być zresztą dowolna np. 144 czy 435.

4.3.1.2. INSTALACJA I GŁÓWNE ZBIORY

Poniżej omówione są jedynie najważniejsze, niezbędne do pracy programu, zbiory. Zawartość większości z nich musi być dostosowana do wyposażenia i położenia stacji użytkownika. Dla uproszczenia pominięto tu zbiory, które nie są niezbędne w pierwszej fazie uruchamiania stacji i programu. W trakcie pracy program net (nos) zakłada dodatkowe, potrzebne zbiory.

Zbiór autoexec.net (występujący pod nazwą startup.net w wersjach dla systemu operacyjnego UNIX) zawiera zestaw rozkazów wykonywanych w momencie startu programu net (nos). Jego rola jest więc analogiczna do roli pliku autoexec.bat w systemie operacyjnym MS-DOS i oszczędza użytkownikowi każdorazowego żmudnego wprowadzania serii rozkazów przez klawiaturę. Zbiór *autoexec.net* powinien leżeć w katalogu *net* (*nos*) podobnie jak główny zbiór *net.exe* (*nos.exe*). Zbiór ten może zawierać większość z wymienionych dalej rozkazów. Dla zwiększenia przejrzystości konfiguracji programu część rozkazów konfiguracyjnych może być umieszczona w oddzielnym zbiorze, przykładowo w zbiorach *netconfig.net* i *net**routes.net* (nazwy zbiorów są dowolne). Zbiory te muszą być zadeklarowane w zbiorze autoexec.net (autoexec.nos) za pomocą rozkazu "source nazwa_zbioru", przykładowo "source config.net" i "source routes.net". Większość parametrów zawartych w przykładowym zbiorze autoexec.net (autoexec.nos) może pozostać bez zmiany, konieczne jest dokonanie zmian parametrów podanych za pomocą rozkazów: motd, ip address, hostname, ax25 mycall, ax25 bctext, netrom call, netrom alias, netrom route add, netrom nodefilter add, arp add netrom, route add, arp add netrom, smtp gateway, mbox motd, mbox qth i mbox password. W początkowej fazie konieczna jest zmiana tylko części z nich, np. konfigurację NET/ROM można śmiało odłożyć na później.**

Zbiór *ftpusers* leżacy w szczytowym katalogu "\" zawiera zestaw uprawnień dostępu do katalogów dla poszczególnych użytkowników. Ponieważ system operacyjny MS-DOS nie zawiera (w przeciwieństwie do systemu UNIX) mechanizmów zabezpieczających przed nieupoważnionym dostępem do katalogów, stanowi to swego rodzaju jego rozszerzenie. Informacje zawarte w zbiorze *ftpusers* niezbędne są dla transmisji danych w protokóle FTP. Zbiór \ftpusers zawiera szereg linii typu:

określenie_użytkownika hasło nazwa_katalogu uprawnienia.

Określenie_użytkownika może być dowolną nazwą, nazwiskiem lub znakiem wywoławczym. Standard internetu przewiduje nazwę *anonymous* z uprawnieniami odczytu w katalogu \public dla szerokiej rzeszy, nie sprecyzowanych dokładniej, użytkowników.

Hasło może być dowolnie wybrane przez operatora, wpisana w tym polu gwiazdka (*) oznacza dowolne hasło, czyli w praktyce jego brak.

Nazwa katalogu musi być pełną nazwą począwszy od katalogu szczytowego *root* np. *netpublic*.**

Uprawnienia określane są za pomocą liczby dziesiętnej stanowiącej dowolną (ustaloną według życzeń operatora) sumę poniższych składników: 1 – uprawnienia odczytu, 2 – prawa zapisu bez możliwości kasowania i zmian istniejących zbiorów, 4 – zapisu i kasowania dowolnych zbiorów. Wartość 64 pozwala na zdalną obsługę systemu przez operatora, a wartość 128 blokuje dostęp.

Przykłady:

```
anonymous     *      \public 1
guest         *      \public 3
sp7mud     adam      \public 7
superuser tylko_ja  \public 67
sp5xxx        *      \public\\tmp 128
```

Zbiór \net\domain.txt (\net\hosts.net) zawiera przyporządkowanie nazw poszczególnych systemów (w naszym przypadku znaków wywoławczych) odpowiednim adresom internetu w postaci (musi on być dostosowany do warunków lokalnych):

```
oe1kda.ampr.org.       IN    A          44.143.16.144
sp7mud.ampr.org.       IN    A          44.143.16.8
oe1xtu.ampr.org.       IN    A          44.143.22.105
```

Oznaczenie IN informuje program, że wpis zawiera adres internetowy, litera A oznacza adres w postaci numerycznej. możliwe jest także wprowadzenie alternatywnych oznaczeń – pseudonimów – w postaci:

```
adam.ampr.org.         IN    CNAME      sp7mud.ampr.org.
```

Oprócz wpisów dla poszczególnych korespondentów zbiór może także zawierać wpisy dla różnych regionów kraju, przykładowo:

```
region5.ampr.org.      IN     A         44.143.96.0
wiedeń.ampr.org.       IN     A         44.143.16.0
```

Wpis:

```
loopback.ampr.org.     IN     A         127.0.0.1
```

pozwala na nawiązywanie łączności (w pętli wewnętrznej) z własną stacją w czasie prób.

W zbiorze mogą być zawarte komentarze poprzedzone znakiem #.

Regularne stacje węzłowe mogą także pośredniczyć w wymianie poczty elektronicznej. Przykładowo jeżeli poczta ma być retransmitowana przez stację oe1xtu w zbiorze można umieścić dodatkowo wpis:

```
sp7mud.ampr.org.       IN     MX 0      oe1xtu.ampr.org.
```

Oznacza on, że poczta przewidziana dla stacji sp7mud ma być kierowana do stacji oe1xtu, która transmituje ją dalej. MX jest skrótem oznaczenia Mail eXchanger.

Aktualizacja zbioru \net\domain.txt wymaga dużego nakładu pracy i stałego zbierania informacji o nowo uruchomionych stacjach. Dużą pomocą mogą być listy prowadzone przez operatorów stacji węzłowych. W krańcowym przypadku stacje indywidualne mogą zrezygnować wogóle z prowadzenia listy adresów i korzystać z list centralnych – bazy

adresowej DNS. Np. jeśli stacja oe1xtu zawiera bazę danych adresów (DNS) w zbiorze należy podać wpis:

```
IN      NS      oe1xtu.ampr.org.
```

Nazwy lub znaki uzupełniane są automatycznie do pełnej nazwy przewidzianej dla sieci amatorskiej przez dodanie rozszerzenia ampr.org, tak więc dla stacji oe1kda jest to oe1kda.ampr.org. W sieci amatorskiej powinny być używane tylko znaki wywoławcze, mimo że nie ma to nic wspólnego z podawaniem znaku wywoławczego w trakcie łączności lub adresem zawartym w polu adresowym pakietu i podanym za pomocą rozkazu MYCALL. Rozszerzenie to może być zdefiniowane za pomocą rozkazu domain suffix ampr.org zawartego w zbiorze \net\autoexec.net.

Trasy łączności i zawartość zbioru \net\routes.net oraz tablic arp omówione są dalej.

Instalacja pakietu NOS wymaga jedynie wywołania programu rozpakowującego (odpowiednie katalogi zakładane są automatycznie) lub skopiowania struktury katalogów z dyskietki zawierającej rozpakowane programy i dokonania pożądanych zmian w zbiorach \net\autoexec.net, *ftpusers*, *netconfig.net* (zbiór ten może zawierać część rozkazów występujących w zbiorze \net\autoexec.net lub może wogóle nie występować), *net**hosts.net* (*net**routes.net*), *net**domain.txt* lub ich równoważnikach i innych podanych dalej (\bm.rc). Stosunkowo duża liczba danych, rozkazów i parametrów wymienionych tutaj i zawartych w zbiorach nie powinna przestraszyć użytkowników programu. Dyskietki instalacyjne zawierają przykłady zbiorów danych i zbiorów konfiguracyjnych. Większość parametrów może zachować podane tam wartości. W przytoczonym przykładzie program jest zainstalowany w katalogu \net, a wszystkie podane dalej katalogi są w nim zawarte. Zmienna środowiskowa "path" powinna być uzupełniona, tak aby wskazywała także na powyższy katalog. Jeżeli instalowane są programy zarządzające pocztą BM lub PCELM należy do pliku *autoexec.bat* dopisać także zmienną środowiskową "home" używaną przez te programy. Musi ona wskazywać katalog, w którym są one zainstalowane. W szczególności może to być katalog NOS.**

Do współpracy z modemem typu "BayCom" konieczne jest też zainstalowanie sterownika AX25.COM. Ponieważ systemy operacyjne Windows 3.1, 95 i 98 nie gwarantują wystarczająco krótkich czasów reakcji sterownik AX25.COM może być stosowany jedynie pod systemem DOS. Jak narazie brakuje sterownika pozwalającego na korzystanie z modemów PAR96, PICPAR i podobnych dla szybkości 9600 bit/s. Praca z większymi szybkościami wymaga więc zastosowania kontrolera TNC.

Po dokonaniu instalacji należy wprowadzić własny znak wywoławczy i adres internetowy do zbioru *autoexec.net* oraz dostosować parametry rozkazu attach do posiadanego wyposażenia a także zmienić odpowiednie teksty i zawartości tablic adresowych i tras. Przykładowe rozkazy attach podane są w spisie rozkazów. Następnie można przystąpić do pierwszych prób łączności.

4.3.1.3. WYWOŁANIE NOS

Do wywołania programu służy polecenie "net" ("nos"), które może zawierać także dodatkowe parametry. Najważniejszym z nich jest parametr "-d nazwa_katalogu" informujący o położeniu zbioru autoexec.net. Zakładając, że program zainstalowany jest według podanego wzoru, do jego wywołania należy użyć następującego polecenia: "net -d c:/net". Zgłoszeniem gotowości programu (ang. *prompt*) na ekranie jest często "net>" lub "nos>". Program może być wywoływany pod systemem operacyjnym DOS lub w oknach DOS pod systemami Windows 3.1, 95 i 98. Dla wywołania w środowisku Windows 3.1/3.11 konieczne jest sporządzenie pomocniczego pliku PIF za pomocą edytora PIF. Większość zawartych tam parametrów może na początek zachować proponowane przez

system wartości domyślne. Pliki PIF nie są używane pod 32-bitowymi wersjami systemu Windows. Parametr "-v" powoduje wyświetlanie na ekranie wszystkich wykonywanych w czasie startu rozkazów i ich meldunków natomiast parametr "-e" - zatrzymanie wyświetlania meldunków po wystąpieniu błędu. Oba te parametry ułatwiają diagnozę ew. błędów w zbiorze autoexec.net. Zbiór parametrów wywołania jest oczywiście obszerniejszy i zależny od wersji programu.

Po pojawieniu się na ekranie znaku gotowości (monitu) można wywołać spis rozkazów za pomocą rozkazu "?". Podobnie dla wielu rozkazów podanie znaku zapytania powoduje wyświetlenie spisu ich parametrów. Do zakończenia pracy NOS służy rozkaz "exit". Wiele z rozkazów jak "cd", "dir", "mkdir" czy "rmdir" nosi nazwy identyczne lub podobne do nazw rozkazów systemu DOS i nie wymaga szczegółowych wyjaśnień.

4.3.1.4. POŁĄCZENIE (SESJA) AX.25

Z poziomu interpretacji rozkazów (sygnalizowanego za pomocą znaku gotowości – "nos>") można wywoływać wszystkie funkcje programu i inicjować dowolne łączności. Na początek przedstawiona jest zwykła sesja łączności AX.25 (pakiet radio). Do nawiązania połączenia służy rozkaz "connect". Dozwolone jest skracanie rozkazów NOS, pod warunkiem że skróty te są jednoznaczne, np. "c" zamiast "connect". Dla ułatwienia orientacji w dalszym ciągu będą używane pełne nazwy rozkazów:
connect 144 SR6DOP otwiera sesję AX.25 i powoduje nawiązanie połączenia z podaną stacją. Obowiązkowo należy podać nazwę złącza (w naszych przykładach: 144). Każda z sesji ma do dyspozycji własne okno, w którym wyświetlane są meldunki oraz nadawane i odbierane teksty. Po podaniu rozkazu "connect" otwierane jest więc okno sesji, w którym wyświetlany jest meldunek: "Trying SR6DOP on port 144 ..." lub podobny. Po uzyskaniu połączenia pojawia się meldunek: "AX25 session 1 connected to SR6DOP" i tekst powitalny węzła. Dalszy przebieg łączności nie odbiega od znanego z praktyki pakiet radio. Teksty pisane w oknie sesji są nadawane do strony przeciwnej. Do powrotu na poziom interpretacji rozkazów NOS służy klawisz funkcyjny F10. Rozkaz "escape" pozwala na przypisanie tej funkcji dowolnemu innemu klawiszowi. Do zakończenia sesji (przerwania połączenia) służy rozkaz "close" z podaniem jako parametru numeru sesji, np. "close 1". Połączenie AX.25 może być też przerwane za pomocą rozkazu "disconnect". Przed rozłączeniem proponuję jednak wypróbowanie rozkazu "session". Powoduje on wyświetlenie spisu otwartych sesji łączności. Spis ten, w postaci tabeli zawiera m. in. numer sesji (w naszym przykładzie 1), rodzaj (AX.25), stan połączenia (rubryka "state"), np. "connected" albo "conn pending" i nazwę lub znak wywoławczy korespondenta (w rubryce "remote socket"), np. "sr6dop (SR6DOP on port 144)". Pozostałe dane mają narazie mniejsze znaczenie. Sesja, z której ostatnio korzystaliśmy jest zaznaczona za pomocą gwiazdki umieszczonej obok jej numeru – jest to ważne w przypadku prowadzenia wielu połączeń równolegle. W celu powrotu do okna ostatniej sesji wystarczy nacisnąć klawisz RETURN. W każdym innym przypadku należy posłużyć się rozkazem "session" z podaniem numeru sesji, np. "session 3" (w skrócie "s 3"). Liczba równolegle prowadzonych połączeń (dowolnych typów) ograniczona jest liczbą wolnych kanałów logicznych (ang. *socket*) i rozmiarem dostępnej pamięci. Operator może w dowolnej chwili przechodzić z jednego okna sesji do innego. W niektórych wersjach NOS na ekranie wyświetlana jest dodatkowo jedna lub więcej linii informacyjnych. Zawierają one m.in. numer sesji, stan połączenia, rozmiary wolnych obszarów pamięci i numery pozostałych aktywnych sesji. Napływ danych sygnalizowany jest za pomocą migania odpowiedniego numeru sesji. Wygląd linii informacyjnych różni się w poszczególnych wersjach NOS. Po przerwaniu połączenia w oknie sesji pojawiają się meldunki "AX25 session closed:normal" i "Hit Enter to continue" lub inne informujące o zaistniałej sytuacji. Dokładna treść

meldunków może się różnić nieco w poszczególnych wersjach NOS.

Sesja AX.25 może być także zakończona przez stronę przeciwną, np. po podaniu rozkazu BYE lub QUIT dla węzła. W przypadku braku reakcji ze strony przeciwnej należy zakończyć sesję za pomocą rozkazu "reset" (np. "reset 1"). Spis odbieranych stacji AX.25 wywoływany jest za pomocą rozkazu "ax25 heard".

4.3.1.5. POŁĄCZENIE STACJI AX.25 ZE STACJĄ TCP/IP

W podobny sposób przebiega łączność AX.25 ze stacją TCP/IP. Po uzyskaniu połączenia zgłasza się skrzynka elektroniczna NOS u korespondenta. Jej znak zgłoszenia zawiera ok. 20 lub więcej skrótów rozkazów. Ze względów formalnych po uzyskaniu połączenia należy nadać znak RETURN, dopiero po nim skrzynka wysyła swój tekst powitalny poprzedzony identyfikatorem systemu (krótką informacją zawartą w nawiasach kwadratowych). Identyfikator ten jest używany w trakcie retransmisji poczty między skrzynkami i na razie nie ma dla nas większego znaczenia. Objaśnienia rozkazów skrzynki wywoływane są za pomocą znaku zapytania lub litery H. Analogicznie jak skrzynki pakiet radio, skrzynka NOS pozwala na zapis, odczyt i kasowanie wiadomości, odczyt i zapis zbiorów zawartych w jej katalogu /public, prowadzenie konferencji, dialogu z operatorem i nawiązywanie dalszych połączeń. Sposób korzystania ze skrzynki jest przedstawiony dalej. Do zakończenia łączności służy rozkaz BYE (B) lub lokalny rozkaz "close".

4.3.1.6. SESJA TELNET

Protokół terminalowy TELNET pozwala na uzyskanie połączenia z komputerem korespondenta, prowadzenie dialogu, korzystanie ze skrzynki elektronicznej i nawiązywanie dalszych łączności za pośrednictwem węzłów TCP/IP.

Następnym krokiem poznawczym jest więc skorzystanie z połączenia TELNET ze stacją TCP/IP. Połączenie inicjowane jest za pomocą rozkazu "telnet", np. "telnet sp8dxz". SP8DXZ oznacza tu nie znak stacji a nazwę systemu automatycznie uzupełnianą do sp8dxz.ampr.org przed rozpoczęciem poszukiwania jej adresu IP. Może to być także pseudonim np. "telnet tadeusz" pod warunkiem, że w zbiorze *domain.txt* znajduje się odpowiedni wpis. W oknie sesji wyświetlane są meldunki: "resolving sp8dxz...", "trying sp8dxz:telnet...", a następnie "telnet session 1 connected to sp8dxz". Nadanie znaku RETURN (jak to było konieczne w trakcie sesji AX.25) jest teraz zbędne. W odróżnieniu od sesji AX.25 konieczne jest przejście procedury zgłoszenia (zameldowanie się, ang. *login*), w trakcie której podawana jest nazwa własnej stacji i hasło dostępu. W odpowiedzi na żądanie "login" podaję więc "oe1kda" – bez dodatku ampr.org, a na żądanie "password" – moje hasło, np. "krzysztof". W trakcie pierwszej łączności należy podać nazwę "anonymous", "anon" lub "guest", a zamiast hasła – znak wywoławczy stacji, np. "oe1kda". Hasło używane w trakcie dalszych łączności musi być uzgodnione z operatorem stacji i wpisane przez niego do zbioru \net\ftpusers. Identyfikator systemu – SID – i tekst powitalny nadawane są dopiero po zakończeniu procedury zgłoszenia. Podobnie jak w przypadku połączenia AX.25 skrzynka NOS korespondenta nadaje swój znak gotowości zawierający tą samą listę rozkazów. Jedyną różnicą może być uzyskanie rozszerzonych uprawnień dostępu do zbiorów lub dalszego wyjścia przez bramkę TELNET, NETROM lub AX.25. Uprawnienia dostępu są zawarte w zbiorze *\net\ftpusers* korespondenta. Te same uprawnienia obowiązują także w trakcie transmisji zbiorów w trakcie sesji FTP. Do zakończenia sesji służy lokalny rozkaz "close" lub rozkaz B (BYE) dla skrzynki korespondenta. Rozkaz "disconnect" odnosi się tylko do sesji AX.25 i nie może być używany do zamknięcia innych sesji. Na zakończenie sesji wyświetlany jest meldu-

nek: "Telnet session 1 closed:EOF" lub podobny. Oczywiście sesja TELNET jest także wymieniana w liście "sessions".

Połączenie z własną skrzynką nawiązywane jest za pomocą rozkazu "telnet loopback", "bbs" lub "telnet <własny_znak>" (np. "telnet oe1kda" w moim przypadku). Procedura zgłoszenia jest za każdym razem identyczna. w zależności od zawartości zbioru *netftpusers* można podać nazwę "anonymous", własną nazwę systemu ("oe1kda") lub "superuser" i uzyskać ustalone uprawnienia.**

Po uzyskaniu połączenia ze skrzynką korespondenta można nawiązać z nim dialog po podaniu rozkazu CHAT lub O (OPERATOR). Inną możliwością nawiązania dialogu jest rozpoczęcie sesji "ttylink", np. "ttylink sp8dxz", pod warunkiem, że korespondent uruchomił funkcję za pomocą rozkazu "start ttylink".

Sesje TCP/IP wykorzystują w trakcie połączenia wspomniane uprzednio kanały logiczne. Zwykłe sesje (np. TELNET) korzystają z pojedyńczego kanału, bardziej skomplikowane – z większej liczby. Przykładowo sesja FTP korzysta z dwóch kanałów logicznych: jednego dla transmisji danych, drugiego – dla transmisji poleceń. Niezależnie od tego, w sposób ukryty dla użytkownika wykorzystywane są często dodatkowe kanały dla transmisji danych administracyjnych, np. zapytań o adresy (ARP). Niektóre z tych kanałów mają z góry przypisane znaczenie – są powiązane z określoną usługą. Do najważniejszych z nich należą:

```
7     - przeznaczony dla funkcji ECHO,
9     - - " - DISCARD,
20    - kanał danych FTP,
21    - kanał rozkazów FTP,
23    - kanał TELNET,
25    - kanał SMTP,
79    - kanał FINGER,
80    - kanał HTTP (czasami wykorzystywany jest kanał 8080),
87    - kanał TTYLINK (CHAT),
3600  - kanał konferencyjny o zasięgu światowym.
```

W standardzie TCP/IP zdefiniowanych jest ok. 370 kanałów. Każdy z nich może być bezpośrednio zaadresowany w rozkazie "telnet", np. rozkaz "telnet sp8dxz 87" jest równoznaczny z rozkazem "ttylink sp8dxz", "telnet sp8dxz 21" – z rozkazem "ftp sp8dxz" itd. Rozkaz "telnet" bez podania numeru kanału korzysta domyślnie z kanału 23. Numery kanałów dotyczą strony odbiorczej, numeracja kanałów po stronie nadawczej ma znaczenie drugorzędne. Jeszcze raz przypominam – numeracja kanałów logicznych związana jest z charakterem świadczonych usług. Sytuację obrazuje następujący przykład: klienci poczty kierują się do jednego okienka chcąc nadać paczkę a do innego w celu zapłacenia za telefon. We wszystkich rozkazach dopuszczalne jest użycie adresu numerycznego IP zamiast nazwy systemu, dlatego też zamiast "telnet sp8dxz" można podać rozkaz "telnet 44.165.132.13" jeżeli wiemy, że sp8dxz ma przyznany adres 44.165.132.13. Oczywiście dla wszystkich stacji wpisanych do zbioru *netdomain.txt* lub w przypadku łatwego dostępu do adresowej bazy danych (DNS) praktyczniejsze jest podawanie ich nazwy.**

4.3.1.7. SESJA PING

Rozkaz "ping" służy do sprawdzenia trasy połączenia z wybraną stacją. W najprostszym przypadku wystarczy podanie rozkazu "ping sp8dxz" (lub "ping 44.165.132.13"). Jeżeli stacja jest osiągalna odpowiedzią jest czas propagacji pakietu (czas RTT – *round trip time*) w milisekundach, w przeciwnym przypadku brak jest odpowiedzi. Po upływie czasu oczekiwania wyświetlany jest meldunek o jego przekroczeniu. Pakiet próbny jest

nadawany tylko raz. Możliwe jest także nadanie serii pakietów próbnych. Odstęp czasu między pakietami serii podawany jest jako parametr rozkazu, np. "ping sp8dxz 0 5000". Liczba 0 oznacza ilość dodatkowych bajtów informacyjnych zawartych w pakiecie próbnym (zasadniczo nie ma powodu do nadawania w tym miejscu dodatkowych danych), natomiast liczba 5000 oznacza odstęp czasu w milisekundach. W niektórych wersjach NOS czas ten podawany jest w sekundach. W przypadkach wątpliwych można przeprowadzić próbę, najlepiej korzystając z rozkazu "ping loopback".

4.3.1.8. SESJA FTP

Protokół FTP steruje transmisją zbiorów danych. Przed rozpoczęciem transmisji zbiorów należy uzupełnić zbiór \net\autoexec.nos o następujące dane:
ftype binary – dopuszcza transmisję zbiorów dwójkowych oprócz tekstowych (kontroler TNC w trybie KISS transmituje dane w formacie 8-bitowym). W przypadkach gdy możliwa jest jedynie transmisja 7-bitowa należy podać tu "ftype ascii";
eol standard – ustala rodzaj znaku zakończenia linii.

Sesja FTP inicjowana jest za pomocą rozkazu "ftp", np. "ftp sp8dxz" (lub "ftp 44.165.132.13"). W oknie sesji wyświetlane są meldunki: "resolving sp8dxz... trying sp8dxz:ftp... " i "FTP Session 1 connected to sp8dxz", a następnie meldunek funkcji FTP korespondenta, w rodzaju: "220 sp8dxz FTP version 921229 (WNOS) ready on Thu Sep 24 17:10:00 1998". Następnie należy przejść opisaną już powyżej procedurę zgłoszenia. Zapytaniem o nazwę stacji jest: "Enter user name:", a zapytaniem o hasło dostępu: "331 Enter PASS command". Nazwa stacji musi pokrywać się z wpisaną do zbioru *netftpusers* **u korespondenta, w przypadkach wątpliwych należy podać "anonymous". Hasło dostępu podawane jest w postaci: "pass oe1kda" – dla zgłoszenia "anonymous" lub "pass krzysztof" w pozostałych przypadkach. Potwierdzeniem jest meldunek "230 Logged in" i znak gotowości "ftp>". Do dyspozycji stoją następnie rozkazy (w zależności od przyznanych uprawnień):**
cd <nazwa_katalogu> – służący do zmiany katalogu roboczego w komputerze korespondenta,
pwd – służący do wyświetlenia nazwy katalogu roboczego,
dir [katalog|nazwy] – do odczytu spisu treści katalogu, analogicznie jak w przypadku systemu operacyjnego DOS. Dla zawężenia spisu można użyć jokerów (ang. *wildcard*).
ls – do odczytu spisu treści w alternatywnym formacie.
get <nazwa> [<nazwa_lokalna>] – służy do odczytu podanego zbioru.
Dodatkowo można tu podać lokalną nazwę, pod którą zbiór ma być zapisany. W przypadku jej braku używana jest nazwa oryginalna.
Przykład "get nos.doc".
mget <nazwa> [<nazwa>...] – służy do wczytania większej liczby zbiorów, np. "mget *.doc",
put <nazwa_lokalna> [<nazwa_docelowa>] – służy do nadania zbioru do komputera korespondenta. W przypadku braku nazwy docelowej używana jest nazwa oryginalna.
mput <zbiór1> [<zbiór2>...] – służy do nadania większej liczby zbiorów; przed ich nadaniem należy przejść do pożądanego katalogu za pomocą lokalnego rozkazu "cd" (z poziomu interpretacji rozkazów NOS).
mkdir <nazwa_katalogu>
i
rmdir <nazwa_katalogu> – służą do założenia lub usunięcia podanego katalogu u korespondenta, jeżeli posiadamy odpowiednie uprawnienia.
dele <nazwa_zbioru> – służy do skasowania podanego zbioru pod warunkiem posiadania uprawnień.

Rozkazy powyższe kwitowane są przez stronę przeciwną za pomocą meldunku: "200 Port command okay" i ewentualnych dalszych meldunków, jak "150 Openning data connection for...", na zakończenie transmisji nadawane są meldunki "226 File sent OK" lub "226 File received OK" z podaniem wielkości zbioru i czasu transmisji.

Zakończeniem transmisji jest rozkaz "quit" dla stacji korespondenta lub lokalny rozkaz "close", jak w poprzednich przypadkach. Przerwanie transmisji zbioru następuje po podaniu rozkazu "abort", np "abort 1". W przypadku, gdy transmisja uległa zatrzymaniu z niewiadomych powodów, można ją wznowić za pomocą rozkazu "kick" (np. "kick 1"). Rozkaz ten może być także stosowany w trakcie dowolnych innych sesji.

W przypadkach, gdy niemożliwa jest transmisja zbiorów dwójkowych należy je uprzednio zakodować za pomocą programu UUENCODE. Zbiory zakodowane mają rozszerzenie UU.

Dla zautomatyzowania procedury zgłoszenia można założyć zbiór net.rc (znajdujący się w głównym katalogu NOS – *c:\net\net.rc*) i zawierający wpisy z podaniem własnej nazwy i hasła dostępu do systemu korespondenta. Format wpisów jest następujący: system_korespondenta własna_nazwa hasło.
Poszczególne pola muszą być oddzielone pojedyńczym odstępem.
Przykład:
loopback oe1kda HASŁO_1
sp8dxz oe1kda HASŁO_KDA
sp6eek oe1kda HASŁO_2KDA

4.3.1.9. MELDUNKI W TRAKCIE SESJI

Meldunki wymieniane w trakcie sesji FTP, a także niektórych innych jak SMTP czy POP są poprzedzone numerem, w którym poszczególne cyfry mają następujące znaczenie:
1-cyfra:
1 - wstępne potwierdzenie wykonania rozkazu,
2 - rozkaz wykonany,
3 - potwierdzenie połączone z oczekiwaniem na dodatkowe dane,
4 - wykonanie rozkazu narazie niemożliwe,
5 - odpowiedź negatywna, rozkaz odrzucony.
2-cyfra:
0 - błąd,
1 - informacja, np. status,
2 - odpowiedź w związku z połączeniem w kanale kontrolnym lub danych,
3 - odpowiedź związana ze zgłoszeniem się (ang. login),
4 - nie używana,
5 - informacja o stanie systemu zbiorów korespondenta i dostępie do nich.
Trzecia cyfra służy do odróżnienia meldunków o podobnym znaczeniu.

4.3.1.10. DIAGNOZA BŁĘDÓW

W momencie wystąpienia trudności pomocne mogą być rozkazy SESSION, ASYSSTAT, NRSSTAT, AX25 STATUS, TCP STATUS, IP STATUS i TRACE. Rozkazy te są dostępne dla operatora stacji a nie dla jej korespondentów.

4.3.1.11. WIZYTA W SKRZYNCE NOS

Po połączeniu (na poziomie protokółu AX.25 lub TELNET) ze stacją TCP/IP korespondent nawiązuje znajomość z jej skrzynką elektroniczną. Po zakończeniu procedury zgłoszenia skrzynka nadaje tekst powitalny i znak gotowości zawierający ok. 20 lub więcej skrótów rozkazów. Ich zestaw jest zależny od wersji NOS.

Rozkazy te można podzielić na kilka zasadniczych grup. Pierwsza grupa obejmuje rozkazy związane z odczytem i transmisją poczty elektronicznej i zawiera polecenia: A (Area), AF, L (List), R (Read), V (Verbose), K (Kill) i S (Send). Druga z nich dotyczy transmisji zbiorów i obejmuje: D (Download), DU (Download UUencoded), U (Upload), W (What) i Z (Zap). Do grupy rozkazów węzła TCP/IP należą: C (Connect, Chat, Conv), J (Justheard), T (Telnet), O (Operator), N (Nodes), NR (Neighbour), P (Ports), PI (Ping), IP (IP-Adress) i IH (IP Heard). Do odczytu informacji o stacji i jej operatorze służy F (Finger), natomiast do wywołania tekstów pomocy – ? lub H z dodatkiem nazwy rozkazu, np. H A (HELP AREAS). Kontakt ze skrzynką zostaje przerwany po podaniu rozkazu B (BYE). Po nabyciu pewnej wprawy pełna linia zgłoszenia staje się zbędna – do jej skrócenia służy rozkaz X (eXpert). Teksty informacyjne wprowadzone przez operatora są odczytywane za pomocą rozkazu I (Info). Do wywołania listy użytkowników służy rozkaz M (MBUSERS).

Rubryki skrzynki programu NOS określane są nazwą AREA, ich spis może być wywołany za pomocą rozkazu A (Area). Czasami dostępny jest też dodatkowy rozkaz AF powodujący wyświetlenie dodatkowych informacji o tych rubrykach. Zbiór *netspool**areas* zawiera spis rubryk wraz z dokładniejszymi opisami. Do zmiany rubryki roboczej służy rozkaz A z dodatkiem nazwy pożądanej rubryki, np. A TCPIP. Początkową rubryką roboczą jest rubryka prywatna korespondenta skrzynki. Oprócz niej dostępne są jedynie rubryki ogólne, z pozostałych rubryk prywatnych mogą korzystać jedynie ich właściciele. Rubryki prywatne są zakładane automatycznie w momencie napływu pierwszej wiadomości, natomiast rubryki ogólne muszą być założone przez operatora (ich nazwy muszą być wpisane do zbioru \net\spool\areas). Spis treści rubryki wywoływany jest za pomocą rozkazu L (List). Rozkaz R (z podaniem numeru wiadomości) służy do odczytania jej treści, np. R 10 – oznacza odczytanie wiadomości nr. 10, R 10 13 – odczytanie wiadomości 10 i 13. Nagłówek wiadomości (zawierający m.in. trasę retransmisji) nie jest wyświetlany. Do wyświetlenia wiadomości wraz z nagłówkiem należy posłużyć się rozkazem V (Verbose). Rozkaz K (Kill) z podaniem numeru powoduje skasowanie wybranej wiadomości, np. K 10. Wiadomość jest początkowo jedynie zaznaczona, a w rzeczywistości jest kasowana dopiero w momencie opuszczenia skrzynki.**

Do grupy rozkazów S (Send) należą: SP – rozpoczynający nadawanie wiadomości prywatnej, SB – nadanie wiadomości ogólnej (biuletynu), SR (z podaniem numeru) – odpowiedź na podaną wiadomość i SF – nadanie kopii wiadomości do wybranego adresata. Adres docelowy podawany jest w formacie UŻYTKOWNIK@KOMPUTER, np. OE1KDA@OE1KDA lub SP6EEK@SR6DOP. Możliwe jest także dokładniejsze określenie trasy retransmisji przez podanie stacji pośredniczącej w formacie: UŻYTKOWNIK%KOMPUTER@KOMPUTER2, np. SP6EEK%SR6DOP@SP6FIG. Wiadomość zostanie najpierw skierowana do stacji SP6FIG, gdzie zostanie przeadresowana do SP6EEK@SR6DOP. Możliwe jest też podanie większej liczby stacji pośredniczących (poszczególne człony oddzielone są znakami "%"), ale należy z tego korzystać jedynie w uzasadnionych przypadkach. Wymiana wiadomości ze stacjami TCP/IP (NOS) odbywa się pod kontrolą protokółu SMTP. Możliwa jest także wymiana wiadomości ze skrzynkami sieci AX.25.

Rozkazy związane z transmisją zbiorów są istotne jedynie dla stacji AX.25 (pakiet radio). Stacje TCP/IP mogą skorzystać z wygodniejszych możliwości oferowanych przez

protokół AX.25. Do grupy tej należą rozkazy:

D <nazwa> – (Download), odczytanie zbioru tekstowego zawartego w komputerze korespondenta, np. D NOS.DOC. Rozkaz DU (Download Uuencoded) pozwala na odczyt zbiorów dwójkowych (programów, obrazów). Przed nadaniem zbiory te są automatycznie kodowane za pomocą UUENCODE. Do ich zdekodowania u odbiorcy służy program UUDECODE, który musi być oddzielnie wywołany. Przykład: DU WNOS.EXE powoduje zakodowanie zbioru i nadanie go pod nazwą WNOS.UU. Po odebraniu zbioru należy zdekodować go posługując się poleceniem "UUDECODE < WNOS.UU". Dekoder musi być wywołany z poziomu DOS po zakończeniu pracy NOS lub za pomocą rozkazu "shell" (!) z poziomu NOS. Przed odebraniem zbioru należy zmienić katalog roboczy we własnym komputerze za pomocą lokalnego rozkazu "cd" (np. "cd /dump") i włączyć zapis zbioru na dysku (rozkaz "record", np. "record nos.doc" albo "record wnos.uu").
W przeciwnym przypadku odebrany zbiór zostanie jedynie wyświetlony na ekranie.
W rozkazie "record" można także podać pełną ścieżkę dostępu, np. "record /dump/wnos.uu". Do wyłączenia zapisu służy polecenie "record off". Odebrane zbiory tekstowe mogą być wyświetlone na ekranie (z podziałem na strony) za pomocą rozkazu "more", np. "more nos.doc". Dla ułatwienia orientacji korzystne jest przeznaczenie oddzielnego katalogu dla odbieranych zbiorów, w naszym przykładzie jest to katalog ***/dump*** **– nazwa może być oczywiście dowolna.**

Zbiory zakodowane w standardzie UU zawierają na początku pełną ścieżkę dostępu, np. "begin ... /wnos.exe". W razie potrzeby można przed zdekodowaniem dokonać jej zmiany za pomocą dowolnego edytora ASCII (zbiory zakodowane zawierają jedynie czytelne znaki ASCII). Standard UU przyjął się od dawna w środowisku UNIX. Nie ma żadnych przeciwwskazań przeciwko posługiwaniu się kodowaniem 7plus.

U <nazwa> – (Upload), nadanie zbioru tekstowego do skrzynki korespondenta. Zbiory dwójkowe muszą być uprzednio zakodowane (np. "UUENCODE < JVFAX.EXE > JVFAX.UU"). Jak dotąd nie ma możliwości automatycznego kodowania nadawanych zbiorów, czyli rozkazu UU analogicznego do DU. Po nadaniu rozkazu U należy poczekać na meldunek "Send File, terminate with /EX or ^Z in der first column (^A aborts):" lub podobny i następnie rozpocząć nadawanie zbioru za pomocą lokalnego rozkazu NOS "upload", np. net> upload faxfreq.lst.

W [<nazwa>] – (What), bez parametru służy do wywołania spisu treści katalogu, natomiast z podaniem nazwy – do zmiany katalogu roboczego. Dopuszczalne jest używanie jokerów dla ograniczenia spisu do pożądanych zbiorów, np. "what *.exe" analogicznie jak w systemie operacyjnym DOS. Katalog początkowy podany jest w zbiorze */ftpusers*, najczęściej jest to katalog */public* i katalogi w nim zawarte.

Z <nazwa> (Zap), służy do skasowania podanego zbioru pod warunkiem posiadania odpowiednich uprawnień, np. Z /public/list.txt.

Stacja TCP/IP jest jednocześnie węzłem sieci pośredniczącym w nawiązywaniu dalszych połączeń AX25, TCP/IP i NETROM ze stacjami indywidualnymi albo węzłami. Do dyspozycji korespondentów stoją następujące rozkazy:

C – (Connect), dla nawiązania połączenia ze stacją AX.25 należy podać nazwę złącza, np. C 144 SP8DXZ. Spis nazw wywoływany jest za pomocą rozkazu P (Ports), może on być też zawarty w tekstach informacyjnym (I) lub powitalnym. Nazwa złącza jest pomijana w rozkazach połączenia ze stacjami węzłowymi, np. C VK2PK-5. Zamiast znaku węzła można posłużyć się jego pseudonimem, np. C CSIRO. Spis osiągalnych stacji węzłowych

wywoływany jest za pomocą rozkazu N. Rozkaz C bez podania znaku korespondenta (Chat) powoduje połączenie z operatorem stacji. W niektórych wersjach NOS do tego celu służy rozkaz O (Operator). Przejście do trybu konferencyjnego dokonywane jest za pomocą rozkazu CONV z podaniem numeru konferencji. Tryb konferencyjny pozwala na prowadzenie dyskusji w "kółeczkach". Do przerwania wyżej wymienionych połączeń służy kombinacja CTRL-X. W razie potrzeby można wybrać inny, dogodniejszy znak posługując się rozkazem E (Escape). W niektórych wersjach NOS zamiast rozkazu CONNECT występuje rozkaz GATEWAY.

J – (Justheard), służy do wywołania spisu odbieranych stacji (AX.25 i węzłów).

N – (Nodes), służy do wywołania listy dostępnych stacji węzłowych. Bramki internetowe umożliwiają połączenia z odległymi węzłami dostępnymi jedynie przez sieć kablową. W tym celu pakiety AX.25 są umieszczane wewnątrz datagramów internetu i retransmitowane przez sieć w celu rozpakowania po stronie przeciwnej i dalszej transmisji radiowej. Tego typu mieszane połączenie nazywane jest AXIP (pakiety AX wewnątrz datagramów IP). Nie pozwala ono na korzystanie z pozostałych zasobów sieci i służy jedynie do zastąpienia połączenia radiowego przez kablowe. Pełne sprzężenie bramki z siecią Internetu, pozwalające na dowolną wymianę informacji spowodowałoby przenikanie do sieci amatorskiej wiadomości o tematyce sprzecznej z duchem krótkofalarstwa i dlatego nie jest pożądane, pomimo że nie stanowi to istotnego problemu technicznego. Moim zdaniem, mimo atrakcyjności tego typu połączeń ich procentowy udział w sieci amatorskiej nie powinien być zbyt duży ze względu na uzależnienie jej funkcjonowania od sieci i urządzeń profesjonalnych, a jednocześnie może ułatwić argumentację instytucjom zainteresowanym w ograniczeniu szerokości pasm amatorskich. Korzystanie z pośrednictwa sieci komercyjnych niesie ze sobą nieraz znaczne koszty co zaowocowało przekonaniem, że jedynie użytkownicy partycypujący w nich mają prawo korzystać ze wszystkich usług danego węzła natomiast wszyscy pozostali są całkowicie lub częściowo wyłączeni z korzystania z węzła. Nie jest to zgodne z duchem krótkofalarstwa i również z tego powodu nie należy zbytnio uzależniać sieci amatorskiej od dostawców komercyjnych.

N <znak> – pozwala na wywołanie dodatkowych informacji o trasie połączenia z danym węzłem.

NR – (Neighbour), powoduje wyświetlenie spisu sąsiednich węzłów. W spisie tym zawarte są dodatkowe informacje o jakości połączenia i inne. Rozkaz ten nie występuje we wszystkich wersjach NOS.

TELNET <nazwa_systemu> – służy do nawiązania połączenia TELNET z wybraną stacją. Dzięki temu stacje AX.25 mogą także korzystać z niektórych możliwości sieci TCP/IP. Zamiast nazwy systemu można oczywiście podać pełny adres IP w postaci numerycznej, a w razie potrzeby także numery kanałów logicznych. Niektóre z węzłów TCP/IP oferują także rozkazy skrócone, np. TOR zamiast TELNET TORUŃ(.AMPR.ORG.).

IH – pozwala na wywołanie spisu odbieranych stacji TCP/IP. Rozkaz ten nie wszędzie występuje.
IP – informuje o adresie IP skrzynki.

W niektórych wersjach programu NOS występuje też rozkaz PI (PIng) pozwalający na sprawdzenie trasy połączenia (patrz sesja ping).

Dodatkowe informacje o stacji, jej operatorze i wyposażeniu mogą być wywołane za pomocą rozkazu F (Finger), np. F SYSOP@OE1KDA. Wiadomości te muszą być uprzed-

nio wpisane przez operatora do zbioru *\net\finger\sysop*. F @OE1KDA wywołuje spis zbiorów zawartych w katalogu *\net\finger*.

4.3.1.12. SPIS ROZKAZÓW STACJI NOS

Dla ułatwienia orientacji poniżej podana jest pełna lista rozkazów dostępnych dla korespondentów stacji NOS w porządku alfabetycznym.

Rozkaz	Znaczenie
A <nazwa>	Zmiana rubryki roboczej.
AF	Wywołanie spisu rubryk z objaśnieniem.
B	Przerwanie połączenia.
C <kanał> <znak>	Nawiązanie połączenia ze stacją AX.25
C <znak>	Nawiązanie połączenia ze stacją NETROM.
CHAT	Nawiązanie połączenia z operatorem
CONV	Przejście do trybu konferencyjnego.
D <nazwa>	Odczyt podanego zbioru.
DU <nazwa>	Odczyt wiadomości zakodowanej w formacie UUENCODE.
E	Zmiana znaku przerywającego połączenie.
F <użytkownik>	Wywołanie informacji o stacji i jej operatorze.
G	Odpowiada rozkazowi C.
H, ?	Wywołanie pomocy.
H <rozkaz>	Wywołanie pomocy dotyczącej podanego rozkazu.
I	Wywołanie tekstu informacyjnego.
IH	Wywołanie spisu odbieranych stacji TCP/IP.
IP	Informuje o adresie IP skrzynki.
J	Wywołanie spisu odbieranych stacji.
K <numer>	Skasowanie wybranej wiadomosci.
L	Wywołanie spisu wiadomości w bieżącej rubryce.
M	Wywołanie spisu użytkowników skrzynki.
N	Wywołanie spisu dostępnych stacji węzłowych.
N <znak>	Wywołanie informacji o trasie połączenia z podanym węzłem.
NR	Wywołanie spisu sąsiednich stacji węzłowych.
O	Nawiązanie połączenia z operatorem.
P	Wywołanie spisu kanałów we/wy.
PI	Ping – sprawdzenie trasy połączenia.
R <numer>	Odczyt wybranej wiadomości.
S <adres>	Nadanie wiadomości.
SB <adres>	Nadanie biuletynu.
SF <adres>	Wysłanie kopii przeczytanej wiadomości pod wskazany adres.

SP <adres>	**Nadanie wiadomości prywatnej.**
SR	**Nadanie odpowiedzi na przeczytaną wiadomość.**
T <nazwa systemu>	**Nawiązanie połączenia Telnet.**
U <nazwa>	**Nadanie zbioru do skrzynki.**
V <numer>	**Odczyt wybranej wiadomości z nagłówkiem.**
W	**Wywołanie spisu treści bieżącego katalogu.**
W <nazwa>	**Zmiana katalogu roboczego.**
X	**Zmiana znaku gotowości (monitu).**
Z <nazwa>	**Skasowanie podanego zbioru.**

4.3.1.13. LISTA ROZKAZÓW NOS

Przytoczona lista stanowi przykładowy wybór najważniejszych rozkazów pakietu TCP/IP w porządku alfabetycznym. Liczba i formaty rozkazów różnią się znacznie w poszczególnych wersjach programu. Wiele z nich może być używanych w zbiorze *autoexec.net* (*autoexec.nos*).

W pracy programu net rozróżniamy dwa tryby: 1. rozkazowy (sygnalizowany za pomocą zgłoszenia "net>", "nos>" lub podobnego)
2. konwersacji.

Po nawiązaniu dowolnego rodzaju połączenia program znajduje się w trybie konwersacji, przejście do trybu rozkazowego dokonywane jest za pomocą klawisza F10 (w komputerach PC/XT/AT) lub odpowiedniego znaku ESCAPE (w innych typach komputerów).

W trybie konwersacji możliwe są dwa rodzaje pracy:
1. nadawanie całej linii po naciśnięciu klawisza RETURN (klawisze CTRL-U, CTRL-R, "kasowanie" pozwalają wówczas na korekcję błędów), – ang. *cooked*,
2. nadawanie każdego znaku bezpośrednio po jego wprowadzeniu (ang. *raw*). Ten drugi rodzaj możliwy jest tylko w protokóle TELNET.

Klawisz RETURN pozwala na przejście z trybu rozkazowego do konwersacji w ramach aktywnego posiedzenia (TTYLINK, TELNET, AX.25, FTP, NET/ROM itp.).
Rozkaz:
! powoduje przejście do systemu operacyjnego DOS i wywołanie dowolnego rozkazu lub programu;
 # zapoczątkowuje komentarze w zbiorze autoexec.net i innych;
at hh.mm rozkaz – powoduje wykonanie podanego rozkazu w określonym momencie czasu, podobnie jak w systemie operacyjnym UNIX;
attended on|off – powoduje poinformowanie korespondentów o obecności lub nieobecności operatora stacji. Powinien być podawany na bieżąco w zależności od potrzeb;
arp – powoduje wyświetlenie tabeli arp (zawartej w zbiorze *\net\routes.net* lub *\net\arproute.dat*). Tabela arp zawiera przyporządkowanie nazw stacji i ich adresów w protokóle ETHERNET albo znaków wywoławczych. Np. stacja oe1kda może używać w trakcie łączności TCP/IP znaku oe1kda-5. Jej korespondenci powinni wprowadzić to powiązanie do tabeli za pomocą rozkazu arp add oe1kda ax25 oe1kda-5.
arp add <nazwa_systemu> ether|ax25|netrom <adres_ethernet>|<znak_wyw> – uzupełnia tą tabelę a rozkaz
arp drop <nazwa_systemu> ether|ax25|netrom – kasuje informację z niej.

arp publish <nazwa_systemu> ether|ax25|netrom <adres_ethernet>|<znak_wyw> – aktywuje odpowiedzi na zapytania innych systemów;
attach <typ_złącza> <adres_IO> <wektor_intr> <tryb> <nazwa> <rozmiar_bufora> <dł_datagramu> <szybkość> – informuje program NOS o typie stosowanych złączy i ich parametrach. Złącze szeregowe nosi nazwę asy lub com. "Adres_IO" jest adresem początkowym zespołu rejestrów złącza np. dla złącza COM1 jest to 0x3f8 a dla złącza COM2 – 0x2f8 (w zapisie szesnastkowym).
Wektor_intr oznacza numer wektora przerwań (IRQ), dla złącza com 1 jest to 4, dla złącza COM2 – 3. Pole "tryb" pozwala na wybór protokółu komunikacji z modemem, w systemach UNIX rozpowszechniony jest protokół SLIP, w komunikacji z kontrolerami TNC – KISS, w komunikacji z kontrolerami TNC wyposażonymi w oprogramowanie NET/ROM/TheNet – NRS, dla złącza ethernet – protokół arpa. W polu nazwy podane jest dowolne oznaczenie kanału, jak ax0 czy 144. Rozmiar bufora odbiorczego dla protokółu AX.25 podany jest w bajtach, dla protokółu ethernet oznacza liczbę pakietów. Datagramy przekraczające podaną długość są dzielone przez protokół IP na mniejsze jednostki, w łącznościach AX.25 podział powodowany jest też przekroczeniem maksymalnej długości pola informacyjnego pakietu – ustalonego za pomocą rozkazu paclen. Rozkaz attach musi być poprzedzony rozkazami ax25 mycall i ip address w zbiorze *autoexec.nos* (*autoexec.net*). Pole "szybkość" definiuje szybkość wymiany danych między komputerem i kontrolerem TNC.
Przykłady rozkazów dla różnych konfiguracji (pod systemami operacyjnymi DOS i Windows):
1) kontroler TNC pracujący w trybie KISS podłączony do złącza COM1
attach asy 0x3f8 4 ax25 ax0 1024 576 9600
2) kontroler TNC (KISS) podłączony do złącza COM2
attach asy 0x2f8 3 ax25 ax0 1024 576 9600.
3) kontroler TNC (KISS) podłączony do złącza COM3
attach asy 0x3e8 3 ax25 ax0 1024 576 9600.
4) kontroler TNC (KISS) podłączony do złącza COM4
attach asy 0x2e8 3 ax25 ax0 1024 576 9600.
5) sterownik AX25 wpółpracujący z modemem BayCom
attach packet 0x60 ax0 5 512
6) kontroler TNC z oprogramowniem NET/ROM/TheNet podłączony do złącza COM1
attach asy 0x3f8 4 nrs ax0 1024 576 9600
Przykład dla systemu operacyjnego UNIX:
1) attach asy 0 /dev/tty000 ax25 1024 576 9600
asysstat – wyświetla statystykę komunikacji przez złącze szeregowe;
ax25 definiuje wiele parametrów łącza AX.25. Niektóre z nich są oczywiste (odpowiadają parametrom kontrolera TNC – porównania odnoszą się do oprogramowania TAPR), dlatego też przytoczone są bez dokładniejszego omówienia:
ax25 bc ax0 on – włączenie nadawania tekstu radiolatarni;
ax25 bc interval <liczba> – odstęp czasu między transmisjami tekstu radiolatarni (w sekundach). Odpowiada rozkazowi beacon every dla kontrolera TNC;
ax25 bctext <tekst> – definiuje tekst radiolatarni. Odpowiada rozkazowi btext dla kontrolera TNC;
ax25 digipeat on|off – steruje funkcją retransmisji pakietów;
ax25 flush – powoduje skasowanie listy odebranych stacji;
ax25 heard on|off – jest analogiczny do rozkazu mheard kontrolera TNC i wywołuje listę słyszanych stacji;
ax25 maxframe <liczba> – jest identyczny z rozkazem maxframe kontrolera TNC;
ax25 mycall <znak> – wprowadza znak wywoławczy operatora. Musi występować przed

rozkazem attach w zbiorze *autoexec.nos*;
ax25 bbscall <znak> – definiuje znak wywoławczy prywatnej skrzynki elektronicznej pakiet radio (mbox). Odpowiada rozkazowi mybbs występującemu w niektórych wersjach oprogramowania kontrolerów TNC;
ax25 paclen <wartość> – definiuje długość pola informacyjnego pakietów numerowanych typu I. Odpowiada rozkazowi paclen dla kontrolerów TNC. Bez znaczenia dla nienumerowanych pakietów typu UI transmitujących datagramy TCP/IP;
ax25 reset – powoduje jednostronne przerwanie połączenia AX.25;
ax25 retry <liczba> – ustala dopuszczalną liczbę powtórzeń. Odpowiada rozkazowi retry kontrolera TNC;
ax25 route ... – grupa rozkazów służaca do aktualizacji listy tras łączności na poziomie protokółu AX.25. Grupa ta jest omówiona w dalszym ciągu rozdziału;
ax25 status – wywołuje informację o stanie połączenia;
ax25 t1|t2|t3 <wartość> – ustala wartości odpowiednich ograniczeń czasowych w sekundach. T1 oznacza ograniczenie czasu retransmisji (FRACK), t2 ograniczenie czasu odpowiedzi (ang. *ack delay timer* – resptime), t3 – ograniczenie czasu kontroli aktywności (ang. *keep alive timer* – check). Czasy te powinny odpowiadać warościom domniemanym oprogramowania kontrolera TNC; w niektórych wersjach NOS występuje też czas t4 – jest to czas, po upływie którego przerywane są nieużywane sesje AX.25;
ax25 version 1|2 – wybór wersji protokółu AX25. Obecnie stosowana jest tylko wersja 2;
ax25 window – rozmiar bufora odbiorczego;
bbs – grupa rozkazów obsługujących skrzynkę elektroniczną. Zestaw rozkazów jest omówiony powyżej;
close <numer_sesji> – regularne przerwanie połączenia w każdym z protokółów;
comm ax0 <tekst> – powoduje nadanie tekstu do urządzenia peryferyjnego. Może służyć do przełączenia kontrolera TNC w tryb KISS;
connect <nazwa_złącza> <znak_stacji> <znak_przekaźnika> ... – nawiązanie połączenia w protokóle AX.25;
detach ax0 – logiczne odłączenie urządzenia peryferyjnego, przeciwieństwo rozkazu attach;
dir [<nazwa_katalogu>] – wyświetlenie zawartości katalogu lub podanie nazwy katalogu bieżącego;
disconnect [<nr_sesji>] – zakończenie łączności w protokóle AX.25;
domain .... – grupa rozkazów aktualizujących zbiór domain.txt;
domain suffix – definiuje rozszerzenie nazw stacji. W sieci amatorskiej stosowane jest rozszerzenie ampr.org;
domain list – powoduje wyświetlenie listy stacji dysponujących bazą danych osiągalnych stacji (ang. *domain name server* – DNS);
domain dropserver – powoduje usunięcie podanej stacji z listy;
echo accept|refuse – decyduje o tym, czy znaki wyświetlane na ekranie są echem lokalnym czy echem strony przeciwnej;
eol unix|standard – dla systemu operacyjnego UNIX znaki CR (ang. CARRIAGE RETURN) tłumaczone są na znaki LF (ang. LINE FEED);
etherstat – wywołanie informacji o stanie łącza ethernet;
exit – zakończenie pracy programu net (nos);
finger – <nazwa_użytkownika> [@<nazwa_systemu>] – pozwala na odczytanie informacji o wymienionym użytkowniku (danego systemu). Informacje te umieszczone są w zbiorze *netfinger* i mogą zawierać imię, nazwisko, adres, dane posiadanego sprzętu, wiadomości o innych zainteresowaniach lub hobby itp. Ze wzlędów praktycznych nie powinny być one zbyt rozwlekłe;**
ftp <nazwa_systemu>|<adres_IP> zapoczątkowanie posiedzenia FTP;

W trakcie transmisji zbiorów w protokóle FTP użytkownik ma do dyspozycji następujące rozkazy:
abort przerwanie procesu wywołanego przez rozkazy get, put lub dir,
dir odczytanie zawartości katalogu, ls skrócona forma listy dir,
pwd podanie nazwy aktualnego katalogu;
dele <nazwa_zbioru> skasowanie podanego zbioru u korespondenta;
get <nazwa_zbioru> transmisja pożądanego zbioru od korespondenta;
put <nazwa_zbioru> – transmisja zbioru do korespondenta;
mkdir <nazwa> – utworzenie podanego katalogu po stronie przeciwnej,
rmdir <nazwa> – skasowanie podanego katalogu;
type a|i|l <długość> – definiuje typ transmitowanego zbioru jako ASCII lub dwójkowy, podanie długości konieczne jest tylko w przypadku komunikacji systemów o różnych szerokościach słowa;
quit – zakończenie sesji ftp;
help – wyświetlenie informacji pomocniczych;
host <nazwa_systemu> – poszukuje adresu internetowego dla systemu o podanej nazwie (znaku wywoławczym) lub adresie ethernet w tabeli \net.hosts.net lub przez odpowiednie zapytania w sieci. Podanie adresu internet powoduje odpowiednio podjęcie poszukiwań nazwy czy adresu ethernet;
hostname <nazwa> – wprowadzenie nazwy własnego systemu;
log stop|<zbiór> – steruje lokalnym zapisem przebiegu łączności;
ip – definiuje parametry konieczne dla warstwy IP i pozwala na kontrolę stanu połączenia;
ip address <adres> – wprowadza adres internet własnego systemu. W zbiorze *autoexec.nos* musi występować przed rozkazem attach;
ip status – wywołuje informację o stanie połączenia;
ip ttl <wartość> – ogranicza liczbę retransmisji datagramu IP;
mbox – pozwala na konfigurację skrzynki elektronicznej;
mbox attend on|off – informuje użytkowników skrzynki o obecności lub nieobecności operatora;
mbox motd <tekst> – definiuje tekst powitalny dla użytkowników skrzynki;
mbox maxmsg <liczba> – określa maksymalną liczbę wiadomości w skrzynce;
mode <oznaczenie_kanału> vc|datagram – datagramy przesyłane są w postaci nienumerowanych pakietów UI (datagram) lub standardowych pakietów I (vc).
W przypadku łączności w protokółach TCP/IP korzystniejsze jest użycie pakietów nienumerowanych; Zasadniczo przyjmuje się, że połączenia vc powinny być stosowane jeżeli na trasie leżą trzy lub więcej przekaźników cyfrowych;
mode netrom vc|datagram – rodzaj połączenia w transmisjach NET/ROM;
netrom .... – grupa rozkazów definiująca parametry węzła NET/ROM i retransmisji datagramów przez węzły NET/ROM;
nrsstat – wyświetla statystykę łączności przez łącze NET/ROM;
param – steruje pracą kontrolera TNC w trybie KISS. Znaczenie parametrów i zakresy ich wartości omówione są w punkcie poświęconym trybowi KISS. Rozkaz "param ax0 255" powoduje opuszczenie trybu KISS;
ping <nazwa_systemu>|<adres_IP> – wysyła (w protokóle ICMP/IP) zapytanie do systemu o podanej nazwie lub adresie internetowym. Odpowiedź programu echo, czynnego po stronie przeciwnej pozwala na stwierdzenie aktywności stacji oraz czasu transmisji danych w łączu, przez co możliwa jest diagnoza jego stanu;
ps – wykaz czynnych programów (procesów);
pwd <nazwa_katalogu> – odpowiada rozkazowi cd;
record <nazwa_zbioru>|off – pozwala na rejestrację bieżącej sesji łączności;

**route add <adres_stacji>|default oznaczenie kanału – i
route drop <adres_stacji> – dokonują odpowiednich zmian w tabeli adresów arp. Adres może być podany w postaci pełnej lub skróconej oznaczającej całą grupę adresów jak [44]/8, [44.165]/16 itp. Po ukośnej kresce podana jest liczba znaczących bitów pozwalająca na grupowanie stacji. Protokół IP przeszukuje tabelę a dla adresów brakujących stosuje dane domniemane (ang. default). Wybór tras omówiony jest dalej;
setenv – odpowiada rozkazowi set systemu MS–DOS i wyświetla lub zmienia wartości zmiennych środowiskowych;
session [<numer>] – pozwala na zmianę aktywnego posiedzenia, o ile aktywne jest więcej niż jedno posiedzenie np. TELNET i FTP. Bez podania numeru wyświetla listę aktywnych posiedzeń;
shell – wywołanie systemu MS–DOS bez opuszczania programu net (nos).
smtp – steruje wymianą poczty elektronicznej;
smtp gateway <nazwa_systemu> – definiuje najdogodniejszy węzeł do retransmisji poczty;
smtp kick – rozpoczyna nadawanie przygotowanej poczty, rozkaz ten podawany jest automatycznie w ustalonych odstępach czasu;
smtp maxclients <liczba> – ogranicza liczbę czynnych równolegle kanałów SMTP;
smtp timer <wartość> – ustala odstępy czasu pomiędzy kolejnymi próbami transmisji poczty. Odstęp ten podawany jest w sekundach;
start – uruchamia odpowiednie moduły programu, co jest warunkiem podjęcia łączności przez stronę przeciwną np. start Telnet, start FTP, start SMTP, start echo, start discard, start ttylink, start finger, start ax25, start netrom. Z przedstawionych członów dodatkowego omówienia wymaga jeszcze discard. Jego reakcja podobna jest do reakcji programu echo z tym, że wszystkie odebrane znaki są odrazu kasowane;
stop – wyłącza wybrane moduły;
tail <nazwa_zbioru> – przeglądanie końca podanego zbioru;
tcp – steruje pracą protokółu TCP;
tcp irtt <wartość> – ustala początkową wartość spodziewanego czasu odpowiedzi;
tcp kick <adres_tcp> – powoduje rozpoczęcie natychmiastowej retransmisji oczekujących danych;
tcp mss – ogranicza maksymalną długość datagramu TCP;
tcp reset <adres_tablicy> – jednostronne przerwanie połączenia TCP;
tcp rtt <adres_bloku> <wartość> – zastępuje wartość podanego lub sprawdzanego czasu odpowiedzi dla danego połączenia;
tcp status <adres_bloku> – wywołuje informacje o stanie określonego połączenia;
tcp window <wartość> – określa maksymalną liczbę nie potwierdzonych oktetów TCP;
telnet <nazwa_korespondenta|adres_IP> – nawiązuje połączenie telnet z podanym korespondentem;
trace <nazwa_łącza> <rodzaj>|allmode|cmdmode – pozwala na wyświetlenie pełnej zawartości pakietów dla kontroli stanu łącza. Rodzaj kontroli określany jest za pomocą słowa kontrolnego TIO gdzie O = 1 pozwala na wyświetlanie pakietów nadawanych, I = 1 – odbieranych a T określa zawartość wyświetlanej informacji T = 0 powoduje wyświetlenie nagłówków, T = 1 – wyświetlenie informacji zawartej w pakiecie, T = 2 – wyświetlenie zawartości nagłówka i pakietu. Zawartość pakietów może być wyświetlana zawsze lub tylko w rozkazowym trybie pracy (cmdmode) albo niezależnie od wybranego trybu (allmode). Rozkaz ten może być wykorzystany do podglądu komunikacji radiowej lub w celu poszukiwania błędów i problemów. Wyświetlanie wszystkich odbieranych informacji możliwe jest po podaniu rozkazu trace ax0 0211;
ttylink nazwa_korespondenta – nawiązuje dialog z podanym korespondentem. Odpowiada kombinacji rozkazów TELNET i CONV (dla skrzynki elektronicznej);**

udp status – informuje o stanie połączenia protokółu UDP;
upload <nazwa_zbioru> – powoduje nadanie podanego zbioru w trakcie łączności w protokóle AX.25 lub TELNET;
? – odpowiada rozkazowi help.

4.3.2. PROTOKÓŁ NET/ROM

Zawarta w pakiecie NOS obsługa warstwy sieciowej NET/ROM pozwala na wykorzystanie istniejących stacji NET/ROM, TheNet, Thenet-Node i innych stosujących ten protokół do retransmisji datagramów IP oraz na użycie własnej stacji jako węzła NET/ROM. Transmisja w protokóle NET/ROM odbywa się za pomocą kontrolera TNC podobnie jak we wszystkich pozostałych przypadkach. Konieczne jest jedynie wywołanie usługi za pomocą rozkazów "attach netrom" i "netrom interface ax0 #pseudonim 192". Ostatnia cyfra określa jakość łącza z węzłami sąsiednimi – dla łączy 1200 bit/s praktyczną wartością jest 192. W niektórych wersjach programu net (nos) występują zamiast tego rozkazy:
netrom call <znak>,
netrom alias <pseudonim>,
netrom interface <kanał> <jakość_łącza>.

Węzeł NET/ROM melduje się w określonych odstępach czasu węzłom sąsiednim i prowadzi listę osiągalnych węzłów na podstawie ich meldunków (ang. broadcast), w przypadku braku ich aktywności w określonych odstępach czasu zmniejszany jest stan licznika aktywności, po osiągnięciu przez dany licznik stanu zero węzeł skreślany jest z listy. Pierwszy z tych odcinków czasu ustalany jest za pomocą rozkazu "netrom nodetimer <liczba_sekund>", drugi – "netrom obsotimer <liczba_sekund>". Praktycznymi wielkościami są odpowiednio 600 i 3600 sekund, a dla liczników aktywności – 6. Rozpoczęcie nadawania meldunków przez własny węzeł następuje po podaniu rozkazu "netrom bcnodes ax0". Węzły NET/ROM prowadzą tabelę tras łączności na podstawie analizy pól adresowych pakietów, dodatkowo w pakiecie oprogramowania TCP/IP możliwe jest uzupełnienie tabeli przez operatora. Zawartość tabeli może być też nadawana do węzłów sąsiednich po podaniu rozkazu "netrom verbose yes".

Rozkaz "netrom promiscuous on|off" pozwala na ignorowanie zgłoszeń węzłów jeżeli jakość połączenia jest niższa od zadanej za pomocą rozkazu "netrom minquality".

Rozkaz "netrom filter none|accept|reject" pozwala na ograniczenie zawartości tabeli tras przez wyłączenie z niej pewnych węzłów (opcja: reject) lub ograniczenie tylko do węzłów pożadanych (opcja: accept). Tabela tras prowadzona jest automatycznie jedynie dla węzłów NET/ROM i podobnych. Jeżeli dany węzeł osiągalny jest przez inne stacje przekaźnikowe (ang. *digipeater*), konieczne jest wprowadzenie tej trasy bezpośrednio przez operatora za pomocą rozkazu "netrom route add #alias znak_węzła ax0 192 znak_przekaźnika". Skreślenie trasy z listy umożliwia rozkaz "netrom route drop znak_węzła znak_przekaźnika ax0" a wyświetlenie listy – rozkaz "netrom route" ewentualnie z dodatkiem parametru "info znak_węzła". Ograniczenie liczby retransmisji pakietu pomiędzy węzłami netrom dla uniknięcia zbędnego krążenia w pętlach dokonywane jest za pomocą rozkazu "netrom ttl <liczba>" analogicznie jak dla protokółu IP. Identyfikacja węzłów NET/ROM sprzęgających sieci TCP/IP musi być podana w tablicy arp (*\net\routes.net* lub *arproute.dat*) za pomocą rozkazu "route add <znak_węzła.ampr> netrom <znak_węzła>".

Warstwa transportowa NET/ROM stanowi alternatywę do transportu IP i powinna

być używana jedynie w przypadku gdy stacja docelowa TCP/IP nie jest osiągalna bez pomocy węzła NET/ROM, w przeciwnym przypadku protokół IP jest skuteczniejszy. Wykorzystanie protokółu NET/ROM może stanowić praktyczną alternatywę w zwykłych łącznościach AX.25.

Połączenie z węzłem NET/ROM zapoczątkowane jest rozkazem "netrom connect znak", zamiast znaku możliwe jest użycie alternatywnej nazwy – pseudonimu – (ang. *alias*). Połączenia w protokóle NET/ROM są bardzo podobne do zwykłych połączeń w protokóle AX.25. Przerwanie połączenia następuje analogicznie za pomocą rozkazu "disconnect", a informacja o stanie połączenia wywoływana jest za pomocą rozkazu "netrom status".

Parametrami regulującymi pracę warstwy NET/ROM są: acktime (analogiczny do czasu T2 w protokóle AX.25), choketime (kontrolujący przepływ informacji), irrt (czas transportu pakietów), qlimit (długość bufora wejściowego), retries (liczba powtórzeń pakietu) i window (dopuszczalna liczba niepotwierdzonych pakietów). Lokalna skrzynka elektroniczna AX.25 (włączana rozkazem mbox on/off) jest dostępna także w protokóle NET/ROM.

4.3.3. WYKORZYSTANIE STACJI PAKIET RADIO W DOSTĘPIE DO WĘZŁÓW TCP/IP

Użytkownicy znajdujący się poza zasięgiem regularnych stacji węzłowych TCP/IP zmuszeni są do skorzystania z pośrednictwa stacji sieci pakiet radio (stacji AX.25) na trasie połączenia. Możliwe są tutaj następujące alternatywy:

1) skorzystanie z funkcji przekaźnikowej dowolnej stacji AX.25 np. stacji indywidualnej. Warunkiem jest wcześniejsze uzgodnienie z jej operatorem, że stacja będzie czynna przez cały czas niezbędny do przeprowadzenia łączności. Pakiety są transmitowane na częstotliwości pracy stacji dlatego też konieczne jest jej uzgodnienie. Wszystkie stosowane obecnie kontrolery TNC (zarówno wyposażone w oprogramowanie TAPR jak i TF) wyposażone są w funkcję przekaźnikową, która musi być jednak uprzednio włączona przez operatora.

2) Skorzystanie z funkcji przekaźnikowej protokółu AX.25 w kanale wejściowym dostępnego węzła sieci pakiet radio. Wiele z używanych systemów oprogramowania węzłów oferuje funkcję przekaźnika cyfrowego, jest ona jednak rzadko włączona przez operatora dlatego też należy upewnić się o jej włączeniu. Pakiety retransmitowane są na częstotliwości wejściowej węzła, która jednak przeważnie różni się od częstotliwości pracy węzłów sąsiednich. Koordynacja częstotliwości wejściowych sieci powoduje, że możliwość ta zalicza się do rzadkości.

3) Skorzystanie z inteligentnej (skrośnej) funkcji przekaźnikowej węzłów RMNC/Flexnet i PC/Flexnet. Funkcja ta pracuje zasadniczo podobnie jak zwykła funkcja przekaźnikowa, z tym że pakiety retransmitowane są w oparciu o tabelę znanych tras a więc w miarę potrzeby przez łącza sieci. Jest to możliwość najwygodniejsza i najczęściej spotykana w związku z rozpowszechnieniem się systemu Flexnet w większości krajów europejskich. W celu skorzystania z pośrednictwa węzła Flexnet należy wymienić go w opisie trasy tak jak zwykłą stację przekaźnikową. Stacja TCP/IP nie nawiązuje w tym przypadku regularnego połączenia z węzłem Flexnet a jedynie połączenie ze stacją docelową "via"

Flexnet. W podobną skrośną funkcję przekaźnikową wyposażone są kontrolery TNC3.
4) Skorzystanie z pośrednictwa węzłów posługujących się protokółem NET/ROM. Jest to obecnie raczej rzadkością ponieważ przeważnie stacje węzłowe nie mają włączonego protokółu sieciowego na wejściach użytkowych a jedynie na łączach sieci. Łącza te są natomiast niedostępne dla stacji indywidualnych. Wyjątkiem są stacje wyposażone w kontrolery TNC2 i oprogramowanie TheNet lub X1J, są jednak obecnie rzadkością i występują przeważnie tylko w niektórych rejonach peryferyjnych.
5) Skorzystanie z pośrednictwa stacji węzłowych pakiet radio obsługujących również protokół IP. Stacje takie są deklarowane w tabeli tras IP identycznie jak zwykłe stacje TCP/IP. Do węzłów AX.25 obsługujących również protokół IP należą X1J i XNET (3NET).
6) Skorzystanie z pośrednictwa dowolnej korzystnie położonej indywidualnej stacji TCP/IP (NOS) pod warunkiem uzgodnienia tego z operatorem jak w p. 1.

4.3.4. TABELE TRAS ŁĄCZNOŚCI

W oprogramowaniu NOS występują trzy główne sposoby wyboru tras łączności (ang. *routing*): wybór na poziomie protokółu AX.25, na poziomie protokółu NET/ROM i na poziomie protokółu IP. Pierwsza z możliwości jest identyczna z metodami stosowanymi w trakcie zwykłych łączności pakiet radio. Do aktualizacji zbioru tras służy grupa rozkazów "ax25 route", przykładowo dodanie trasy połączenia ze stacją oe1kda przez przekaźnik oe1xgr wymaga podania rozkazu "ax25 route add oe1kda oe1xgr". Grupa rozkazów "netrom route" pozwala na aktualizację listy tras prowadzących przez węzły NET/ROM. Trasy te aktualizowane są zasadniczo automatycznie, w niektórych przypadkach konieczne może być przeprowadzenie korektur. Najwyższym stopniem jest wybór na poziomie protokółu IP. Do aktualizacji zestawu tras służy grupa rozkazów "route".

4.3.4.1. PROTOKÓŁ AX.25

Łączność ze stacjami dostępnymi przez stacje przekaźnikowe poziomu drugiego – przekaźniki cyfrowe (ang. *digipeater*) – może być nawiązana za pomocą rozkazu "connect stacja przek1 przek2 ....", nie występuje tu słowo via. Trasa połączenia jest w tym przypadku ustalona z góry przez operatora. Podany wyżej rozkaz "connect" powoduje wpisanie na stałe trasy połączenia do tabeli arp. Zawartość tabeli może być wywołana za pomocą rozkazu "ax25 route". Wpisu tras do tabeli można dokonać także za pomocą rozkazu (podobnie jak w poprzednim przypadku jest to wpis stały) "ax25 route add stacja przek1 przek2 ... ".

Rozkaz ten może występować w zbiorze autoexec.nos lub być podany na bieżąco. Połączenia ze stacjami, do których trasy są znane mogą być nawiązywane za pomocą rozkazu "connect" bez konieczności wymieniania stacji przekaźnikowych. Trasy połączeń wpisywane są do tabeli automatycznie w przypadku nawiązania połączenia przez korespondenta. Są to wpisy dynamiczne o ograniczonym czasie przechowywania.

W łącznościach pakiet radio stosowane są pakiety numerowane (pakiety informacyjne typu I). Natomiast w łącznościach TCP/IP numeracja pakietów jest zbędna i powoduje nadmierną liczbę powtórzeń. Datagramy TCP/IP są numerowane niezależnie co pozwala na wykrycie braków i zażądanie powtórzenia przez warstwy wyższe protokółu. Dla komunikacji TCP/IP jest więc korzystniejsze podanie rozkazu "mode ax0 datagram"

w zbiorze *autoexec.nos*.

Tryb ten obowiązywałby dla wszystkich połączeń, dlatego też dla połączeń AX.25 konieczne jest podanie w zbiorze *autoexec.nos* lub *routes.net* rozkazów "ax25 route mode znak vc" dla każdej z tras. Zbiór routes.net należy do zbiorów dodatkowych i musi być zadeklarowany w zbiorze *autoexec.nos* za pomocą rozkazu source, podobnie jak zbiór config.net.

Przykłady:
ax25 route add sp5bd sr5bbs
ax25 route add sp5wca sr5bbs
ax25 route mode sp5bd vc
ax25 route mode sp5wca vc
ax25 route mode sr5bbs vc

4.3.4.2. PROTOKÓŁ NETROM

Jeżeli najbliższa stacja TCP/IP nie jest osiągalna bezpośrednio lub przez stację przekaźnikową można posłużyć się retransmisją przez stacje węzłowe NET/ROM lub podobne. W tym celu należy uruchomić protokół NET/ROM. Datagramy TCP/IP pakowane są wówczas do pakietów NET/ROM i transportowane przez sieć stacji węzłowych. Jak opisano poprzednio węzeł NET/ROM uruchamiany jest za pomocą rozkazów: attach netrom, mode netrom vc i start netrom.

Rozkaz "netrom verbose on" deklaruje stację jako węzeł przeznaczony do użytku przez inne stacje i udostępnienie innym węzłom tabeli tras, a rozkaz "netrom bcnodes" powoduje natychmiastowe nadanie zawartości tej tabeli. Znaczenie parametrów węzła NET/ROM zostało omówione poprzednio.

Retransmisja datagramów TCP/IP z wykorzystaniem protokółu NET/ROM wymaga dokonania odpowiednich wpisów w tabeli tras IP, w tabeli ARP i w tabeli tras NET/ROM. Są to następujące wpisy (w zbiorze *autoexec.nos* lub *routes.net*):
route add <nazwa_stacji> netrom <nazwa_węzła_netrom>,
arp add <nazwa_stacji> netrom <znak_stacji>,
netrom route add <pseudonim> <znak_netrom> ax0 192 <nazwa_netrom>,
netrom route add <pseudonim> <znak_stacji> ax0 192 <nazwa_netrom>.
Przykład (przy założeniu, że węzeł NET/ROM stacji sp5bd ma znak sp5bd-11):
route add region5/24 netrom sp5bd,
arp add sp5bd netrom sp5bd-6,
netrom route add wars sr5net ax0 192 sr5net,
netrom route add wil sp5bd-11 ax0 192 sr5net.

Wpis "route add .... netrom" jest konieczny dla każdej stacji osiągalnej za pomocą protokółu NET/ROM. W tym przykładzie stacja sp5bd znajduje się w regionie 5. Grupowanie adresów omówione jest w następnym punkcie. Rozkaz "arp add ... netrom" wiąże adres IP z adresem zawartym w tabeli tras NET/ROM. Rozkaz "netrom route add" dokonuje wpisu do tabeli tras (węzłów) NET/ROM. Wpisy te zasadniczo dokonywane są automatycznie i tylko w nielicznych, uzasadnionych przypadkach muszą być dokonywane przez operatora jako wpisy stałe (wpis 3). Wpis czwarty dotyczy węzła NET/ROM u korespondenta. Dokonanie wymienionych wpisów pozwala na nawiązanie łączności na poziomie protokółów TCP/IP przez węzeł NET/ROM (przykładowo komunikacji TELNET, FTP lub TTYLINK).

Wpisy typu "netrom route add <pseudonim> >znak1_netrom> ax0 192 <znak2_netrom>" pozwalają na nawiązywanie połączeń na poziomie protokółu NET/ROM z wymienionymi stacjami za pomocą rozkazu "netrom connect <znak>" lub "netrom connect <pseudonim>". Pseudonimy węzłów NET/ROM-TCP/IP powinny być

dobierane tak, aby umożliwić odróżnienie ich od regularnych węzłów NET/ROM/TheNet sieci pakiet radio. W sieci pakiet radio pseudonimy związane są najczęściej z lokalizacją stacji.

Rejestracja tabeli tras NET/ROM na dysku dokonywana jest za pomocą rozkazu "netrom save" a jej odczyt – za pomocą rozkazu "netrom load".

4.3.4.3. PROTOKÓŁ IP

Tabela arp zawiera przyporządkowanie nazw stacji i ich adresów AX.25. Przykładowo, jeżeli stacja oe1kda pracuje w protokóle TCP/IP korzystając z identyfikatora -5 w tabeli należy umieścić wpis "arp add oe1kda ax25 oe1kda-5" i podobnie dla wszystkich znanych stacji. Wpisy dokonane za pomocą rozkazu "arp add" są wpisami stałymi. Do ich skasowania należy posłużyć się rozkazem "arp drop", np. "arp drop oe1kda". Wyświetlenie zawartości tablicy dokonywane jest za pomocą rozkazu "arp". W przypadku braku wpisu w tabeli program net (nos) nadaje zapytanie arp; po czym w przypadku otrzymania odpowiedzi, dokonuje automatycznie wpisu do tabeli. Wpis ten jest wpisem dynamicznym o ograniczonym czasie przechowywania. Wpisy dynamiczne pozwalają na uwzględnienie zmian zachodzących w sieci bez interwencji operatora. Usunięcie dynamicznych wpisów do tabeli arp dokonywane jest za pomocą polecenia "arp flush".

Protokół IP, podobnie jak protokół NET/ROM, może wyszukiwać samodzielnie trasy połączeń. Nie muszą więc one być w całości znane w momencie nawiązywania połączenia (w odróżnieniu od omówionych poprzednio połączeń AX.25 przez stacje przekaźnikowe, nie dotyczy to połączeń przez stacje węzłowe poziomu trzeciego). Pozwala to na uwzględnienie zmian w sieci pod warunkiem zainstalowania dostatecznej ilości węzłów TCP/IP.

Tabela tras IP zawiera następujące wpisy (umieszczone w zbiorach autoexec.nos lub routes.net):
route add default ax0,
route add <nazwa_stacji> ax0 <nazwa_węzła_ip>,
route add region5/24 tnc0 <nazwa_węzła_ip>,
route addprivate <nazwa_stacji> ax0 <nazwa_węzła_ip>,
przykład: "route add sp5bd ax0 sr5tcp" przy założeniu, że stacja sr5tcp jest węzłem TCP/IP.

Pierwszy z nich oznacza, że wszystkie nadawane datagramy TCP/IP są kierowane do kontrolera TNC oznaczonego symbolem ax0. Dla stacji oddalonych, nie osiągalnych bezpośrednio, podane są nazwy najbliższych węzłów pośredniczących. Dalsza trasa retransmisji musi być znana jedynie przez ten węzeł (praktycznie musi on znać tylko węzeł następny). We wpisach tych używane są nazwy węzłów, a nie ich znaki wywoławcze AX.25. Przyporządkowanie nazw i znaków musi być oczywiście zawarte w tabeli arp jak to omówiono poprzednio. Zawartość tabeli tras protokółu IP wywoływana jest za pomocą polecenia "route". Zawartość tabeli tras nadawana jest automatycznie do stacji sąsiednich. Wpisy dokonane za pomocą polecenia "route addprivate nie są nadawane". Możliwe jest także podanie trasy do grupy stacji (przykładowo znajdujących się w danym rejonie). Liczba podana po ukośnej kresce powoduje, że sprawdzane są tylko np. pierwsze 24 bity adresu IP. Stacje o adresach różniących się tylko w ostatnim członie traktowane są jako jedna grupa. Lista tras przeszukiwana jest aż do momentu znalezienia najbardziej pasującego wpisu, dla innych stacji obowiązuje wpis ogólny (default).

4.3.5. STEROWNIK AX25

Opracowany przez Pawła Jałochę, SP9VRC sterownik AX25.COM pozwala na współpracę większości wersji oprogramowania TCP/IP z modemem BayCom. Sterownik ten powinien być załadowany przed wywołaniem programu net (nos). Modem BayCom podłączony jest do złącza szeregowego RS-232 identycznie jak w przypadku sterownika TFPCX dla programów SP i GP lub programu BayCom. W wywołaniu sterownika mogą być podane następujące parametry:
-bszybkość – pozwalający na podanie szybkości transmisji w łączu radiowym. Modem BayCom dostosowany jest do pracy z szybkością 1200 bit/s. Dla pozostałych szybkości należy zastosować inne rozwiązania modemów. Dla szybkości 2400 bit/s możliwe jest podłączenie modemu MFJ-2400 (lub podobnego) przez bramki dopasowujące poziomy napięć. Teoretycznie sterownik ten może pracować z szybkościami dochodzącymi do 14400 bit/s, w praktyce jest to zależne od szybkości pracy komputera. Wartością domyślną jest 1200 bit/s;
-Bxxx – pozwala na wybór adresu złącza szeregowego (COM1, COM2). Wartością domyślną jest 3f8 (złącze COM1);
-In – pozwala na podanie numeru przerwania (4 - dla złącza COM1, 3 - COM2). Wartością domyślną jest 4 (złącze COM1);
Sterownik komunikuje się z oprogramowaniem TCP/IP za pomocą przerwania programowego. Standardowo jest to przerwanie 0x60. Dopuszczalnymi numerami przerwań są 0x60 - 0x63. Zmiana numeru jest konieczna tylko w wyjątkowych przypadkach;
-c x – ustala sposób reakcji programu na odbierane dane. Dla modemu BayCom jest to parametr t;
Przykładowe wywołanie dla modemu podłączonego do złącza COM1:
ax25 -B3f8 -I4 -ct,
a dla złącza COM2:
ax25 -B2f8 -I3 -ct.
W zbiorze autoexec.nos musi być podany rozkaz (dla przerwania 0x60):
attach packet 0x60 ax0 5 512.

4.3.6. PROGRAM BM

Program BM opracowany został przez Bdale Garbee, N3EUA. Służy on do przygotowania i odczytu poczty i jest alternatywą w stosunku do usług standardowego oprogramowania SMTP. Wymiana poczty odbywa się w dalszym ciągu pod kontrolą protokółu SMTP. Oprogramowanie BM powinno być zainstalowane w katalogu *net (\nos*). Dodatkowe wymagane przez niego informacje o stacjach docelowych lub retransmitujących pocztę znajdują się w zbiorze *bm.rc*. Analogicznie dla wersji profesjonalnych jest to zbiór *mail.rc*. Poczta nadawana składowana jest w katalogu \spool\mqueue, poczta przeznaczona do dalszej retransmisji – w katalogu *spool\rqueue* natomiast poczta przeznaczona dla operatora systemu – w katalogu *spool\mail*. Ze względu na występowanie szeregu wersji przytaczam tutaj jedynie zestaw najważniejszych rozkazów i danych konfiguracyjnych. Ich format może się różnić w zależności od wersji programu.

W zbiorze *bm.rc* zawarte są następujące informacje konfigurujące:
smtp <nazwa_katalogu> – określa nazwę katalogu docelowego np. *spool\mail*;
host <nazwa_własnego_systemu> – np. host oe1kda;
user <znak_nadawcy> – np. user oe1kda;
edit <nazwa_edytora> – np. edit wordstar;
fullname <imię_lub_nazwisko_operatora> – np. fullname Krzysztof.
Informacja ta nie jest niezbędna;
reply adres lub nazwa węzła składującego pocztę jeśli jest on lepiej znany w sieci niż stacja docelowa;
maxlet <liczba_wiadomości> – standardowo 100;
mbox <nazwa_zbioru> – określa nazwę zbioru docelowego przy wykonywaniu rozkazu save. Zbiory te mogą być przeglądane po wywołaniu za pomocą polecenia bm -f;
record <nazwa_zbioru> – podaje nazwę zbioru, do którego kopiowane są poszczególne wiadomości;
folder <nazwa_katalogu> – określa, w którym katalogu składowane są wiadomości nadane za pomocą rozkazu save.
screen bios|direct – definiuje sposób wyświetlania na ekranie, zapis bezpośredni jest szybszy, zapis przy użyciu podprogramów bios – bardziej uniwersalny (unika się konfliktów z innymi programami pracującymi równolegle).
alias – pozwala na podanie kilku alternatywnych nazw systemu docelowego, np. Krzysztof oe1kda, sp5group sp5bd sp5wca. W nagłówku nadawanej poczty podawany jest czas nadania korygowany w miarę potrzeby w oparciu o zmienną środowiskową TZ, np. set TZ=MEZ1 podaną w zbiorze autoexec.net. Brak definicji oznacza czas GMT.

Do obsługi programu bm przewidziane są następujące rozkazy:
m lista_adresatów – nadanie poczty do wymienionych adresatów;
d lista_wadomości – zaznaczenie wiadomości przewidzianych do skasowania w momencie opuszczania programu bm;
h – wyświetlenie nagłówków wiadomości;
n nazwa_skrzynki – zmiana skrzynki na podaną w rozkazie;
u lista_wiadomości – rezygnacja z kasowania zbiorów zaznaczonych przez rozkaz d;
! cmd – wykonanie rozkazu systemu operacyjnego DOS;
? – wyświetlenie pomocy (ang. *help*);
s <lista_wiadomości> <zbiór> – wpisanie (save) listy wiadomości do podanego zbioru, jeżeli nazwa zbioru nie jest podana – do zbioru określonego przez rozkaz mbox;
p <lista_wiadomości> – wydruk wyszczególnionych wiadomości, jest to też możliwe za

pomocą rozkazu "s <lista_wiadomości> PRN";
w <lista wiadomości> <zbiór> – zapis wiadomości bez nagłówków w podanym zbiorze;
f <nr_wiadomości> – retransmisja wiadomości do innych adresatów;
b <nr_wiadomości> – retransmisja podobnie jak w rozkazie f, ale bez zmiany nagłówka;
r <nr_wiadomości> – odpowiedź na podaną wiadomość, informacje o adresacie odczytywane są bezpośrednio z nagłówka oryginału;
msg <nr> – odczytanie pożądanej wiadomości;
l – wywołanie listy wiadomości przeznaczonych do nadania;
k <lista_wiadomości> – usunięcie podanych wiadomości z kolejki nadawczej;
$ – aktualizacja stanu skrzynki przez skasowanie zbiorów zaznaczonych za pomocą rozkazu d i wyświetlenie ostatnio odebranych wiadomości;
x – opuszczenie programu bm bez zmiany stanu skrytek;
q – opuszczenie programu bm połączone ze zmianą stanu skrytek;

Program BM wyposażony jest we własny prosty edytor tekstów, ale możliwe jest też używanie dowolnie wybranego innego edytora. Wszystkie rozkazy edytora poprzedzone są znakiem ~ (tytły).

~r <nazwa_zbioru> – wczytanie zbioru do edycji;
~m <nr> – wczytanie wiadomości o podanym numerze do bufora edycji;
~p – wyświetlenie tekstu na ekranie;
~e – wywołanie dowolnego innego (podanego w zbiorze bm.rc) edytora tekstów;
~q – przerwanie edycji tekstu;
~~ – umieszczenie znaku tytły w tekście;
~? – wyświetlenie pomocy (ang. help).

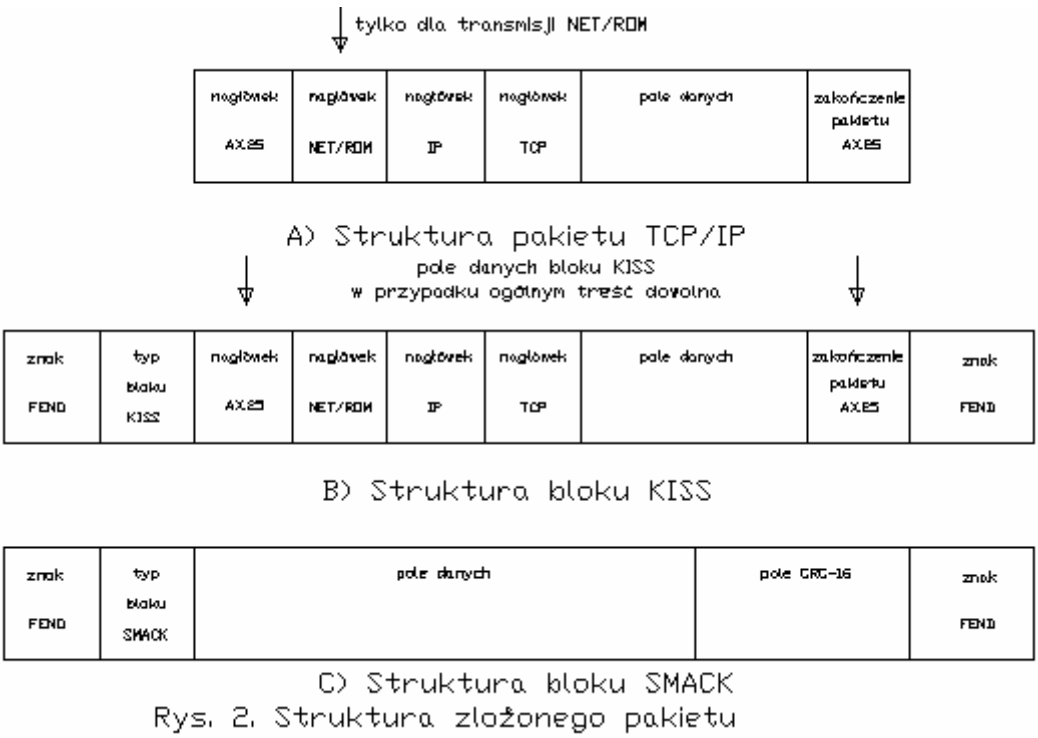
W celu nadania poczty program bm wywoływany jest z podaniem dodatkowego parametru "-s <temat_wiadomości>" oraz nazwami adresatów. Przy wywołaniu dla odczytu możliwe jest podanie parametru "-u <nazwa_skrzynki>" lub "-f <nazwa_zbioru>" zawierającego meldunki.

4.4. TRYB KISS

Szczegóły dotyczące trybu KISS są przewidziane dla bardziej zaawansowanych czytelników – początkujący operatorzy stacji pakiet radio i TCP/IP mogą zapoznać się z nimi w późniejszym terminie.

Rola kontrolera TNC w trybie KISS sprowadza sie zasadniczo do roli modemu i do przekodowywania danych z protokółu KISS na pakiety w formacie HDLC (AX.25) lub odwrotnie oraz do sterowania nadajnikiem. Dodatkowo kontroler oblicza też sumę kontrolną CRC zawartą w pakietach (lub sprawdza jej prawidłowość).

Bloki KISS ograniczone są na początku i na końcu za pomocą znaków FEND o wartości szesnastkowej 0xC0 (192 dziesiętnie). Występujący wewnątrz bloku znak FEND zastępowany jest, dla uniknięcia nieporozumień, po stronie nadawczej, przez kombinację znaków FESC-TFEND (odpowiednio znaków o wartości szesnastkowej 0xDB i 0xDC). Po stronie odbiorczej przywracany jest stan oryginalny. Analogicznie znak FESC zastępowany jest na czas transmisji przez kombinację FESC-TFESC (odpowiednio przez znaki 0xDB i 0xDD). Długość bloków KISS nie jest z góry określona ani nie zawierają one też żadnej informacji na ten temat. Oznaczeniem ich końca jest jedynie znak FEND. Wystąpienie dwóch kolejnych znaków FEND nie jest interpretowane jako odbiór pustego bloku tylko jako błąd. Struktura bloku KISS przedstawiona jest na rysunku 4.2b.



Rys. 2. Struktura złożonego pakietu

W trybie KISS stosowane są znaki ośmiobitowe bez bitu parzystości i z pojedyńczym bitem stop (oznaczenie 8N1). Sygnały synchronizujące CTS/DTR nie są stosowane, do połączenia kontrolera z komputerem wystarczy więc zwykły kabel trójżyłowy. Nie jest stosowany także protokół XON/XOFF, co przy transmisji dłuższych zbiorów może doprowadzić do przepełnienia wewnętrznego bufora w kontrolerze i straty danych oraz zawieszenia się kontrolera. Kontrolery TNC2 wyposażone w 32 kB pamięci RAM dysponują w trybie KISS około 28 kB pojemności bufora, wyposażone w 16 kB pamięci RAM – około 12 kB (dotyczy to oprogramowania TAPR, oprogramowanie TF pozostawia około

25 kB wolnej pamięci RAM w kontrolerach wyposażonych w 32 kB). Ewentualne mechanizmy zabezpieczające przed stratą danych muszą być zawarte w programie sterującym (np. NOS).

Jedynymi istotnymi parametrami kontrolera są parametry mające związek ze sterowaniem nadajnikiem: TXDELAY, PERSISTENCE, SLOTTIME, TXTAIL i FULLDUPLEX. Pozostałe parametry protokółu AX.25 muszą być ustalone w programie sterującym.

Odpowiednio rozróżniane są więc następujące typy bloków KISS:

- bloki których drugi oktet ma wartość zero są blokami informacyjnymi, są to jedyne bloki wymieniane w obie strony. Ich transmisja sygnalizowana jest za pomocą wskaźników CON i STA w kontrolerze TNC. Pozostałe bloki zawierające parametry mogą być transmitowane jedynie z komputera do kontrolera, odpytanie wartości wprowadzonych parametrów nie jest możliwe. W razie potrzeby wartości te muszą być zapamiętane przez program sterujący;

- bloki o drugim oktecie równym 1 zawierają parametr TXDELAY w postaci wielokrotności 10 ms, wartością początkową jest 50 (tzn. 500 ms). Parametr TXDELAY ustala odstęp czasu między włączeniem nadajnika i rozpoczęciem nadawania pakietu. Przed rozpoczęciem nadawania pakietu transmitowane są pola synchronizujące;

- bloki typu 2 zawierają parametr PERSISTENCE, wartością początkową jest 63 tzn. 25 %, a dopuszczalnym zakresem wartości 0 (wyłączenie) do 255. Przed przejściem na nadawanie kontroler generuje liczbę losową leżącą w zakresie od 0 do 255. Jeżeli jej wartość jest większa od wartości progowej (parametru PERSISTENCE) kontroler odczekuje odcinek czasu ustalony za pomocą parametru SLOT TIME, i jeżeli kanał jest w dalszym ciągu wolny generuje następną liczbę losową. Procedura powtarzana jest aż do przejścia na nadawanie. Algorytm ten przyczynia się do zmniejszenia liczby kolizji pakietów i jest stosowany także w oprogramowaniu TF dla kontrolerów TNC2 i TNC3;

- bloki typu 3 zawierają czas oczekiwania (ang. SLOT TIME) dla algorytmu progowego w postaci wielokrotności 10 ms, wartością początkową jest 10 (tzn. 100 ms);

- bloki typu 4 zawierają parametr TXTAIL również postaci wielokrotności 10 ms. Parametr TXTAIL określa czas włączenia nadajnika po zakończeniu pakietu;

- wartość 0 w bloku typu 5 oznacza pracę półdupleksową (jest to wartość domyślna), 1 – pracę pełnodupleksową w kanale radiowym. W pracy pełnodupleksowej kontroler przechodzi na nadawanie bez sprawdzania zajętości kanału. Pełny dupleks stosowany jest obecnie jedynie w łącznościach satelitarnych i w niektórych łączach sieci.

Opuszczenie trybu KISS i przejście do pracy w normalnym trybie TAPR lub WA8DED (TF) dokonywane jest za pomocą bloku, którego drugi oktet ma wartość 255 (0xFF szesnastkowo). Tak więc blok przełączający składa się jedynie z trzech znaków o wartościach: 0xC0, 0xFF, 0xC0. Jeżeli wykorzystywany program terminalowy nie pozwala na wyłączenie trybu KISS (np. program SP), można blok ten nadać za pomocą dowolnego telefonicznego programu terminalowego, jak PROCOMM (na komputerach klasy PC uzyskiwane są one przez naciśnięcie klawisza ALT i wprowadzenie odpowiedniej wartości cyfrowej na bocznej klawiaturze numerycznej, byłyby to więc kolejno ALT-192, ALT-255 i ALT-192). Programy grupy TCP/IP, jak NOS lub NET, nadają ten blok po podaniu rozkazu "param ax0 255" (ax0 jest przyjętą w tym przykładzie nazwą złącza

szeregowego i może się różnić w zależności od przyjętej konfiguracji). Analogicznie pozostałe parametry nadawane są za pomocą rozkazów "param ax0 1 ..." lub podobnych.

Jak widać protokół KISS nie zawiera żadnych zabezpieczeń przed przekłamaniami i dlatego powinien być stosowany jedynie na krótkich połączeniach pomiędzy kontrolerem i komputerem, w przeciwnym przypadku może się okazać najsłabszym ogniwem całego łącza pakiet radio.

Oprócz współpracy z programami TCP/IP tryb KISS pozwala także na wykorzystanie kontrolerów wyposażonych w oprogramowanie TAPR z programami terminalowymi przeznaczonymi dla trybu podporządkowanego (SP, GP). Ze względu na fakt, że nowsze wersje sterowników KISS pozwalają na pracę w protokóle DAMA daje to możliwość korzystania z niego także przez użytkowników, którzy z różnych względów nie chcą zrezygnować z oprogramowania TAPR (nie pozwala ono narazie na korzystanie z protokółu DAMA). Jednym z powodów pozostawania przy wersji TAPR jest zainstalowana tam i pracująca samodzielnie skrzynka elektroniczna, innym może być chęć odbioru map pogody w standardzie WEFAX. W tryb KISS wyposażony jest także węzeł X1J dzięki czemu może on być wykorzystywany przez operatora do prowadzenia równoległych łączności AX.25 albo TCP/IP.

Odmianą protokółu KISS jest protokół SMACK. Bloki informacyjne w tym protokóle oznaczone są za pomocą znaku 0x80 zamiast 0x00 w drugim oktecie bloku i zawierają na końcu sumę kontrolną CRC-16 w kolejności bajt niższy, bajt wyższy. Pozostałe bloki rozkazowe nie są zabezpieczone za pomocą sumy kontrolnej. Zachowana została tu ogólna struktura bloków i zasada wtrącania znaków wprowadzających. Oprogramowanie TF począwszy od wersji 2.7 dla kontrolerów TNC2 i nowsze wersje sterowników (TFKISS) mogą automatycznie rozpoznać możliwość pracy w protokóle SMACK i dokonać odpowiedniego wyboru. Pojawienie się wersji oprogramowania TCP/IP pracującej w protokóle SMACK jest jedynie kwestią czasu.

Podobnej klasy uproszczonymi protokółami są RXBLOCK (TAPR), protokół używany przez oprogramowanie WA8DED (TF) w trybie podporządkowanym i protokół wymiany danych pomiędzy kontrolerami pracującymi jako węzły NET/ROM/TheNet – protokół NRS – w przypadku sprzężenia większej ich liczby w jeden węzeł.

4.5. ZASTOSOWANIE PRZEGLĄDARKI INTERNETOWEJ

4.5.1. UWAGI WSTĘPNE

Przeglądarki internetowe i inne programy dodatkowe jak klienci Telnet, FTP i PING wchodzące w skład systemów operacyjnych Windows95/98 albo dostępne dodatkowo korzystają z bibliotek usługowych systemu (winsock.dll, wsock32.dll itp.). Bibioteki te przewidziane do zastosowań komercyjnych obsługują protokóły SLIP i PPP a także współpracują z typowymi kontrolerami sieciowymi np. Ethernet. Nie obsługują one jednak stosowanych w sieci amatorskiej protokółów AX.25 ani KISS. Możliwości bezpośredniej współpracy z siecią amatorską i stosowanym w niej wyposażeniem (np. kontrolerami TNC) jest mocno ograniczone. Jedną z możliwości jest użycie kontrolerów TNC wyposażonych w protokół SLIP – kontrolerów TNC3 lub TNC2 po wymianie oprogramowania. Inną jest użycie kontrolera wyposażonego w wejście sieciowe – np. kontrolera TNC4E. Kontroler TNC4E jest odmianą kontrolera TNC3 wyposażoną w złącze Ethernet zamiast zwykłego złącza szeregowego RS-232. Kontrolery TNC3 i TNC4E są jednak urządzeniami dość drogimi i mało znanymi na krajowym tynku. O ile kontrolery TNC3 są obecnie dostępne w kilku krajach zachodnich o tyle kontrolery TNC4E są narazie dostępne tylko na rynku niemieckim. Stosunkowo najtańszym rozwiązaniem pozostaje wymiana oprogramowania w kontrolerach TNC2 na wersję obsługującą protokół SLIP. Oprogramowanie to rozpowszechniane jest w sieci pakiet radio i w Internecie. Czasami stosowane są też rozwiązania bardziej skomplikowane np. sprzężenie w sieć lokalną dwóch komputerów, z których jeden stanowi terminal użytkownika (wywołana jest na nim przeglądarka internetowa) a drugi – węzeł pośredniczący z siecią AX.25. Węzeł pracujący pod kontrolą jednego z programów z rodziny NOS ma za zadanie przekodowywanie datagramów odebranych z terminalu (przeglądarki) na pakiety KISS i przekazywanie ich do kontrolera lub odwrotnie. Konfiguracja ta jest nie tylko dość skomplikowana ale i kosztowna, chyba że użytkownik dysponuje starszymi podzespołami, z których może złożyć komputer pomocniczy. Wymagania stawiane takiemu komputerowi nie są wprawdzie wysokie, do instalacji programu NOS pod systemem DOS wystarczą: procesor 80386, 640 kB pamięci RAM i w najprostszym przypadku tylko stacja dyskietek lub twardy dysk o małej pojemności, niemniej jednak nie jest to rozwiązanie optymalne dla szerokich rzesz użytkowników. Czasami stosowane były też rozwiązania, w których zarówno NOS jak i przeglądarka pracowały na tym samym komputerze, musiał być on jednak wyposażony w dwa kontrolery sieciowe połączone na zewnątrz za pomocą kabla. Również i to rozwiązanie wymaga poniesienia dodatkowych kosztów na dwa kontrolery sieciowe. Dodatkowo blokowane są tu dwa wtyki na płycie głównej. Podejmowane były także próby zastąpienia kontrolerów sieciowych przez sterowniki symulujące ich obecność i połączone (logicznie) ze sobą za pomocą dodatkowych sterowników symulujących pracę sieci. Rozwiązanie to jest wprawdzie niedrogie (autorami sterowników są krótkofalowcy udostępniający je nieodpłatnie do użytku) ma jednak zasadniczą wadę: otrzymujemy łańcuszek lub inaczej mówiąc piramidkę sterowników, które niekoniecznie współpracują ze sobą bezbłędnie (często są pisane przez różnych autorów) a diagnoza przyczyn zakłóceń przekracza możliwości przeciętnych użytkowników.

Inną, stanowiącą temat niniejszego podrozdziału możliwością jest wykorzystanie

oprogramowania węzła PC/Flexnet jako pośrednika między bibliotakami usługowyni Windows i wyposażeniem niezbędnym do pracy w sieci AX.25-TCP/IP tzn. kontrolerami TNC, modemami BayCom itd.

Sposób instalacji i wywołania oprogramowania PC-Flexnet przedstawiony jest poniżej w dużym skrócie. Zasadnicza uwaga poświęcona jest wykorzystaniu oprogramowania PC/Flexnet do celów łączności TCP/IP. Więcej szczegółów dotyczących instalacji, konfiguracji i użycia w/w oprogramowania znajdzie czytelnik w instrukcji do programu. Oprogramowane jest obecnie dostępne w wersji 32-bitowej przeznaczonej do pracy pod systremami operacyjnymi Windows 95 i 98.

4.5.2. NIEZBĘDNE ZBIORY FLEXNET

Oprogramowanie PC/Flexnet dostępne jest w sieciach pakiet radio i w Internecie. Składa się ono z szeregu modułów głównych i sterowników związanych z zastosowanym sprzętem. Przed rozpoczęciem instalacji należy zaopatrzyć się w następujące archiwa programu:
PCF.LZH – zawierające jądro programu,
Flex95.LZH – zawierające moduły dla współpracy z systemem operacyjnym,
FlexIP95.LZH – zawierające moduły niezbędne do pracy TCP/IP (sterownik imitujący kontroler sieciowy),
TFEMU.LZH – emulator trybu podporządkowanego stanowiący łącznik między programem węzła i programem terminalowym,
BCT 1.6 – program terminalowy, w łącznościach TCP/IP niezbędny tylko do celów konfiguracyjnych i diagnostycznych.
Dodatkowo (zależnie od posiadanego sprzętu) niezbędne jest zaopatrzenie się w jeden lub więcej z podanych poniżej sterowników:
DUMMY.LZH – sterownik pomocniczy służący do rezerwacji kanałów logicznych,
SER12.LZH – sterownik dla modemu BayCom na złączu szeregowym (dla szybkości 1200 bit/s),
KISS.LZH – sterownik trybu KISS,
6PACK.LZH – sterownik dla kontrolera TNC2/TNC3 wyposażonego w protokół 6PACK, jest to rozwiązanie zalecane dla użytkowników kontrolerów TNC. Archiwum zawiera również oprogramowanie dla kontrolera TNC2, które musi być zapisane w pamięci EPROM. Oprogramowanie 6PACK dla kontrolera TNC3 dostępne jest oddzielnie w sieci pakiet radio.
PAR96.LZH – sterownik dla modemów 9600 bit/s (BayCom, PICPAR) dołączonych do złącza drukarki (LPT),
SM_WIN95.LZH – sterownik dla płytki muzycznej standardu "Soundblaster". Jest to wariant o tyle atrakcyjny, że płytki muzyczne mogą być również wykorzystywane jako modemy do pracy emisją SSTV.

4.5.3. INSTALACJA PC/FLEXNET

Instalacja oprogramowania PC/Flexnet polega na założeniu katalogu programu noszącego np. nazwę \Flexnet, skopiowaniu do niego niezbędnych archiwów i rozpakowaniu ich za pomocą programu LHA.EXE. Następnie należy skasować niepotrzebne już archiwa. Zalecane jest sporządzenie kopii bezpieczeństwa archiwów przed ich skasowaniem. Czasami dostępne są również archiwa samorozpakowujące się o tych samych nazwach jak wymienione powyżej a różniące się jedyniem rozszerzeniem nazwy zbioru – EXE. W celu rozpakowania należy je wówczas wywołać tak jak wszystkie inne programy pod systemem DOS.

4.5.4. PLIK WYWOŁAWCZY FLEXNET

Oprogramowanie PC/Flexnet wymaga wywołania kilku jego modułów i sterowników w należytej kolejności i z należytymi parametrami. Najwygodniejszym sposobem wywołania jest wykorzystanie do tego celu pliku wsadowego typu BAT, np. pliku F.BAT. Przykład zawartości pliku podany jest poniżej:

```
rem ------------------------------------------------------
rem plik wywoławczy pc-flexnet pod systemem DOS
rem w poniższym przykładzie czynny jest sterownik dla
rem modemu baycom na złączu szeregowym.
rem w zależności od wyposażenia należy dodać lub usunąć
rem znaki komentarza w odpowiednich liniach

@echo off
rem ładowanie jądra programu
lh flexnet
if errorlevel 1 goto exit
rem ładowanie sterowników, pierwszy sterownik przypisany jest
rem do kanału 0, następny - do kanału 1 itd.
rem ładowanie sterownika dla modemu baycom na złączu szeregowym
lh ser12 2
if errolevel 1 goto exit

rem ładowanie sterownika kiss dla złącza COM2
rem kiss 2
rem if errorlevel 1 goto exit

rem ładowanie sterownika dla modemu par96 (picpar) na złączu LPT1
rem par96 1
rem if errorlevel 1 goto exit
rem ew. dalsze sterowniki modemów lub TNC
.............................
rem ładowanie modułu flexnet
flex
if error 1 goto exit

rem konfiguracja programu za pomocą fset
rem (szybkość transmisji dla kanału 0 wynosi 1200 bit/s)
fset mode 0 1200
rem czas txdelay dla kanału 0 - 180 ms
fset txd 0 18
rem powyższe linie niezbędne są zarówno do pracy
rem pod systemem DOS jak i Windows 95/98
rem ciąg dalszy niezbędny jest do pracy pod systemem DOS
rem i do celów diagnostycznych. Wywołania te są zbędne
rem w pracy TCP/IP pod systemem Windows 95/98
rem symulator trybu podporządkowanego jest niezbędny tylko
```

```
rem przy użyciu programów termInalowych SP, GP i podobnych
rem jest on zbędny przy użyciu programu BCT
rem tfemu
rem wywołanie programu terminalowego BCT
bct
rem wywołanie gp (po uprzednim wywołaniu tfemu)
rem gp286
:exit
rem usunięcie flexnet po zakończeniu pracy
flex /u
rem-------------------------------------------------------
```

Po zakończeniu instalacji PC/Flexnet i wywołaniu programu pod systemem DOS należy przeprowadzić próby łączności pakiet radio i w razie potrzeby skorygować instalację i konfigurację programu. Dopiero po przekonaniu się o prawidłowej pracy programu należy usunąć z pliku wywoławczego część przeznaczoną do pracy pod systemem DOS i dodać wywołanie pliku w AUTOEXEC.BAT (np. za pomocą linii o zawartości @CALL F.BAT lub podobnej w zależności od rzeczywistej ścieżki dostępu.
W trakcie wywołania pod systemem Windows 95 wywoływany jest wirtualny sterownik Flexnet.vxd. Na ekranie pojawia się na krótko jego okno a następnie symbol w pasku zadaniowym u dołu ekranu (obok zegara). Najechanie znacznikiem myszy na symbol pozwala na otwarcie menu, które zawiera m.in. punkt "Parameters" ("parametry"). Pozwala on na skontrolowanie prawidłowości ustawionych parametrów sterownika.

Po otwarciu okna monitora ("Trace") można już wówczas śledzić przebieg komunikacji pakiet radio w kanale radiowym. Dla dalszej kontroli prawidłowej pracy programu pod systemem Windows 95/98 należy wywołać w oknie DOS program terminalowy BCT i przeprowadzić próbną łączność pakiet radio najlepiej z najbliższym węzłem lub skrzynką AX.25.

W podanym powyżej przykładzie instalacji można oczywiście zamiast podanych sterowników wprowadzić wywołania dla sterowników 6PACK lub płytki muzycznej w zależności od wyposażenia stacji. Instalacja ta pozwala na korzystanie z oprogramowania PC/Flexnet w łącznościach pakiet radio nietzależnie od ew. zastosowań w łącznościach TCP/IP. Dopiero po sprawdzeniu prawidłowości i stabilności pracy należy przystąpić do następnego kroku jakim jest konfiguracja do pracy TCP/IP.

4.5.5. KONFIGRACJA TCP/IP POD WINDOWS 95

Archiwum FLEX95IP.LZH zawiera sterownik symulujący kontroler sieciowy. Sterownik ten pośredniczy między biblioteką usług TCP/IP systemu Windows 95 i oprogramowaniem PC/Flexnet. Po rozpakowaniu archiwum do katalogu *Flexnet* należy zainstalować sterownik jako "pseudo-kontroler sieciowy" w menadżerze urządzeń Windows 95. W tym celu należy wywołać "Panel sterowania", wybrać w nim pozycję "Sieć" a w niej punkt "Karty sieciowe" i nacisnąć przycisk ekranowy "Dodaj". Na ekranie otwierane jest okno dialogowe, w którym należy nacisnąć przycisk "Z dyskietki" a w otwartym dalej oknie wyboru – przycisk "Szukaj". Należy przejść do katalogu *Flexnet* i wybrać w nim zbiór o nazwie IPAX.INF. Po potwierdzeniu za pomocą przycisku "OK" okno zostaje zamknięte. Po kolejnym potwierdzeniu za pomocą przycisku "OK" wracamy do okna dialogowego wyboru kontrolera sieciowego. Powinna być nim obecnie wyświetlona pozycja "FlexNetIP->AX.25", którą należy wybrać i potwierdzić za pomocą przycisku "OK". W wyniku tej akcji sterownik zostaje zainstalowany jako pseudo-kontroler sieciowy.

Następną czynnością jest instalacja protokółów TCP/IP wchodzących w skład Windows 95/98 o ile nie zostały już zainstalowane wcześniej. Również i w tym przypadku

należy w oknie "Panel sterowania" wybrać pozycję "Sieć", z tym że w oknie sieci wybieramy teraz pozycję "Protokóły". W otwierających się kolejno oknach dialogowych należy wybrać producenta "Microsoft" i pozycję "TCP/IP". Po potwierdzieniu następuje skopiowanie odpowiednich zbiorów z dysku instalacyjnego Windows (CD-ROM) – dysk należy oczywiście uprzednio włożyć do stacji CD-ROM. Po zakończeniu instalacji wymagane jest ponowne uruchomienie komputera.

Po uruchomieniu należy znowu przejść do okna konfiguracji sieci i usunąć w nim wszystkie powiązania pseudo-kontrolera "FlexNetIP->AX.25" poza powiązaniem z protokółem TCP/IP. Dokonuje się tego poprzez pozycję "Właściwości" z menu kontekstowego kontrolera. W oknie musi pozostać jedynie wpis "TCP/IP->FlexNetIP->AX.25". Po otwarciu związanego z nim menu kontekstowego należy ponownie wybrać pozycję "Właściwości" i następnie na kolejnych kartach wprowadzić kolejno:
- otrzymany od koordynatora adres IP, np. 44.143.16.144
- maskę sieci: 255.255.255.0,
- z karty powiązania usunąć wszystkie powiązania,
- w karcie baza danych DNS wprowadzić nazwę (znak) najbliższego węzła dysponującego adresową bazą danych (DNS) oraz jego adres IP, (na żądanie przypisania dodatkowego sterownika należy odpowiedzieć negatywnie) i nacisnąć przycisk "Dodaj". Jako oznaczenie domeny należy podać "ampr.org".
- w karcie bramki TCP/IP należy podać adres IP węzła sieci, z którego zamierzamy korzystać i również nacisnąć przycisk ekranowy "Dodaj".

W przypadku braku dostępu do adresowej bazy danych DNS można umieścić przypisanie adresów numerycznych i symbolicznych w pliku HOSTS, który zajduje się w katalogu *windowssystem*. Jest to jednak wariant bardziej pracochłonny i wymagający stałej aktualizacji zawartości pliku. W przeciwnym przypadku pozostaje jedynie korzystanie z adresów numerycznych.**

Po zakończeniu konfiguracji należy ponownie uruchomić komputer aby dane te były wykorzystywane przez system. Po załadowaniu programu Flexnet należy w menu kontekstowym jego symbolu w listwie zadań wybrać pozycję "Tools" ("Narzędzia") i sprawdzić jeszcze raz wszystkie parametry a następnie wybrać pozycję ""AX.25 routes" ("Trasy AX.25") i wprowadzić trasę AX.25 do najbliższego węzła TCP/IP. Pozostałe trasy zostaną zarejestrowane automatycznie w czasie dalszych łączności. Kolejnym krokiem jest wybranie z menu kontekstowego pozycji "AX.25 Tree view" ("Podgląd tras AX.25") i sprawdzenie jeszcze raz prawidłowości tras. Punkt "IP Routes" z menu kontekstowego powoduje otwarcie okna, w którym wymienione są wszystkie znane trasy IP. Spis zawiera adresy IP, adresy sprzętowe ARP, znaki stacji i dane statystyczne.

4.5.6. SESJA PING POD WINDOWS 95

Po zakończeniu konfiguracji należy dla jej sprawdzenia wywołać program PING.EXE instalowany wraz z systemem Windows 95. W tym celu należy otworzyć okno DOS i w wywołaniu podać adres IP najbliższego węzła lub stacji kolegi, z którym przeprowadzamy próby oraz parametr "-w 60000" ustalający czas oczekiwania na odpowiedź np.:
ping -w 60000 44.165.32.1
Wartość 60000 oznacza 60 sekund oczekiwania. W zależności od lokalnej sytuacji i odległości od węzła czas oczekiwania może być dłuższy lub krótszy od podanego w przykładzie.

4.5.7. PRZEGLĄDARKI

W skład systemów Windows 95/98 wchodzą dodatkowe programy przeznaczone do prowadzenia łączności TCP/IP a mianowicie klient TELNET i klient FTP. Sposób ich wywołania jest podobny jak w przypadku programu PING a zakres zastosowań i przebieg sesji odpowiadają opisanym dla oprogramowania NOS. Najciekawszą i najbardziej atrakcyjną możliwością jest wykorzystanie przeglądarki internetowej. Po jej wywołaniu należy w oknie adresowym podać adres symboliczny lub adres IP najbliższej skrzynki sieci pakiet radio oferującej usługi HTTP (wyposażonej w wersję BCM począwszy od 1.39), np.:
http://oe1xlr.ampr.org
lub
http://44.143.20.1

Po uzyskaniu połączenia użytkownik może korzystać z informacji zawartych w skrzynce w komfortowy sposób znany z sieci Internetu.

Przed nawiązaniem połączenia HTTP należy jednak zapoznać się z tekstami informacyjnymi skrzynki i dowiedzieć się z nich jaki adres IP używany jest przez usługę HTTP, jaki znak (adres przętowy ARP) jest przypisany do tego celu oraz który z kanałów logicznych jest powiązany z usługą. W przypadku bardziej rozbudowanych stacji są to często adresy i znaki różne od stosowanych w pozostałych łącznościach TCP/IP lub AX.25. Przeważnie stosowany jest też kanał logiczny o numerze 8080, nie jest to jednak regułą. Często także operatorzy skrzynek uruchamiają serwer buforowy PROXY co należy również uwzględnić w konfiguracji przeglądarki. Również i tutaj należy podać właściwy numer kanału logicznego. Skrzynki BCM mogą też oferować usługi SMTP i POP.

Przed podjęciem prób łączności HTTP dobrze jest wogóle sprawdzić parametry konfiguracyjne przeglądarki a w wątpliwych przypadkach zapoznać się z jej opisem lub tekstami pomocy.

4.5.8. DALSZE PERSPEKTYWY

Kolejnym krokiem, na który mogą się poważyć chętni do eksperymentów czytelnicy może być uruchomienie własnej skrzynki HTTP (serwera). W sieci Internetu dostępnych jest wiele programów sewerów j.np. HTTPD, FNORD i podobne. Nie sprawdzałem jeszcze ich współpracy z powyższą konfiguracją, należy jednak oczekiwać, że doświadczenia zdobyte w trakcie uruchamiania PC/Flexnet i przeglądarki ułatwią ich wykorzystanie w sieci amatorskiej.

5. WIĘKSZE SZYBKOŚCI TRANSMISJI

W miarę wzrostu natężenia ruchu konieczne staje się przechodzenie na większe szybkości transmisji w systemie pakiet radio. W pierwszym rzędzie w zakresach UKF mogą to być szybkości 2400 i 9600 bit/s. Większość z obecnie dostępnych kontrolerów TNC wyposażona jest fabrycznie jedynie w modemy 1200 bit/s, a tylko niektóre w modemy 2400 bit/s lub 9600 bit/s, konieczne więc będzie podłączenie dodatkowego modemu zewnętrznego. Użycie większych szybkości, 56 kbit/s i więcej, możliwe jest obecnie tylko w pasmach mikrofalowych. Wyższe szybkości transmisji wymagają zastosowania innych rodzajów modulacji – najczęściej stosowana jest modulacja fazy QPSK i bezpośrednia modulacja FSK.

5.1. PODSTAWY TEORETYCZNE

Przed omówieniem strony praktycznej konieczne jest jednak krótkie zajęcie się stroną teoretyczną. Przede wszystkim interesujące jest rozważenie teoretycznych granic powiększania szybkości transmisji w systemach cyfrowych, a natępnie porównanie stosowanych obecnie rodzajów modulacji pod względem ich odporności na szumy i zakłócenia. W rozważaniach tych ograniczam się do niezbędnego minimum, jest ono jednak konieczne dla zrozumienia istoty problemów i możliwości dalszego rozwoju techniki transmisji cyfrowych.

Maksymalną teoretyczną przepustowość kanału w zależności od szerokości pasma przenoszenia oraz stosunku sygnału do szumu określa wzór Shannona. Liczba rozróżnialnych na wyjściu kanału stanów sygnału M zależna jest od szerokości pasma W, stosunku sygnału do szumu P/N i od struktury statystycznej sygnału i szumu. Praktycznie M zależy również od metody detekcji sygnału, czyli od właściwości odbiornika. Jeśli wszystkie rozróżnialne poziomy są równoprawdopodobne (żaden nie jest uprzywilejowany), to przepustowość kanału wyraża się wzorem:

Ct = 2Wlog M [bit/s]

Zawężenie pasma przenoszenia w stosunku 1/a (a > 1) wymaga albo zwiększenia czasu nadawania do aT (zmniejszenia szybkości transmisji), albo zwiększenia przedziałów rozróżnialności w stosunku M^a, co oznacza konieczność zwiększenia mocy sygnału lub zmniejszenia mocy zakłóceń. Ilustruje to następujący przykład: dla zmniejszenia pasma zajmowanego przez sygnał pakiet radio o połowę konieczne byłoby zmniejszenie szybkości transmisji również o połowę (czas transmisji byłby dwa razy dłuższy) lub przejście na system modulacji, w którym stosowanoby zamiast 2 stanów sygnału – częstotliwości – cztery (2^2).

Uwzględniając zależność M od struktury statystycznej sygnału i szumu Shannon wykazał, że maksymalną przepustowość kanału uzyskuje się dla gausowskiej struktury sygnału i szumu.

Uzyskana w tym przypadku przepustowość kanału wyrażona jest wzorem Shannona: Ct = 2Wlog(1 + P/N).

Wynika z niego, że np. dla kanału telefonicznego o szerokości pasma 3,4 kHz i stosunku sygnału do szumu rzędu 30 dB przepustowość kanału wynosi ok. 30 kbit/s, natomiast przy odstępie 50 dB równa jest ok. 56 kbit/s, a dla kanału telegraficznego o szerokości pasma 40 Hz i stosunku 6 dB przepustowość wynosi 80 bit/s. Dokładniejsze zestawienie przedstawione jest w tabeli 5.1.

Tabela 5.1.

Służba	W	P/N [dB]	Cmaksimum	Crzeczywiste [bit/s]
CW (10 zn/s)	40 Hz	6	80	25
Dalekopisy	112 Hz	26	970	50
Telefon	3 kHz	50	56 kbit/s	50-100
Radiof. śr. falowa	6 kHz	70	140 kbit/s	100-200
Radiof. UKF	15 kHz	70	350 kbit/s	250-500
Telewizja	5 MHz	60	60 Mbit/s	ok. 200000

W większości omówionych dotąd systemów modulacji FSK/AFSK występowały dwa stany (tony) odpowiadające umownie sygnałom "mark" i "space". Modulacja fazy daje już znacznie więcej możliwości. W najprostszym przypadku modulacji dwufazowej (BPSK) występowały sygnały o fazach 0 i 180 stopni. Znacznie częściej stosowana jest jednak modulacja czterofazowa (QPSK). Skok fazy wynosi w tym przypadku 90 stopni, co oznacza, że możliwymi położeniami fazy podnośnej są: 0, 90, 180 i 270 stopni lub 45, 135, 225 i 315 stopni (jest to sprawa umowna zależna od przyjętej fazy odniesienia). Sygnał modulujący grupowany jest w zestawy dwubitowe, tak więc szybkość transmisji jest 2-krotnie większa od szybkości modulacji. Dla szybkości transmisji 2400 bit/s szybkość modulacji wynosi 1200 bodów. Modulacja QPSK stosowana jest m. in. w standardzie V.26. Pod względem właściwości szumowych systemy modulacji BPSK i QPSK są sobie równoważne. Zasada pracy modemu PSK omówiona jest szczegółowo w dalszej części rozdziału. W standardach V.29 i V.32 stosowane są grupy czterobitowe. W tym przypadku dwie grupy dwubitowe modulują odpowiednio w amplitudzie i fazie dwa sygnały podnośnej przesunięte w fazie o 90 stopni. Ten mieszany rodzaj modulacji nazywany jest modulacją kwadraturową AM (QAM). W stosunku do czystej modulacji wielofazowej, o liczbie stanów większej od czterech, modulacja ta charakteryzuje się większym odstępem poszczególnych stanów, a więc i większą odpornością na zakłócenia niż czysta modulacja fazowa. Dla czystej modulacji fazowej odstęp fazy pomiędzy poszczególnymi stanami logicznymi wynosiłby 360/16 czyli 22,5 stp.

Na podstawie charakterystyki szumowej różnych rodzajów modulacji można obliczyć prawdopodobieństwo P wystąpienia błędu przy odbiorze sygnałów telegraficznych (dla uproszczenia pomijam tu wyprowadzenie wzorów). Przy synchronicznej demodulacji sygnału AM prawdopodobieństwo to równe jest (modulacja synchroniczna nie jest obecnie stosowana w systemach amatorskich):

$$P = 0,5 - 0,5\ I(k\sqrt{P/N}) \qquad \text{[wzór 5.1]}$$

gdzie I(X) jest funkcją błędu

$$I(k\sqrt{P/N}) = \frac{2}{\Pi} - \int_0^{k\sqrt{P/N}} e^{-x^2}\,dx \qquad \text{[wzór 5.2]}$$

a stała k określa względny poziom progu decyzji (rozróżnienia poziomu 0 od 1, czyli "mark" od "space"), dla detekcji obwiedni AM (ASK) prawdopodobieństwo to wynosi

$$P = \frac{1}{\sqrt{\Pi}\ \sqrt{P/N}}\, e^{-0.25\,(P/N)}$$

[wzór 5.3]

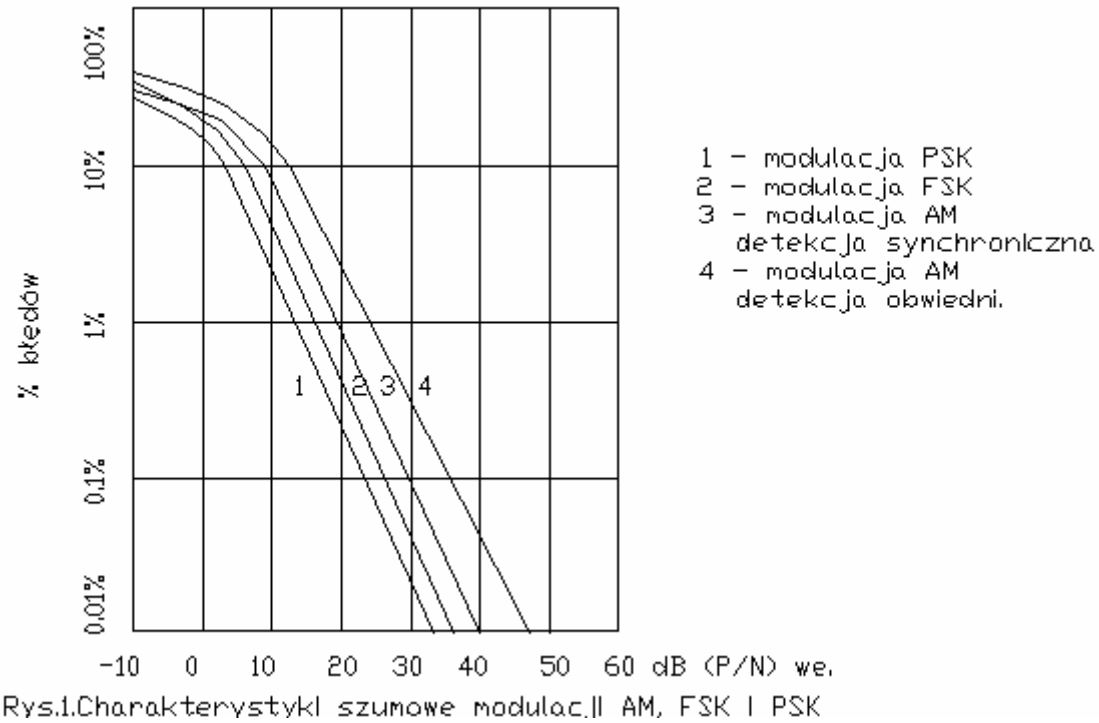
dla modulacji częstotliwości (FSK):

$$P = \frac{1}{2}\, e^{-P/N} \qquad \text{[wzór 5.4]}$$

a dla modulacji fazy (PSK):

$$P = \frac{1}{2}\,(1 - I(P/N)) \qquad \text{[wzór 5.5]}$$

Ze wzorów tych wynika, że najniższą stopę błędów wykazuje telegrafia z modulacją fazy, następnie idzie modulacja FM, a najgorsze rezultaty daje detekcja obwiedni AM (rysunek 5.1). W większości rozwiązań modemów AFSK kontrolerów TNC i modemów dalekopisowych RTTY stosowana jest demodulacja jednotonowa odpowiadająca detekcji AM. Ze względów oszczędnościowych konstruktorzy decydują się na pogorszenie parametrów odbioru. W wielu rozwiązaniach fabrycznych stosowane są filtry wejściowe o zbyt szerokiej charakterystyce przenoszenia lub brak ich jest wogóle, co dodatkowo przyczynia się do zwiększenia odstępu między wartościami teoretycznymi i osiąganymi w praktyce. W transmisjach cyfrowych na falach krótkich występują także zakłócenia interferencyjne, wywołane wielodrożnym odbiorem sygnału. Także i na ten rodzaj zakłóceń modulacja fazy wykazuje wyższą odporność, aniżeli pozostałe przedstawione systemy. Z tego też powodu bywa ona stosowana w łącznościach wykorzystujących odbicia od śladów meteorów (ang. *meteor scatter*). Interesujące byłoby także zastosowanie modulacji fazy w amatorskich łącznościach pakiet radio na falach krótkich.



Rys.1.Charakterystyki szumowe modulacji AM, FSK i PSK

Zwiększanie szybkości transmisji cyfrowej pociąga za sobą wzrost szerokości pasma

sygnału lub też konieczność użycia modulacji o większej liczbie poziomów kwantyzacji (np. wielostanowej modulacji fazy) bez zmiany szerokości pasma. W drugim ze wspomnianych przypadków konieczne jest zwiększenie stosunku sygnału do szumu, czyli wzrost mocy nadawania według wzoru Shannona (w pierwszym przypadku pożądany stosunek sygnału do szumu, a więc i moc nadawania zmieni się).

5.1.1. PORÓWNANIE SYSTEMÓW MODULACJI

Z wykresu przedstawionego na rysunku 5.1 wynika, że przy tej samej szybkości transmisji i stopie błędów odstęp sygnału do szumu dla modulacji PSK jest ok. 2 do 3 dB mniejszy aniżeli dla modulacji FSK.

W dalszym ciągu pragnę porównać poszczególne systemy modulacji pod względem stopy błedów. W porównaniu tym opieram się na wzorze Shannona, jednak ze względu na to, że osiągane obecnie szybkości odbiegają znacznie od wartości teoretycznej porównanie dokonywane jest w stosunku do stopy błędów uzyskiwanej w transmisji 1200 bit/s, FSK w kanale o szerokości 3 kHz, a nie w stosunku do wartości teoretycznej. O ile się orientuję, tego typu względne porównanie nie było dotąd przeprowadzone. Krzywa otrzymywana ze wzoru Shannona jest krzywą logarytmiczną, dlatego też uzyskane wyniki ważne są jedynie w wąskim zakresie. Są one jednak zgodne z wynikami odczytanymi z krzywych obrazujących stopę błędów.

W przytoczonych niżej wzorach zamiast bezwzględnego stosunku C/2W występuje stosunek względny odnoszący się do podanego powyżej kanału wzorcowego.

W czterostanowej modulacji fazy stosowanej dla szybkości transmisji 2400 bit/s stosunek ten wynosi 2 (odpowiada to podwójnej szybkości transmisji przy tej samej szerokości kanału i szybkości modulacji 1200 bodów).

Wynika stąd:

$$\lg(1 + P/N) = 2$$

$$1 + P/N = 4$$

P/N = 3 dB w stosunku do dwufazowej modulacji PSK. Dla porównania z modulacją FSK należy jeszcze odjąć różnicę pomiędzy tymi rodzajami modulacji. Dla niewielkich stóp błędów wynosi ona ok. 2 dB, dlatego też wypadkowa różnica wynosi +1 dB. W przypadku czterofazowej modulacji PSK z szybkością 1200 bit/s (stosowanej w łącznościach satelitarnych) szerokość pasma jest dwa razy mniejsza co pozwala na odjęcie 3 dB. Wypadkowa różnica wynosi więc -2 dB. Uwzględniając tą różnicę szerokości pasma można stwierdzić, że systemy modulacji dwu- i czterofazowej są sobie równoważne przy tej samej szybkości transmisji.

Dla szybkości transmisji 4800 bit/s i szybkości modulacji 1200 bodów albo szybkości transmisji 9600 bit/s i szybkości modulacji 2400 bodów (jest to także możliwe w kanale o szerokości 3 kHz, standard V.29) stosunek ten wynosi 4 (występuje tu 16 możliwych stanów):

$$\lg(1 + P/N) = 4$$

$$1 + P/N = 16$$

P/N = 15 dB.

Wypadkowa różnica po odjęciu 2 dB wynosi +13 dB w stosunku do modulacji FSK.

Przy szybkości transmisji 9600 bit/s i modulacji FSK stosowanej przez modemy oparte na standardzie G3RUH wymagane pasmo przenoszenia wynosi ok. 8 kHz (stosunek 8/3), a przyrost szybkości 8, wypadkowy współczynnik wynosi więc 3.

$$\lg(1 + P/N) = 3$$

$$1 + P/N = 8$$

P/N = 7 dB w stosunku do 1200 bit/s FSK.

Dla porównania powyższych wyników z krzywymi obrazującymi stopę błędów przed-

stawiam poniższe zestawienie (tabela 5.2). Wielkość M oznacza tu liczbę rozróżnianych stanów.

Tabela 5.2.

Stopa błędów [%]	FSK; M = 2 [dB]	PSK; M = 2 [dB]	PSK; M = 4 [dB]	ASK; M = 2 [dB]	PSK; M = 16 [dB]
1	6	4	8	12,5	20
0,1	8	7	10	14	22
0,01	9	8	12	15,5	23

W tabeli 5.2 zawarte są wartości bezwzględne stosunku sygnału do szumu. Dla ułatwienia w tabeli 5.3 przytaczono odpowiednie różnice.

Tabela 5.3.

Stopa błędów [%]	FSK; M = 2 [dB]	PSK; M = 2 [dB]	PSK; M = 4 [dB]	ASK; M = 2 [dB]	PSK; M = 16 [dB]
1	0	-2	+2	+6,5	+14
0,1	0	-1	+2	+6	+14
0,01	0	-1	+3	+6,5	+14

Porównanie wyników teoretycznych obliczonych ze wzoru Shannona z przedstawionymi w tablicach wykazuje różnice rzędu 1 dB, przy czym należy tu jeszcze uwzględnić dokładność odczytu. Wykresy przytaczane są wielokrotnie w odpowiedniej literaturze, dla uproszczenia podaję tutaj najważniejsze dane w formie tabelarycznej. Potwierdza to prawidłowość metody porównań względnych opartych na wzorze Shannona. Metoda ta może być więc stosowana także dla innych porównań.

Jak wynika z powyższych porównań stosunki sygnału do szumu dla transmisji z szybkością 1200 bit/s FSK (AFSK) i z szybkością 2400 bit/s PSK różnią się nieznacznie, co oznacza, że dzięki wyborowi korzystniejszego rodzaju modulacji można lepiej wykorzystać kanał transmisyjny.

Interesujące jest także porównanie systemu transmisji opartego na standardzie G3RUH (FSK, 9600 bit/s) z systemem 9600 bit/s PSK. Różnica na niekorzyść modulacji PSK wynosi 6 dB i jest istotna tylko na granicy zasięgu stacji. Zaletą modulacji PSK z wykorzystaniem podnośnej 1800 Hz jest to, że leży ona w środku kanału przenoszenia radiostacji; odpada więc konieczność transmisji składowych o bardzo niskich częstotliwościach oraz konieczność poszerzania pasma przenoszenia. Należałoby więc rozważyć możliwość zastosowania standardu V.29 zamiast standardu G3RUH dla szybkości 9600 bit/s. W standardzie V.29 stosowana jest kwadraturowa modulacja amplitudy (QAM) o 16 stanach.

Na zakończenie rozważań chciałbym zwrócić uwagę, że porównania odnosiły się do pełnej demodulacji FSK (demodulacji dwukanałowej). Jak już wspomniałem, większość rozwiązań modemów FSK (AFSK) ogranicza się do demodulacji jednokanałowej (ASK). W przypadku tym stopa błędów obliczana jest ze wzoru 5.3.

Otrzymana z powyższego wzoru krzywa jest przesunięta w stosunku do krzywej dla modulacji FSK o ok. 6 dB, co oznacza, że obliczone powyżej różnice są o 6 dB mniejsze aniżeli różnice w stosunku do modulacji FSK. Jak stąd wynika czterofazowa modulacja

fazy jest korzystniejszym rozwiązaniem, a różnica na niekorzyść 16-stanowej modulacji PSK zmniejsza się o połowę.

5.2. SZYBKOŚĆ 2400 BIT/S

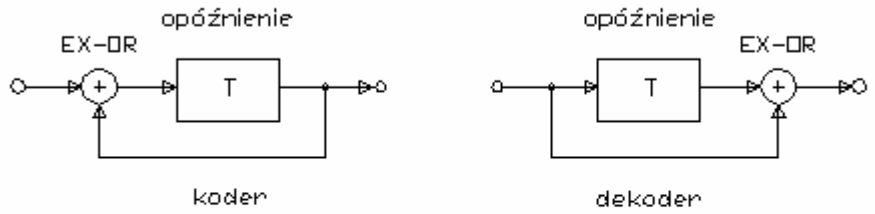
Modemy 2400 bit/s pracują z czterostanową modulacją fazy (QPSK), dzięki czemu szerokość pasma sygnału mieści się w zwykłym kanale fonicznym i zbędne są jakiekolwiek przeróbki radiostacji. Podłączenie takiego modemu nie różni się więc niczym od sposobu podłączenia zwykłego modemu AFSK 300/1200 bit/s. Modemy satelitarne natomiast pracują z szybkością 1200 bit/s i dwustanową modulacją fazy. Dla lepszego zrozumienia tej techniki przedstawiona jest zasada pracy modemu PSK.

5.2.1. ZASADA PRACY MODEMU Z MODULACJĄ FAZY

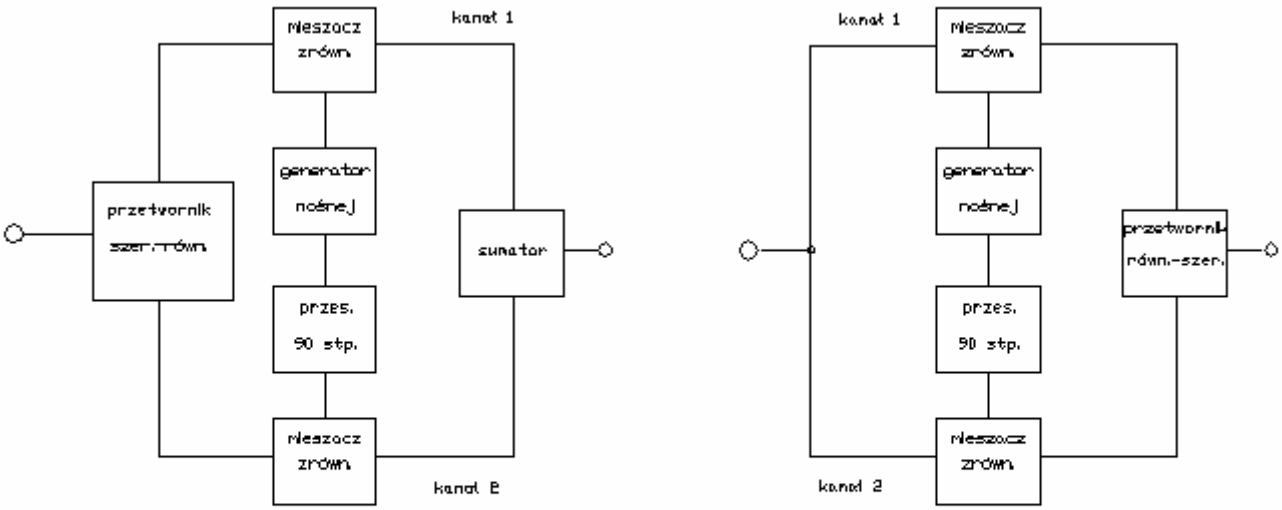
Zasadniczą trudnością w odbiorze sygnału zmodulowanego fazowo jest rozpoznanie położenia fazy sygnału, a więc i prawidłowa identyfikacja poziomów nadawanych logicznych. Widmo sygnału zmodulowanego fazowo nie zawiera wogóle prążka o częstotliwości podnośnej (pojawia on się w widmie sygnału podwojonego), a poza tym samo odtworzenie sygnału podnośnej pozostawia jeszcze niejednoznaczność fazy początkowej. Dlatego też zamiast zwykłego przyporządkowania poszczególnych położeń fazy sygnałom "mark" i "space" stosowana jest modulacja różnicowa, skok fazy występuje w momencie zmiany poziomu logicznego sygnału. W ten sposób fazą odniesienia jest zawsze faza sygnału poprzedniego. Modulacja różnicowa może być jednak zastosowana jedynie w przypadku transmisji synchronicznej, ponieważ każdy z bitów musi być opóźniony o stały odstęp czasu (równy jego długości) dla dokonania porównania z natępnym bitem. Na szczęście w systemie pakiet radio zawartość pakietu transmitowana jest synchronicznie, dlatego też metoda ta może być zastosowana bez dodatkowej komplikacji. Alternatywą byłoby nadawanie sygnału odniesienia każdorazowo na początku bloku danych np. pakietu. Metoda ta powodowałaby jednak zmniejszenie odporności na zakłócenia, ponieważ wystąpienie zakłóceń w stosunkowo krótkiej fazie synchronizacji mogłoby spowodować zafałszowanie całego pakietu. Oprócz tego znacznie wyższe byłyby wymagania odnośnie stabilności generatora synchronizowanego w odbiorniku. Następnym problemem, związanym z zastosowaniem transmisji synchronicznej jest odtworzenie w odbiorniku sygnału podstawy czasu pozwalającej na rozpoznanie początku bitu lub grupy wielobitowej. W łącznościach satelitarnych stosowana jest modulacja kodem Manchester (MSK) powstałym przez kombinację EX-OR sygnału nadawanego z sygnałem częstotliwości zegarowej, jest on więc zawarty w sygnale nadawanym. W niektórych układach modemów PSK wykorzystana jest inna właściwość sygnału zmodulowanego fazowo. Teroretycznie w przypadku przełączania fazy za pomocą impulsów o bardzo krótkich zboczach (a więc w przypadku bardzo krótkich czasów przełączania) amplituda sygnału pozostaje stała. Sygnał taki miałby jednak bardzo szerokie (teoretycznie nieskończone) widmo. W praktyce wskutek ograniczenia pasma efektywne czasy przełączania są dosyć długie – sygnał charakteryzuje się resztkową modulacją amplitudy, a jego obwiednia zawiera m. in. sygnał o częstotliwości zegarowej. Sygnał zegarowy może być więc wydzielony przez detekcję amplitudy.

W układach modulacji dwufazowej stosowana jest modulacja sygnałem różnicowym powstałym w wyniku porównania dwóch kolejnych bitów. Częstotliwość zegarowa równa jest tu szybkości transmisji i np. dla szybkości 1200 bit/s wynosi 1200 Hz. Szybkość modulacji wynosi tu także 1200 bodów. Inaczej wygląda sprawa w przypadku czterostano-

wej modulacji fazy. Kolejne bity zestawiane są w grupy dwubitowe (ang. dibit), a każdy z bitów moduluje różnicowo swoją podnośną. Transmisja grup dwubitowych powoduje, że szybkość modulacji równa jest połowie szybkości transmisji i wynosi przykładowo dla 2400 bit/s – 1200 bodów. Sprawę komplikuje trochę fakt występowania trzeciej wartości – częstotliwości zegarowej grup. Ponieważ informacja nadawana jest w postaci grup dwubitowych, częstotliwość zegarowa równa jest połowie szybkości transmisji i dla szybkości 2400 bit/s wynosi 1200 Hz. Składowa o tej częstotliwości występuje w obwiedni sygnału PSK. Na rysunku 5.2 przedstawiona jest zasada modulacji różnicowej, natomiast na rysunku 5.3 przykładowy schemat blokowy modemu PSK. Jako modulatorów fazy można w najprostszym przypadku użyć zwykłych modulatorów zrównoważonych, znanych z techniki jednowstęgowej, lub w układach cyfrowych – bramek exclusive-or. Sygnały danych w transmisji pakiet radio są zakodowane w kodzie NRZ-I, dzięki czemu zbędne są dodatkowe kodery i dekodery różnicowe.



Rys. 2 Kodowanie różnicowe

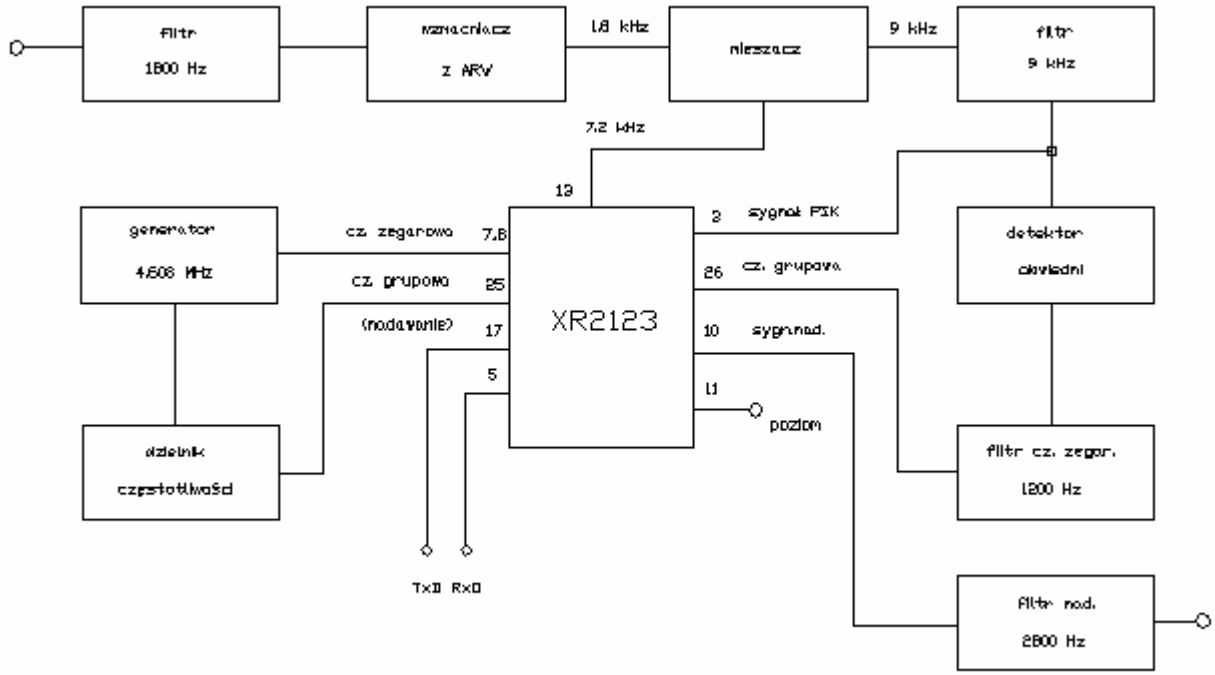


Rys. 3 Zasada pracy modemu QPSK

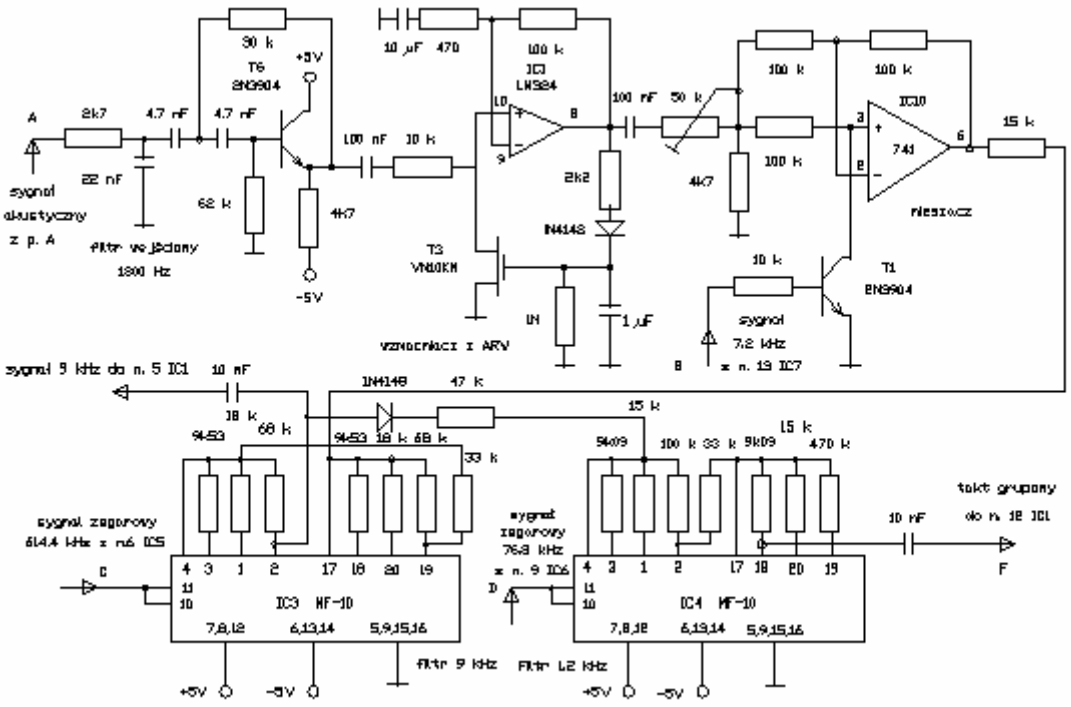
Po zapoznaniu się z zasadami pracy modemu PSK możemy przejść do szczegółowego omówienia pracy modemu QPSK opartego na obwodzie scalonym XR2123. Obwód ten stosowany jest w wielu rozwiązaniach modemów pakiet radio i modemów telefonicznych. W stosunku do przedstawionej powyżej zasady modulacji PSK występuje tu szereg różnic. Zamiast modulatorów zrównoważonych zastosowano układ cyfrowy – licznik steru-

jący przetwornik cyfrowo analogowy. W momentach zmiany fazy licznik ten ładowany jest odpowiednią wartością, po czym pracuje dalej, aż do następnego momentu zmiany fazy. Schodkowy sygnał wyjściowy przetwornika musi być odfiltrowany za pomocą zewnętrznego filtru o częstotliwości granicznej ok. 2800 Hz. Częstotliwość podnośnej, zgodnie ze standardem V.26, wynosi 1800 Hz. Na wyjściu filtru otrzymywany jest sygnał sinusoidalny, ze wspomnianą już resztkową modulacją amplitudy. Amplituda sygnału zależna jest od wartości napięcia sterującego, podanego na nóżkę 11 obwodu. Częstotliwość zegarowa otrzymywana jest przez podział częstotliwości generatora kwarcowego – 4,608 MHz. Sygnał ten steruje układ przetwornika szeregowo-równoległego.

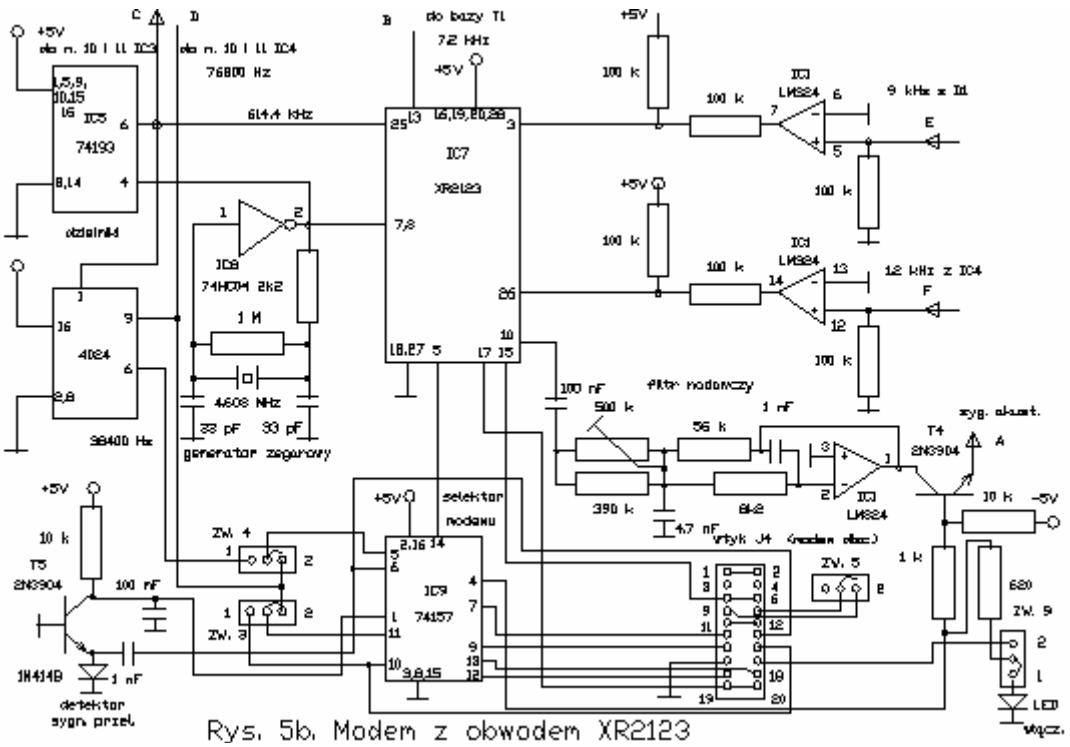
Sygnał odbierany podlega filtracji w filtrze pasmowym o częstotliwości środkowej 1800 Hz i paśmie 760 – 2860 Hz, a następnie podawany jest na wzmacniacz z automatyczną regulacją wzmocnienia. Następnie jest on mieszany z sygnałem o czterokrotnej częstotliwości podnośnej (7200 Hz), wytwarzanym lokalnie w obwodzie XR2123. Po zmieszaniu otrzymywany jest sygnał o częstotliwości 9 kHz. Wyższa częstotliwość jest korzystniejsza dla pracy zawartego w obwodzie scalonym detektora fazy pracującego na zasadzie pomiaru szerokości impulsów oraz upraszcza konstrukcję detektora amplitudy w układzie odtwarzania częstotliwości zegarowej. Po odfiltrowaniu w filtrze 9 kHz (zalecana przez producenta dobroć filtru powinna wynosić ok. 9) sygnał podawany jest równolegle na dwa tory. W pierwszym z nich podlega on ograniczeniu, po czym podawany jest na detektor fazy. Drugi z torów zawiera detektor amplitudy, filtr o częstotliwości środkowej 1200 Hz oraz ogranicznik. Odtworzony sygnał zegarowy podawany jest do układu przetwornika równoległo-szeregowego i dekodera różnicowego. Schemat blokowy modemu przedstawiony jest na rysunku 5.4. Jako filtrów można użyć tu filtrów aktywnych, z wykorzystaniem wzmacniaczy operacyjnych, lub filtrów pracujących na zasadzie komutowanych pojemności, jak to zrobiono w modemach MFJ-2400 i TM-2400. Szczegółowy schemat modemu MFJ-2400 przedstawiono na rysunku 5.5. Rysunek 5.5c zawiera alternatywne rozwiązanie aktywnych filtrów i detektora AM, z wykorzystaniem popularnych wzmacniaczy operacyjnych 741 (lub podobnych) zamiast trudniej dostępnych obwodów MF-10. Obwód scalony IC9 (74HC157) jest poczwórnym selektorem sygnałów logicznych, pozwalającym na przełączanie sygnałów zegarowych, danych i diody sygnalizacyjnej w zależności od tego, czy włączony jest modem MFJ-2400, czy modem wewnętrzny kontrolera. Sygnał przełączający (sygnał zegarowy z płytki głównej kontrolera) po detekcji na diodzie D6 steruje przełącznikiem modemu przez tranzystor T6. Tranzystor T4 jest przełącznikem sygnałów akustycznych. Układ przełączający jest zbędny w przypadku, gdy modem ten ma stanowić jedyne wyposażenie kontrolera lub ma być użyty zamiast modemu BayCom i podłączony do łącza szeregowego komputera. Modem MFJ-2400 dostarcza sygnałów zegarowych TxC i RxC do kontrolera TNC. Częstotliwość tych sygnałów jest 16-krotną częstotliwości transmisji (38400 Hz dla 2400 bit/s). Sygnały te wykorzystywane są przez kontroler TNC, w przypadku współpracy ze sterownikiem TFPCX lub programem BayCom są one zbędne. W tym przypadku konieczne jest dobudowanie układu przełączania nadawanie-odbiór.



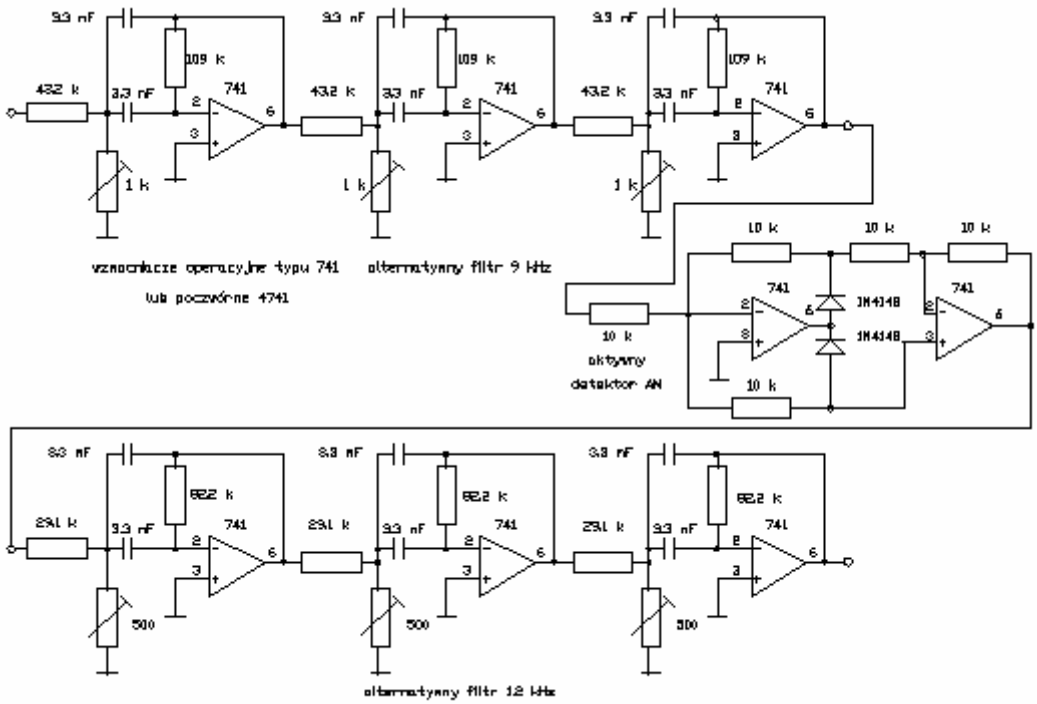
Rys. 4 Schemat blokowy modemu na XR2123



Rys. 5a. Modem z obwodem XR2123



Rys. 5b. Modem z obwodem XR2123



Rys. 5c. Filtry aktywne

W kontrolerach DSP-1232/2232/232 modemy PSK zrealizowane są w pełni cyfrowo, w technice cyfrowej obróbki sygnałów.

5.2.1.1. SPIS CZĘŚCI

Modem MFJ-2400:
oporniki: 470, 1 k, 2 x 2,2 k, 2,7 k, 2 x 4,7 k, 8,2 k, 2 x 9,09 k, 2 x 9,53 k, 3 x 10 k, 3 x 15 k, 2 x 18 k, 30 k, 47 k, 56 k, 62 k, 2 x 68 k, 11 x 100 k, 390 k, 470 k, 1 M,
potencjometry: 50 k, 500 k,
kondensatory: 2 x 33 pF, 2 x 1 nF, 3 x 4,7 nF, 2 x 10 nF, 22 nF, 3 x 100 nF,
tranzystory: 4 x 2N3904 (lub inne dowolne tranzystory npn), tranzystor polowy

VN10KM,
diody: 3 x 1N4148 (lub inne dowolne diody krzemowe), dioda świecąca,
obwody scalone: LM324, LM741, 74HC04, 74HC157, 74HC193, 4024, XR2123, 2 x MF-10,
kwarc: 4,608 MHz.

Alternatywne filtry aktywne i detektor AM:
oporniki: 4 x 10 k, 3 x 29,1 k, 2 x 43,2 k, 2 x 82,2 k, 3 x 109 k,
potencjometry: 500 , 2 x 1k,
kondensatory: 6 x 3,3 nF, 6 x 33 nF,
diody: 2 x 1N4148,
obwody scalone: 8 x LM741.

5.2.2. KORZYŚCI WYNIKAJĄCE Z ZASTOSOWANIA MODULACJI FAZY I SZYBKOŚCI 2400 BIT/S

Przedstawiony dalej system modulacji wg. standardu G3RUH jest systemem dosyć krytycznym jeśli chodzi o dobór charakterystyk filtrów nadawczych, amplitud sygnału modulującego, który podawany jest bezpośrednio na diodę waraktorową w związku z czym łatwo ustawić niewłaściwą dewiację a także jeśli chodzi o siłę sygnału odbieranego. W wielu starszych modelach radiostacji konieczne jest dokonanie opisanych dalej przeróbek a znaczna część nowszych wyposażonych w gniazdo do modulacji cyfrowych sprawuje się nienajlepiej przy pracy w standardzie G3RUH. Przyczyny tego stanu rzeczy są przedstawione dalej. Poprzestańmy więc narazie na tym stwierdzeniu i zauważmy, że sygnał akustyczny w systemie modulacji QPSK wg. normy V.26 ma szerokość pasma nie przekraczającą szerokości pasma sygnału fonicznego i w związku z tym może być podany na wejście mikrofonowe radiostacji identycznie jak sygnał AFSK przy szybkości 1200 bit/s. Identycznie też sygnał odbierany może być brany z gniazda słuchawkowego lub głośnikowego. Tak więc bez przeróbek radiostacji i w sposób znacznie łatwiejszy i mniej krytyczny w użyciu możemy lepiej wykorzystać kanał radiowy aniżeli ma to miejsce przy szybkości 1200 bit/s.

Modemy 2400 bit/s QPSK są jeszcze dostępne w wielu krajach zachodnich i w USA i są też montowane seryjnie w niektórych modelach kontrolerów. Pomimo więc, że szybkość 2400 bit/s pozostaje w cieniu 9600 bit/s warto zastanowić się nad jej wykorzystaniem. Należy pamiętać, że jeśli uwzględni się wszystkie oczywiste efekty jak czasy reakcji oprogramowania czy czasy przełączania nadawanie odbiór nominalna szybkość 9600 bit/s nie oznacza wcale 8-krotnego wzrostu szybkości efektywnej a w rzeczywistości znacznie mniej. Efekty te są stosunkowo mniej zauważalne przy szybkości 2400 bit/s dlatego też wypadkowa szybkość jest tu bliższa teoretycznej.

W rzeczywistości należy przy szybkości 9600 bit/s uwzględnić mniej oczywiste efekty jak niedbałość wielu operatorów czy wręcz lekceważenie takich wymogów jak właściwy dobór amplitud wyjściowych, charakterystyk filtrów itp. Oznacza to najczęściej nieproporcjonalnie wysoki wzrost liczby powtórzeń i spadek efektywnej szybkości transmisji nawet poniżej osiąganej przy 1200 bit/s.

Tak więc mniej krytyczny w praktyce system modulacji QPSK nie powinen na razie ulec zapomnieniu.

Szybkość 2400 bit/s, podobnie jak i 9600 bit/s są tylko pewnymi etapami rozwoju amatorskiej komunikacji cyfrowej. W dalszej przyszłości będziemy z pewnością pracowali z dużo większymi szybkościami, jak np. kilka Mbit/s w pasmach mikrofalowych i rozważania na temat wyboru szybkości 2400 bit/s czy 9600 bit/s wydadzą się śmieszne (lub

nawet nie). Nie chcę się przyczyniać do rozpętania zażartych dyskusji na temat zalet tej czy innej szybkości transmisji. Chciałbym jedynie zainteresować jak największą liczbę czytelników tą niedrogą i nieskomplikowaną możliwością.

W niektórych krajach (np. w Niemczech) eksperymentuje się z modemami AFSK pracującymi z szybkością 2400 bit/s. Stosowane są pary tonów różniące się od standardu BELL 202, częstotliwość tonu wyższego wynosi ok. 3800 Hz, niższego – ok. 2000 Hz. Wymaga to licznych przeróbek modemu zawartego w kontrolerze TNC i rozszerzenia pasma przenoszenia posiadanej radiostacji. Dodatkowo dla kompensacji charakterystyki przenoszenia radiostacji konieczne może być włączenie filtru górnoprzepustowego w tor akustyczny (w celu wyrównania poziomów wysterowania dla obu tonów). W modemach opartych na obwodzie TCM-3105 konieczna jest m.in. wymiana kwarcu z 4,43 MHz na 7,3728 MHz. Obwód TCM-3105 pracuje wtedy na granicy swoich możliwości i nie każdy egzemplarz nadaje się do tego celu. Najpoważniejszą wadą tego systemu jest niezgodność ze stosowanym standardem modulacji QPSK (V.26).

5.3. SZYBKOŚĆ 9600 BIT/S

Opracowany przez Jamesa Millera, G3RUH modem przeznaczony dla szybkości transmisji 9600 bit/s stał się faktycznym standardem w technice amatorskiej. Modem ten przewidziany początkowo do zastosowań satelitarnych rozpowszechnił się szybko w łącznościach naziemnych. Wymaga on zastosowania bezpośredniej modulacji FSK, tzn. modulacji diody waraktorowej generatora VFO w nadajniku i dostarczenia sygnału wejściowego bezpośrednio z dyskryminatora FM. Sygnał FSK przy tej szybkości zajmuje pasmo częstotliwości przekraczające zakres przenoszenia modulatorów i torów m.cz. fabrycznych radiostacji nadawczo-odbiorczych. Sygnał ten zawiera składowe niskoczęstotliwościowe, które mogą wywierać ujemny wpływ na pracę układów pętli synchronizacji fazy (PLL) w syntezerach częstotliwości. Problem ten straci na znaczeniu w miarę rozpowszechniania się sprzętu wyposażonego w cyfrowe syntezery częstotliwości (DDS, patrz rozdział: Cyfrowa Obróbka Sygnałów). Jak wynika z przytoczonych wyżej rozważań, w łącznościach naziemnych możliwe byłoby zastosowanie modulacji amplitudowo-fazowej (QAM) według standardu V.29 i podobnych. Niewielki wymagany wzrost stosunku sygnału do szumu pozwala na zachowanie standardowej szerokości pasma przenoszenia i rezygnację z przeróbek radiostacji. Częstotliwość podnośnej w standardzie V.29 wynosi 1700 Hz i leży w środku przenoszenia typowego kanału fonicznego.

Modem G3RUH generuje cyfrowo sygnał m.cz., tak że możliwa jest kompensacja charakterystyki przenoszenia nadajnika. Cechą charakterystyczną modemu G3RUH jest układ kodujący (ang. scrambler). Jego zadaniem jest takie przekodowanie nadawanej informacji, aby zawierała ona średnio taką samą liczbę zer i jedynek (brak składowej stałej). Zmodulowany częstotliwościowo sygnał w.cz. zachowuje dzięki temu swoją średnią wartość odpowiadającą częstotliwości nośnej. Bez tego dodatkowego kodowania częstotliwość nadawanego sygnału miałaby stałą odchyłkę w przypadku wystąpienia dłuższych ciągów zer lub jedynek w sygnale nadawanym. Do kodowania używany jest rejestr przesuwny o długości 17 bitów. Sygnał wyjściowy rejestru podawany jest przez sprzężenie zwrotne na wejścia kilku z jego stopni. Na wyjściu tak sprzężonego rejestru otrzymywany jest pseudoprzypadkowy ciąg bitów o prawdopodobieństwie wystąpienia zer i jedynak równym w przybliżeniu połowie. Zaletą tej metody jest łatwość dekodowania sygnału po stronie odbiorczej. Jako dekoder stosowany jest rejestr o identycznej długości i takich samych sprzężeniach zwrotnych. Metoda ta stosowana jest szeroko

w wielu przypadkach, m. in. w omawianych dalej technikach rozpraszania widma. W modemie G3RUH stosowane są sprzężenia zwrotne z wyjścia na wejście i na 12 stopień rejestru. Wielomian opisujący działanie kodera wygląda więc następująco: Y = 1 + X^12 + X^17.

Dla dopasowania sygnału nadawanego do charakterystyki przenoszenia toru nadajnika jest on też dodatkowo filtrowany za pomocą filtru cyfrowego typu F.I.R (filtry cyfrowe omówione są w rozdziale poświęconym cyfrowej obróbce sygnałów). Głównie chodzi tu o kompensację spadku charakterystyki w zakresie najniższych, często już kompensowanych w pętli PLL, częstotliwości. Ze względu na znacznie różniące się konstrukcje układów pętli fazowych w syntezerach i różniące się częstotliwości graniczne filtru w pętli wybór właściwej charakterystyki kompensacji w modemie musi być wykonany doświadczalnie poprzez wybór jednej ze stojących do dyspozycji charakterystyk filtru cyfrowego. W standardowej wersji modemu użytkownik ma do wyboru 16 charakterystyk filtru zapisanych w pamięci EPROM. Wybór charakterystyki dokonywany jest za pomocą zwieraczy na płytce drukowanej modemu. W miarę potrzeby możliwe jest dodanie dalszych 16 charakterystyk filtru w dodatkowej pamięci EPROM.

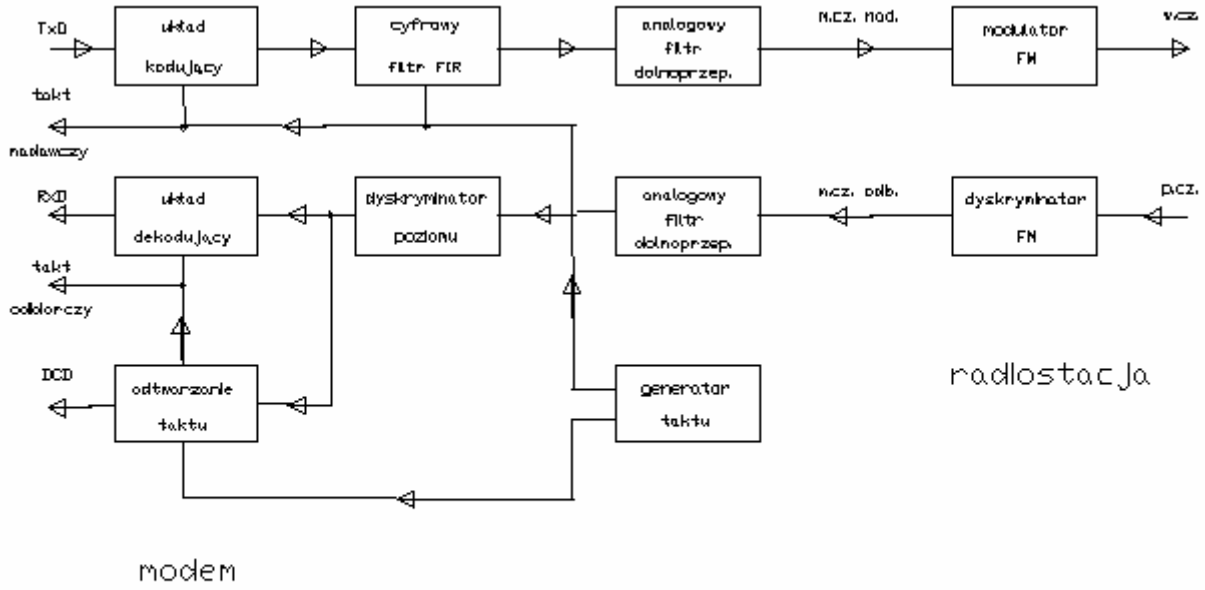
Szerokość pasma m.cz wynosi 7,5 - 8 kHz, co przekracza znacznie pasmo przenoszenia wzmacniaczy modulacyjnych.

Tak ukształtowany sygnał modulujący podawany jest bezpośrednio na diodę waraktorową generatora VFO w nadajniku (w większości spotykanego obecnie sprzętu nadawczo-odbiorczego konieczne jest dorobienie dodatkowego wejścia). Przy dewiacji 3 kHz sygnał w.cz. zajmuje pasmo ok. 20 kHz. Konieczne jest tu stosowanie czystej modulacji częstotliwości, a nie modulacji fazy. Ze względu na charakterystyki regulacji pętli synchronizacji fazy (PLL) stosowanej w większości sprzętu, pasmo przenoszenia ograniczone jest od dołu do wartości 30 Hz lub więcej. Stosunkowo najmniej problematyczne są przeróbki starszego sprzętu wyposażonego w generatory kwarcowe lub radiostacji uniwersalnych FM/SSB wyposażonych w dodatkowy mieszacz i generator kwarcowy. Zbytnie ograniczenie pasma przenoszenia od dołu może być przyczyną błędów w odbiorze i nadmiernej liczby powtórzeń. Jednocześnie dokonywanie jakichkolwiek przeróbek w pętli syntezera wymaga odpowiedniego doświadczenia i dostępu do przyrządów pomiarowych. W przeciwnym przypadku może dojść do znacznego pogorszenia czystości sygnału nadawanego.

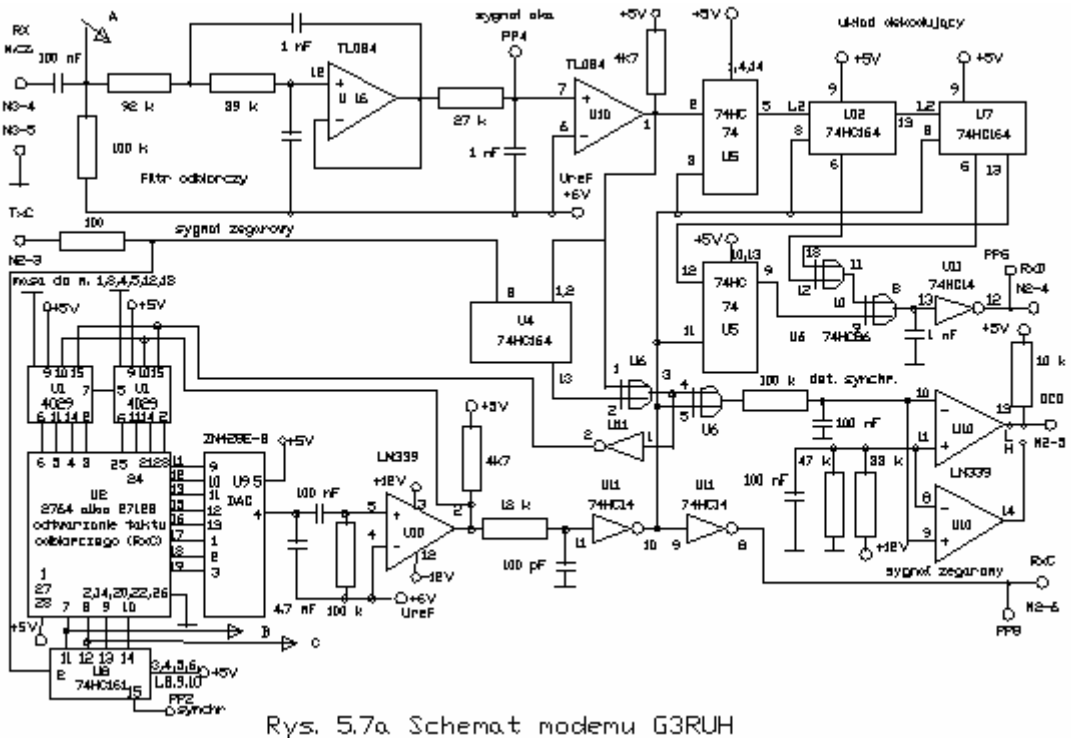
Należy zwrócić uwagę, że ponieważ sygnał modulujący podany jest bezpośrednio na diodę waraktorową z pominięciem układów ograniczania dewiacji lub automatycznej regulacji wysterowania dewiacja a więc i czystość a zarazem zrozumiałość sygnału zależna jest jedynie od dbałości operatora i jego staranności w doborze właściwej amplitudy modulacji.

Sygnał odbierany musi być doprowadzony do modemu bezpośrednio z wyjścia dyskryminatora z pominięciem toru m.cz. odbiornika (ze względu na zbyt wąskie pasmo przenoszenia, również i w tym przypadku konieczne jest dorobienie dodatkowego wyjścia). Po przejściu przez analogowy filtr dolnoprzepustowy o częstotliwości granicznej 6 kHz doprowadzany jest on do układu dekodującego zawierającego opisany powyżej rejestr przesuwny (ang. *descrambler*). Do prawidłowej demodulacji sygnału konieczne jest jeszcze odtworzenie sygnału zegarowego. W układzie modemu G3RUH dokonywane jest ono za pomocą cyfrowej pętli synchronizacji fazy.

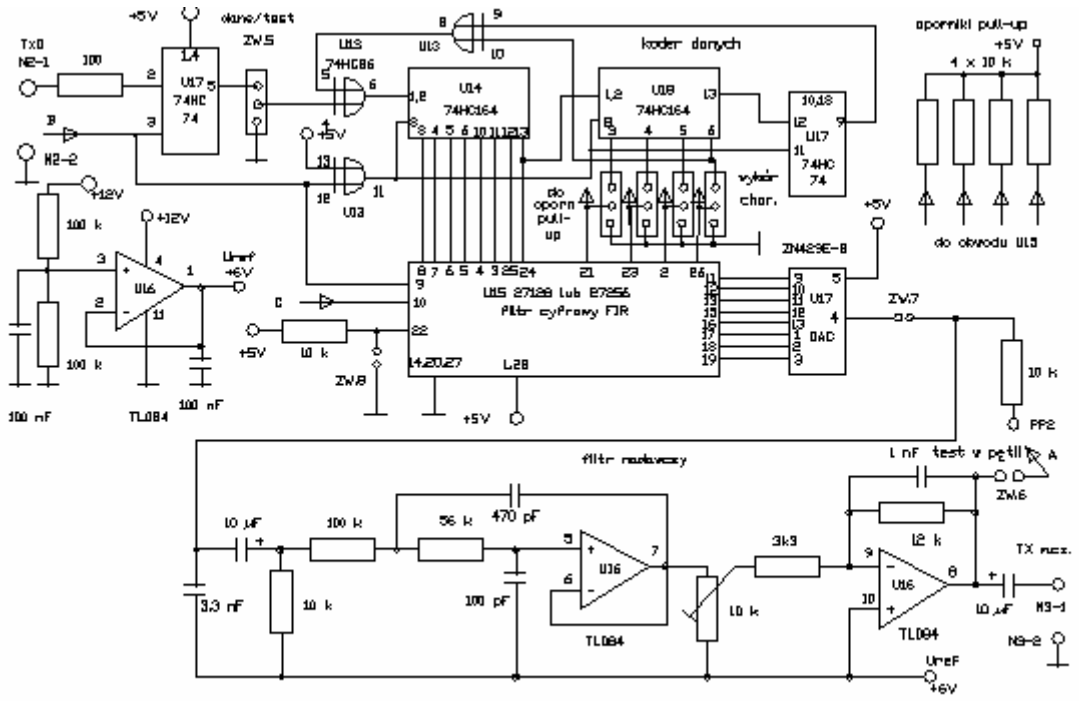
Schemat blokowy modemu przedstawiono na rysunku 5.6, a schemat ideowy – na rysunku 5.7.



Rys. 6 Modem 9600 bit/s (G3RUH)



Rys. 5.7a Schemat modemu G3RUH



Rys. 7b Schemat modemu G3RUH

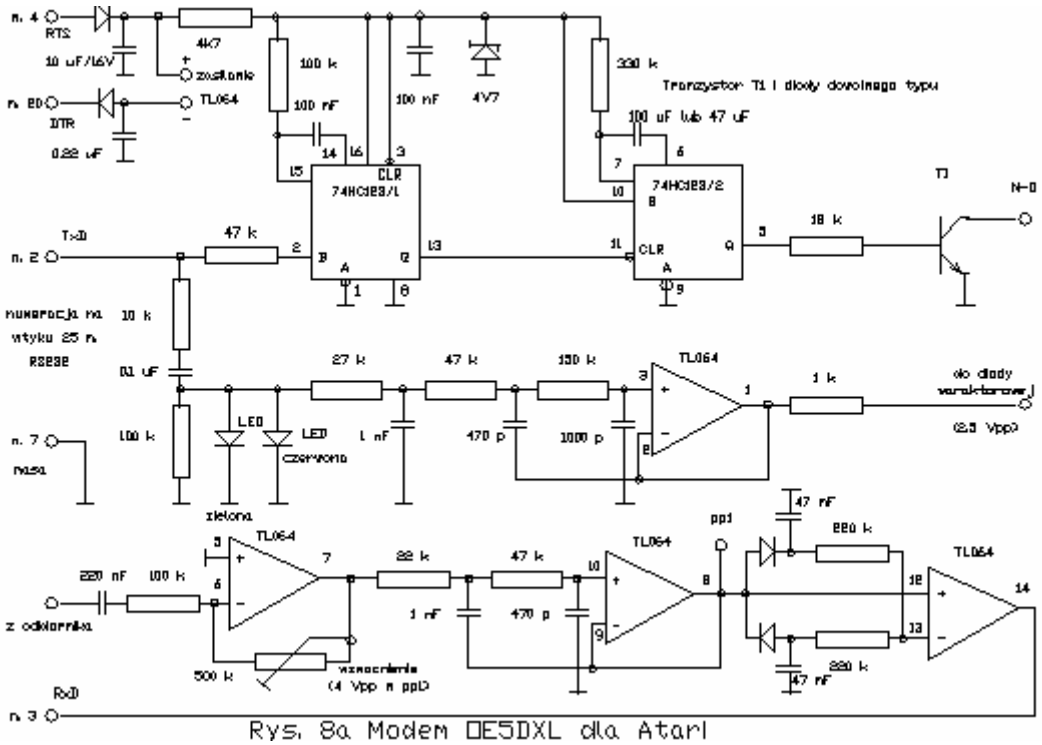
Udoskonaleniem konstrukcji G3RUH jest modem opracowany przez niemieckiego krótkofalowca DF9IC. Dzięki wykorzystaniu programowanych matryc logicznych PAL konstrukcja modemu jest znacznie uproszczona w stosunku do oryginału. Modem ten dostosowany jest poza tym do pracy z większymi szybkościami transmisji do 76,8 kbit/s włącznie. Modem G3RUH może być połączony z kontrolerem TNC2 za pomocą wtyku oznaczonego "modem disconnect" (w amerykańskich modelach – J4).

W modemach wzorowanych bezpośrednio na konstrukcji amerykańskiej (TAPR), np. PK-80/87/88, MFJ-1270/1274/1276, TNC-200/220 i Tiny-2, do podłączenia modemu konieczne są sygnały: TXdata (J4 – nóżka 19), TXclock (J4 – nóżka 11), RXdata (J4 – nóżka 17), DCD (J4 – nóżka 1) i masa (J4 – nóżka 15). Pozostałe nóżki wtyku pozostają połączone parami (a więc 1 - 2, 3 - 4 itd.). W modemach konstrukcji niemieckiej (TNC2C, TNC2S, TNC2DL itp.) wyprowadzenia sygnałów na wtyku są nieco inne i może być konieczne zastosowanie kabla przejściowego. W kontrolerach firmy Landolt sygnał TXclock jest doprowadzony do nóżki 2, masa – 4, TXdata – 5, RXdata – 8 i DCD do nóżki 10. Jeszcze inaczej wyglądają wyprowadzenia na wtyku kontrolerów firmy Eisch.
W praktyce przed podłączeniem modemu do kontrolera konieczne jest dokładne zapoznanie się z obydwoma schematami. Jeszcze inny układ wyprowadzeń mają np. kontrolery TNC2 produkowane w kraju przez firmę PYFFEL. Firma ta oferuje jednak modem dla szybkości 9600 bit/s wyposażony we wtyczkę o pasującym układzie dlatego też rezygnuję z przytaczania układu sygnałów.

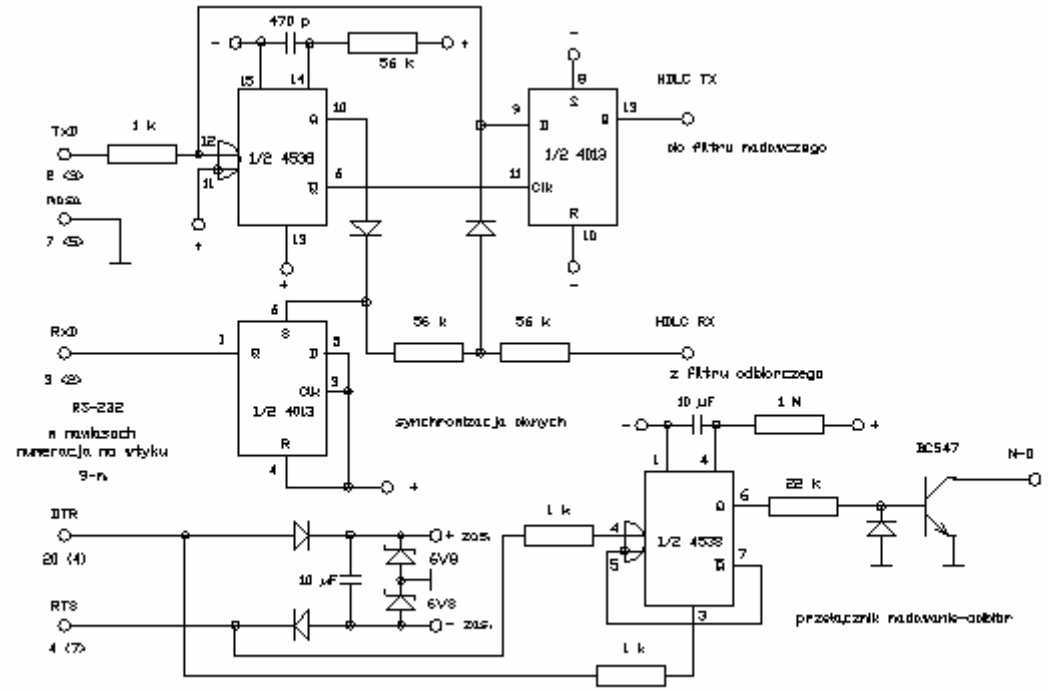
Modem PAR-96 (BayCom) jest przeznaczony do bezpośredniego połączenia z komputerem przez złącze szeregowe i do współpracy z programami zastępującymi kontroler TNC, analogicznie jak to miało miejsce w przypadku modemu BayCom dla szybkości transmisji 1200 bit/s. Modem ten współpracuje z programami BayCom i PC/Flexnet (po dodaniu sterownika Par-96). Jego konstrukcja zbliżona jest do układu modemu DF9IC. Zastosowanie w nim programowanych matryc logicznych upraszcza wprawdzie układ, ale stanowi trudną do przebycia przeszkodę dla osób pragnących zbudować go w warunkach domowych. Nowszym rozwiązaniem modemu dla złącza drukarki jest modem PICPAR zawierający mikrokontroler z serii PIC zamiast programowanych matryc logicznych. Również i tu konstrukcja w warunkach domowych wymaga zaopatrzenia się kontroler z zaprogramowaną zawartością pamięci PROM.

Modem opracowany przez austriackiego krótkofalowca OE5DXL jest pozbawiony tej wady, dzięki prostocie układu i zastosowaniu łatwo dostępnych części świetnie nadaje się do domowej konstrukcji. Jego schemat w wersji dla komputera Atari przedstawiony jest na rysunku 5.8a. Składa się on z filtrów dolnoprzepustowych w torach nadawczym i odbiorczym oraz układu przełącznika nadawanie-odbiór zrealizowanego na podwójnym przerzutniku monostabilnym 74HC123. Modem podłączony jest do złącza szeregowego komputera i jest też z niego zasilany. Większość funkcji modemu G3RUH, włącznie z kodowaniem danych zrealizowana jest programowo w sterownikach L2STX (dla komputerów Atari ST, STE i TT) i L2PCX (dla komputerów PC/AT). Po wymianie kondensatorów w filtrach może on być też dostosowany do szybkości transmisji 4800 bit/s albo 19200 bit/s. Wartości kondensatorów ulegają zmianie proporcjonalnie do szybkości transmisji. Uruchomienie modemu wymaga ustawienia za pomocą potencjometru 500 k wzmocnienia, tak aby w pp.1 napięcie miało wartość międzyszczytową ok. 4 V. Na wyjściu toru nadawczego należy dołączyć potencjometr do regulacji dewiacji częstotliwości.

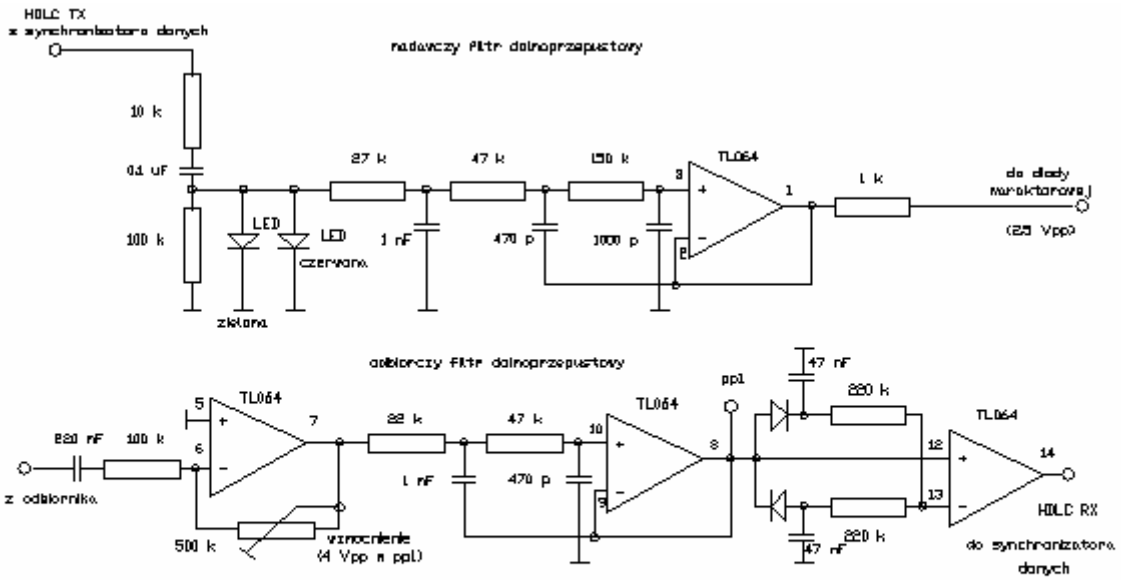
Rysunki 5.8b i 5.8c przedstawiają schemat modemu w wersji dla komputerów PC. Tor nadawczy modemu zawiera oprócz identycznego jak poprzednio filtru dolnoprzepustowego dodatkowy układ synchronizatora danych złożony z przerzutnika monostabilnego typu 4538 i przerzutnika typu D (4013). Ten sam przerzutnik monostabilny w połączeniu z drugą połowką obwodu 4013 synchronizuje dane odbierane. Filtr dolnoprzepustowy w torze odbiorczym jest identyczny jak w wersji dla Atari. Odmiennie niż w wersji Atari rozwiązane zostało przełączanie nadawanie-odbiór – użyty został sygnał RTS. Drugi z przerzutników monostabilnych zawartych w obwodzie 4538 ogranicza maksymalny czas nadawania. Ze względu na niski pobór prądu modem zasilany jest ze złącza szeregowego. Rysunek 5.8d przedstawia przebiegi napięć w najważniejszych punktach obwodu.



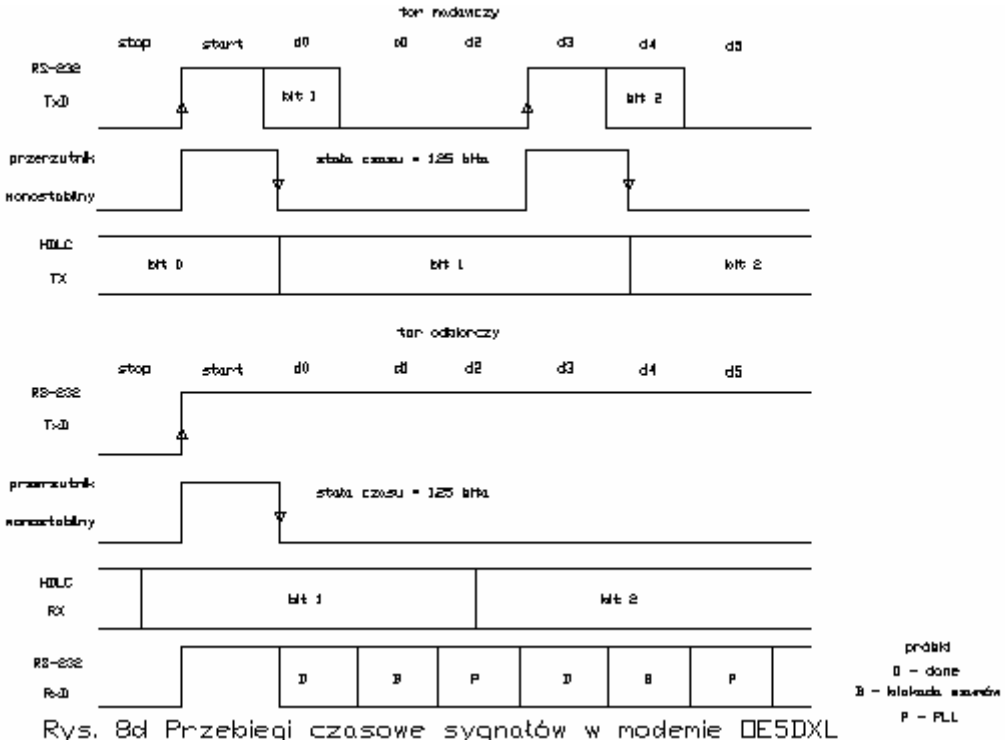
Rys. 8a Modem OE5DXL dla Atari



Rys. 8b Modem OE5DXL dla PC



Rys. 8c Filtry dolnoprzepustowe modemu dla PC



Rys. 8d Przebiegi czasowe sygnałów w modemie DE5DXL

Przeróbki radiostacji mogą, w zależności od typu, okazać się dość skomplikowane. W niektórych przypadkach może być konieczne zastosowanie modulacji kwarcowego generatora odniesienia dodatkowo do modulacji generatora VFO w pętli fazowej. W innych przypadkach częstotliwość filtru w pętli synchronizacji fazy jest dostatecznie niska i pozwala na nadawanie niskoczęstotliwościowych składowych sygnału modulującego bez dalszych zmian. Również praktyczne wykonanie połączeń zależy w znacznym stopniu od modelu i wykonania radiostacji. W większości przypadków konieczne jest wykonanie wewnątrz odpowiednich połączeń i wmontowanie dodatkowego wtyku. W niektórych typach (np. YAESU FT-23/73) można wykorzystać wtyczkę przewidzianą do podłączenia podakustycznej blokady szumów (CTCSS). Ze względu na ciągłe zmiany i udoskonalenia sprzętu nadawczo-odbiorczego rezygnuję tu z przytaczania dokładnych opisów jego przeróbek. Szybkość transmisji 19200 bit/s wymaga także wymiany filtrów p.cz. na typy o większej szerokości pasma.

W przeciwieństwie do transmisji z szybkością 2400 bit/s, gdzie najważniejsze parametry kontrolera mogły pozostać bez zmiany (tzn. zachować wartości stosowane w transmisji z szybkością 1200 bit/s), przy szybkości 9600 bit/s konieczna jest zmiana wielu z nich. Przykładowo parametr TXDelay powinien być jak najmniejszy, dla radiostacji przełączanych elektronicznie jego wartość może wynosić 2 lub 3, dla radiostacji przełączanych za pomocą przekaźników – od 4 do 9. Nie powinien on przekraczać wartości 10. W dupleksowych łączach między stacjami węzłowymi powinien on mieć nawet wartość 0. Parametr DWAIT powinien przyjmować wartość 0 a FRACK – 2. Na łączach dupleksowych konieczne jest także ustawienie parametru FULLDUP na ON. Innymi zalecanymi wartościami są MAXFRAME = 7 i PACLEN = 255. Podane oznaczenia parametrów odpowiadają stosowanym w oprogramowaniu TAPR, ich odpowiedniki występujące w oprogramowaniu WA8DED (TF) wymienione są w instrunkcji programu, a także w instrukcji sterowników TFPCX, TFPCR i TFKISS.

5.3.1. SPIS CZĘŚCI MODEMU G3RUH

Oporniki (tolerancja 2%): 3,3 k, 2 x 4,7 k, 9 x 10 k, 12 k, 18 k, 27 k, 33 k, 39 k, 47 k, 56 k, 82 k, 8 x 100 k,
potencjometr: 10 k,
kondensatory: 2 x 100 pF, 220 pF, 470 pF, 4 x 1 nF, 3,3 nF, 4,7 nF, 21 x 100 nF, 3 x 10 uF/16V (tantalowe),
obwody scalone: U1, U3 – 4029, U4, U7, U12, U14, U18 – 74HC164, U5, U17 – 74HC74, U6, U13 – 74HC86, U8 – 74HC161, U9, U19 ZN429E-8 lub ZN426E-8 firmy Ferranti, U10 – LM339, U11 – 74HC14, U16 – TL084CN,
U2 – pamięć EPROM 2764 albo 27128 (może być w wykonaniu CMOS),
U15 – pamięć EPROM 27128 (2764, 27256, może być w wykonaniu CMOS),
stabilizator napięcia 5V (nie występuje na schemacie): 7805,
dioda zabezpieczająca (nie występuje na schemacie): 1N4001.

5.3.2. SPIS CZĘŚCI MODEMU OE5DXL

5.3.2.1. WERSJA ATARI

Oporniki: 1 k, 4,7 k, 2 x 10 k, 18 k, 22 k, 27 k, 3 x 47 k, 2 x 100 k, 150 k, 2 x 220 k, 330 k,
potencjometry: 500 k, potencjometr do regulacji dewiacji na wyjściu filtru nadawczego (nie występuje na schemacie),
kondensatory: 2 x 470 pF, 1000 pF, 2 x 1 nF, 2 x 47 nF, 3 x 100 nF, 2 x 220 nF, 10 uF, 47 uF (lub 100 uF),
obwody scalone: 74HC123, TL064 (TL084),
diody: 4 x 1N4148, dioda zenera 4,7 V,
tranzystor: krzemowy npn dowolnego typu.

5.3.2.2. WERSJA PC

Oporniki: 4 x 1 k, 4,7 k, 2 x 10 k, 18 k, 2 x 22 k, 27 k, 3 x 47 k, 3 x 56 k, 2 x 100 k, 150 k, 2 x 220 k, 330 k, 1 M,
potencjometry: 500 k, potencjometr do regulacji dewiacji na wyjściu filtru nadawczego (nie występuje na schemacie),
kondensatory: 3 x 470 pF, 1000 pF, 2 x 1 nF, 2 x 47 nF, 3 x 100 nF, 2 x 220 nF, 2 x 10 uF,
obwody scalone: 4538, 4013, TL064 (TL084),
diody: 6 x 1N4148, 2 diody zenera 6,8 V,
tranzystor: krzemowy npn dowolnego typu.

5.3.3. UWAGI PRAKTYCZNE ODNOŚNIE ZASTOSOWANIA MODEMÓW G3RUH

Wielu użytkowników pakiet radio jest niestety przyzwyczajonych do szybkiego i przeważnie nie przysparzającego problemów uruchomienia sprzętu pracującego z szybkością 1200 bit/s i nie docenia nakładu pracy niezbędnego do uruchomienia stacji i pełnego wykorzystania jej możliwości. Sygnały w standardzie modulacji G3RUH zawierają szerokie widmo składowych, w tym składowych o b. niskiej częstotliwości, które często nie są przenoszone prawidłowo przez używane obecnie radiostacje amatorskie. Dla kompensacji charakterystyki przenoszenia nadajnika modem G3RUH wyposażony jest w filtr cyfrowy o przełączanej charakterystyce przenoszenia. W zależności od wykonania do wyboru stoi

16 lub 32 charakterystyki. Znalezienie charakterystyki optymalnej lub zbliżonej do niej wymaga więc pewnego nakładu pracy. Należy nawiązać połączenie z najbliższym węzłem lub skrzynką i kolejno w trakcie łączności przełączać charakterystyki filtru aż do znalezienia takiej, przy której liczba niezrozumiałych pakietów (a w konsekwencji i liczba powtórzeń) będzie minimalna. Czynność ta musi być wykonana tylko raz dla każdej ze stosowanych radiostacji.

Drugim parametrem wymagającym optymalizacji jest amplituda sygnału wyjściowego modemu. Sygnał ten doprowadzany jest bezpośrednio do diody waraktorowej nadajnika z pominięciem jakichkolwiek filtrów i układów ograniczenia lub automatycznej regulacji wzmocnienia. Amplituda sygnału decyduje więc bezpośrednio o dewiacji nadajnika. Sprawa jest dosyć krytyczna ponieważ:
- zbyt mała dewiacja ogranicza poważnie zasięg stacji w ogólności a zastosowany standard modulacji cyfrowej jest b. wrażliwy na siłę odbieranego sygnału i zbyt mała dewiacja szybko ogranicza lub uniemożliwia prawidłowy odczyt pakietów po stronie odbiorczej. Powoduje to szybki wzrost liczby powtórzeń pakietów. W krańcowym przypadku transmitowane są wyłącznie powtórzenia.
- zbyt duża dewiacja oznacza poszerzenie pasma nadawanego sygnału i powstanie zakłóceń w kanałach sąsiednich a także po przekroczeniu zakresu dynamiki demodulatora u korespondenta obniżenie zrozumiałości pakietów wskutek zniekształceń nieliniowych sygnału. Również i w tam wypadku szybko wzrasta liczba powtórzeń pakietów.

Znalezienie poziomu zbliżonego do optimum może również w najprostszym przypadku wymagać stopniowych zmian amplitudy sygnału (większość rozwiązań modemów i kontrolerów wyposażona jest w potencjometr do regulacji amplitudy – przeważnie zresztą dostępny z zewnątrz) tak aby uzyskać minimum powtórzeń pakietów i w konsekwencji maksymalną efektywną szybkość transmisji. Również i ta czynność musi być wykonana tylko raz dla każdej z radiostacji.

Wielu operatorów lekceważy jednak powyższe wskazania i podejmuje próby korzystając z fabycznego lub przypadkowego ustawienia parametrów. Efektem jest najczęściej znaczna liczba powtórzeń blokująca kanał i dająca wrażenie, że szybkość transmisji niewiele różni się od szybkości dla 1200 bit/s lub jest nawet niższa. Konsekwecją tego są niestety najczęściej długie dyskusje nt. nieprzydatności tego lub innego modelu radiostacji czy modemu, często też jego sprzedaż albo poszukiwanie sprzętu, który (przypadkiem) sprawdził się u któregoś z innych użytkowników. W rzeczywistości w technice (tak jak zresztą w całej przyrodzie) nie ma nic za darmo i większe szybkości transmisji trzeba okupić także większym nakładem pracy.

5. 4. SZYBKOŚĆ 4800 BIT/S

Szybkość 4800 bit/s jest rzadziej używana. Spotykanym standardem modulacji jest standard G3RUH. Stosuje się też typowe modemy G3RUH po podwojeniu wartości pojemności kondensatorów w filtrze. Stosowane radiostacje muszą być wyposażone w gniazdo we./wy. dla emisji cyfrowych lub konieczne jest dokonanie przedstawionych powyżej przeróbek.

Jedną z możliwości uatrakcyjnienia szybkości 4800 bit/s byłoby zastąpienie standardu G3RUH przez modulację Manchester. Wymagałoby to zmieszania sygnału wyjściowego modemu G3RUH z sygnałem zegarowym w dodatkowej bramce EX-OR. Widmo takiego sygnału jest skupione wokół częstotliwości zegarowej a więc nie zawiera tylu składowych niskoczęstotliwościowych przysparzających nieraz problemów w standardzie G3RUH.

5.5. SZYBKOŚĆ 19200 BIT/S

Również i przy tej szybkości stosowane są modemy wg. standardu G3RUH po wymianie kondensatorów filtów na egzemplarze o połowie pojemności. Wartości i oznaczenia kondensatorów wymagających wymiany są najczęściej podane w instrukcji modemu lub kontrolera. Pasmo częstotliwości sygnału w.cz. jest dwukrotnie szersze co wymaga wymiany filtrów p.cz. w odbiornikach lub zastosowania odbiorników specjalnie skonstruowanych do tego celu. Dla szybkości 19200 bit/s przewidziane są specjalne kanały o podwójnym odstępie częstotliwości w pasmach 70 cm i 23 cm.

5.6. SZYBKOŚCI 38,4 – 307,2 KBIT/S

Do najczęściej stosowanych szybkości należą 38400, 56000, 76800, 153600 i 307200 bit/s. Przeważnie stosowane są modemy FSK wg. standardu G3RUH. Ze względu na wzrastającą szerokość pasma szybkości te stosowane są w pasmach mikrofalowych. Jako kontrolery mogą być stosowane TNC3 lub konstrukcje specjalne w tym również kontrolery wewnętrzne wzorowane np. na kontrolerach Ethernet.

Obecnie szybkości te stosowane są eksperymentalnie lub w łączach sieci pakiet radio. W przyszłości będą z pewnością wchodzić w użycie i wśród użytkowników indywidualnych.

5.7. SZYBKOŚCI RZĘDU 1 MBIT/S

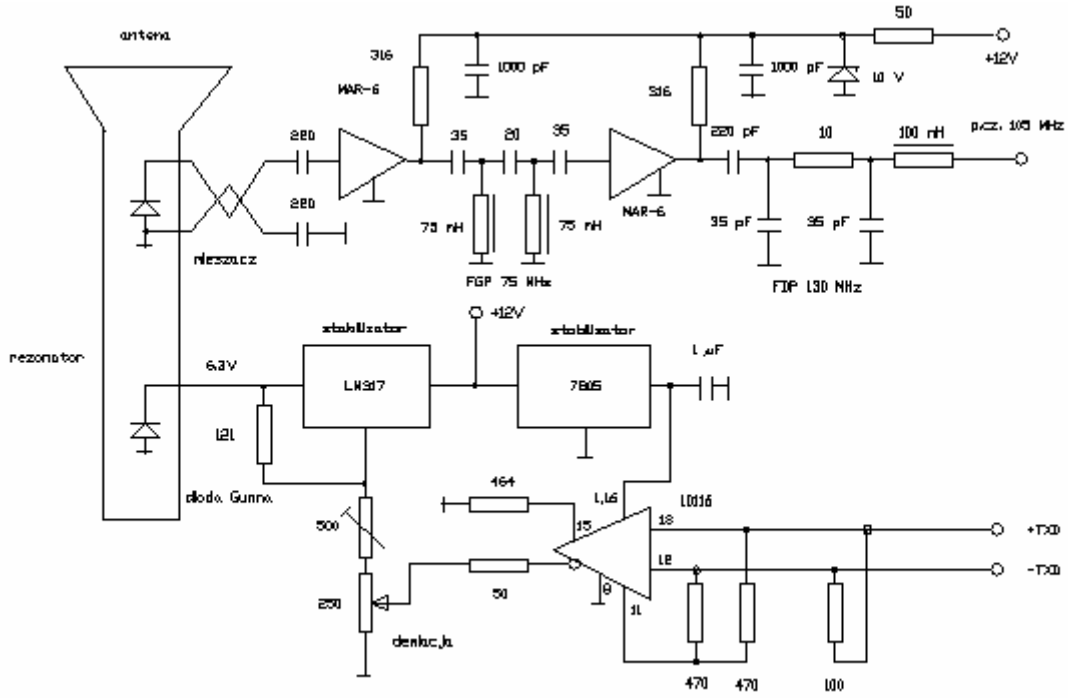
Szybkości te stosowane są jak narazie tylko w niektórych łączach sieci, np. w sieciach wyposażonych w węzły SUPERVOZELJ - konstrukcji S53MV – lub wzorowane na nich węzły ITANET. Węzły te są wyposażone w specjalnie do tego celu skonstruowane systemy mikroprocesorowe i kontrolery USCC. W jednym z eksperymentalnych łączy pracującym z szybkością 614 kbit/s użyto kontrolera TNC3.

Częstotliwości pracy tak szybkich łączy leżą w zakresach mikrofalowych do 10 GHz włącznie. Stosowane są odbiorniki o specjalne do tego celu dostosowanej konstrukcji. W sieci słoweńskiej są to np. odbiorniki pracujące na zasadzie tzw. trzeciej metody uzyskiwania sygnału SSB również opracowane przez Matjaża Vidmara S53MV.

5.8. NADAJNIK DLA SZYBKOŚCI PRZYSZŁOŚCIOWYCH

Sygnał wyjściowy modemu dla większych szybkości może bezpośrednio modulować (kluczować) częstotliwościowo generator nadajnika b.w.cz. Jako nadajnika można użyć jednego z opisanych dalej nadajników TV-FM po usunięciu układu preemfazy. Jednym z najprostszych układów nadajników dla pasm 10 GHz lub 24 GHz jest układ wykorzystujący diodę Gunna. Dioda umieszczona jest w odcinku falowodu zwartego na jednym z końców i stanowiącego rezonator na pożądaną częstotliwość. Na drugim (otwartym) końcu falowodu umieszczona jest antena rożkowa. Jej zysk wystarcza zasadniczo do łączności na krótkie dystanse. Dla zwiększenia zysku antenowego, a co za tym idzie i zasięgu stacji, można ją umieścić w ognisku reflektora parabolicznego o średnicy od 30 cm do 60 cm. Może to być przykładowo reflektor anteny telewizji satelitarnej. Dokładne dostrojenie rezonatora do częstotliwości pracy dokonywane jest za pomocą śruby dostrojczej wkręcanej do wnętrza rezonatora. Sygnał z generatora nadawczego może służyć także jako sygnał heterodyny odbiornika. W celu uzyskania układu nadawczo-odbiorczego należy więc umieścić w rezonatorze diodę mieszającą. Na wyjście mieszacza można dołączyć odbiornik FM lub FSK (w zależności od potrzeb). Częstotliwość pośrednia (równa częstotliwości wejściowej odbiornika FM) może wynosić od kilkadziesięciu do ponad 100 MHz. W początkowym etapie rozwoju amatorskiej techniki w paśmie 10 GHz jako odbiorniki wykorzystywane były samochodowe odbiorniki UKF dostrojone do wolnej częstotliwości w zakresie 105 - 108 MHz. Niestabilności generatora na diodzie Gunna były mało krytyczne przy zastosowaniu szerokopasmowej modulacji FM. Modulacja częstotliwości generatora uzyskiwana była za pomocą zmiany napięcia zasilającego diodę. Radiostacja taka była radiostacją dupleksową o częstotliwościach nadawania i odbioru odległych od siebie o częstotliwość pośrednią. W amatorskich łącznościach fonicznych w pasmach mikrofalowych stosowana jest obecnie wąskopasmowa modulacja FM lub modulacja SSB, co wymaga zastosowania bardziej skomplikowanych układów sterowanych kwarcowo. Ze względu na prostotę konstrukcji generatory z diodą Gunna mogą być w dalszym ciągu stosowane w systemach z modulacją szerokopasmową, a więc w układach TV-FM i szybkiej transmisji danych. W układzie przedstawionym na rysunku 5.9 kluczowanie częstotliwości generatora dokonywane jest przez zmianę napięcia odniesienia stabilizatora zasilającego diodę. W zależności od szybkości transmisji bramka sterująca może być bramką TTL z otwartym kolektorem lub bramką ECL. Do suwaka potencjometru regulacji dewiacji można także doprowadzić sygnał analogowy (np. sygnał fonii). Jako odbiornika można użyć dowolnego odbiornika FM o dostatecznie szerokim paśmie przenoszenia lub specjalnego odbiornika FSK (np. zawierającego scalony demodulator FSK).

Niektóre z czujników ruchu stosowanych w urządzeniach alarmowych lub automatach otwierających drzwi pracują w zakresie ok. 10,5 GHz (nieco powyżej pasma amatorskiego) i mogą być przestrojone na częstotliwości leżące w tym paśmie. Do zastosowań amatorskich wymagają one tylko dołączenia anteny o większym zysku.



Rys. 9 Nadajnik na diodzie Gunna

Ciekawe możliwości w tej dziedzinie oferują także omówione dalej techniki rozpraszania widma.

5.9. MODEM PSK/MSK DLA SZYBKOŚCI 1200 BIT/S

Szybkość 1200 bit/s jest standardową szybkością stosowaną w zakresach UKF, jednak ze względu na zastosowaną w przedstawionym układzie dwustanową modulację fazy (BPSK) jego opis pasuje tematycznie do niniejszego rozdziału. Układ opracowany został przez Jamesa Millera, G3RUH do celów komunikacji satelitarnej, może on być jednak także użyty w łącznościach naziemnych, w związku z omówionymi zaletami modulacji fazy. Prowadzone są także eksperymenty z zastosowaniem modulacji fazy w łącznościach pakiet radio z wykorzystaniem odbić od meterorytów (ang. meteor scatter). Przy okazji tych eksperymentów zaobserwowano większą odporność modulacji PSK na zakłócenia pochodzące od wielodrożnego odbioru sygnałów radiowych. Predystynowałoby to modulację PSK do zastosowań w łącznościach krótkofalowych pakiet radio. Próby zastosowania modulacji PSK prowadzone przez (nieliczne niestety) grupy krótkofalowców w różnych krajach doprowadziły do uruchomienia próbnych węzłów i skrzynek pakiet radio w zakresie krótkofalowym. Przykładem może być stacja VK4WIA-0 – węzeł i skrzynka – pracująca na częstotliwościach 7030, 10144, 14120 i 18102 kHz (USB) z szybkością transmisji 1200 bit/s. Szybkość ta przekracza znacznie typowe szybkości stosowane w zakresach krótkofalowych i może okazać się zbyt duża ze względu na wahania warunków propagacji, które praktycznie już przy szybkościach powyżej 300 bit/s mogą powodować zachodzenie na siebie kolejnych bitów sygnału. Częstotliwość podnośnej wynosi 1500 Hz.

Układ modemu może być wykorzystany do transmisji z różnymi szybkościami, po

dokonaniu minimalnych przeróbek. Wchodzący w skład modemu układ dostrajania odbiornika, w celu skompensowania wpływu efektu Dopplera, konieczny jest jedynie w przypadku pracy przez satelity – w łącznościach naziemnych jest on zbędny. Modem charakteryzuje się dużą prostotą, tak że jego konstrukcja i uruchomienie nie powinny przysparzać większych trudności.

W torze nadawczym modemu podnośna o częstotliwości 1600 Hz modulowana jest fazowo za pomocą sygnału różnicowego (sygnału NRZ-I), pochodzącego z kontrolera TNC. Jako modulatora użyto bramki logicznej exclusive-or (ex-or). Sygnał podnośnej może być otrzymany przez podział sygnału o częstotliwości zegarowej, pobranego z nóżki 11 wtyku J4 kontrolera lub jej odpowiednika w innych rozwiązaniach. W przypadku użycia modemu we współpracy z programem BayCom albo sterownikiem TFPCX sygnał ten musi pochodzić z dodatkowego generatora kwarcowego. Stosunkowo prostym rozwiązaniem jest użycie scalonego obwodu generatora i dzielników typu 4060 oraz kwarcu o częstotliwości 2,4576 MHz albo 4,9152 MHz. Są to typowe kwarce stosowane w generatorach zegarowych łączy szeregowych RS-232. Zmodulowany sygnał BPSK podawany jest następnie na drugą bramkę logiczną tego samego typu, w celu nałożenia na niego sygnału zegarowego 1200 Hz. Na wyjściu bramki otrzymywany jest sygnał zakodowany w kodzie Manchester zgodnie z potrzebami łączności satelitarnej. W łącznościach naziemnych modulacja Manchester nie jest stosowana i bramka ta może zostać pominięta, albo też jej drugie wejście może być połączone z masą układu. Możliwe jest także zainstalowanie przełącznika pozwalającego na wykorzystanie modemu do obu celów. Sygnał prostokątny z wyjścia bramki, po odfiltrowaniu w filtrze dolnoprzepustowym, podawany jest następnie na wejście mikrofonowe nadajnika SSB lub FM.

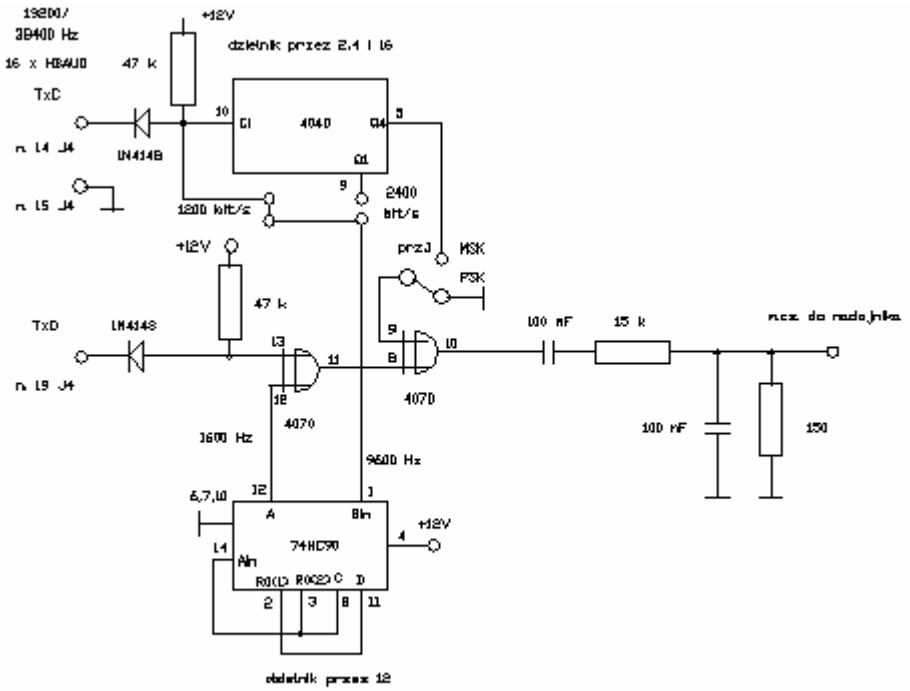
Dla zdemodulowania sygnału BPSK konieczne jest odtworzenie sygnału odniesienia. Sygnał podnośnej, odtworzony w układzie zawierającym obwody scalone U7, U8, U9 i U11, podawany jest na demodulator fazy (bramkę ex-or), na wyjściu której otrzymywane są dane w kodzie NRZ-I. Po odfiltrowaniu podnośnej, ograniczeniu i przesunięciu poziomu, sygnał ten jest doprowadzony do kontrolera TNC. Ponieważ sygnał PSK nie zawiera w swoim widmie prążka o częstotliwości podnośnej (widmo to jest identyczne z widmem sygnału DSB), niemożliwe jest bezpośrednie odtworzenie podnośnej. Najczęściej stosowane są układy podwajania częstotliwości (skok fazy ma wówczas podwójną wartość - 360 stopni, w widmie sygnału występuje prążek o podwójnej częstotliwości podnośnej) w połączeniu z dzielnikiem częstotliwości – cyfrowym lub opartym o pętlę synchronizacji fazy (PLL). W przedstawionym tu układzie podwojenie częstotliwości uzyskiwane jest za pomocą bramki EX-OR, do której wejść doprowadzony jest sygnał oryginalny i przesunięty w fazie (dzięki zastosowaniu rejestru przesuwnego U8). Generator pętli, synchronizowany za pomocą sygnału podwojonego, pracuje na częstotliwości 16-krotnie wyższej (25,6 kHz). Po dokonaniu podziału, za pomocą dzielnika U9, otrzymywany jest sygnał podnośnej, który jest następnie doprowadzony do detektora fazy. Dodatkowa bramka ex-or, zasilana podwojonym sygnałem oryginalnym i sygnałem pochodzącym z wyjścia QB dzielnika U9, i następujący po niej komparator dostarczają sygnału informującego o zasynchronizowaniu się pętli. Bramka U10 służy do wydzielenia sygnału telegraficznego nadawanego przez niektóre satelity, w przerwach między danymi pakiet radio, i w wielu przypadkach jest zbędna. Zakres synchronizacji pętli wynosi ok. +/- 250 Hz (jest on zależny od wartości opornika R29), dzięki czemu pętla może być zasynchronizowana także za pomocą sygnału podnośnej o częstotliwości różnej od 1600 Hz, w miarę potrzeby możliwy także jest wybór innej częstotliwości pracy generatora w pętli. Pozostałe człony demodulatora są układami aperiodycznymi i nie wymagają dostrojenia do częstotliwości podnośnej. Przy zmianie szybkości transmisji należy jedynie dopasować częstotliwość graniczną filtru dolnoprzepustowego na wyjściu detektora. W tym celu należy proporcjonalnie zmienić wartość opornika R30. Demodulator może

być więc łatwo użyty także dla szybkości transmisji 300 bit/s lub 2400 bit/s. Częstotliwość podnośnej leży w pobliżu środka kanału akustycznego i może pozostać bez zmiany.

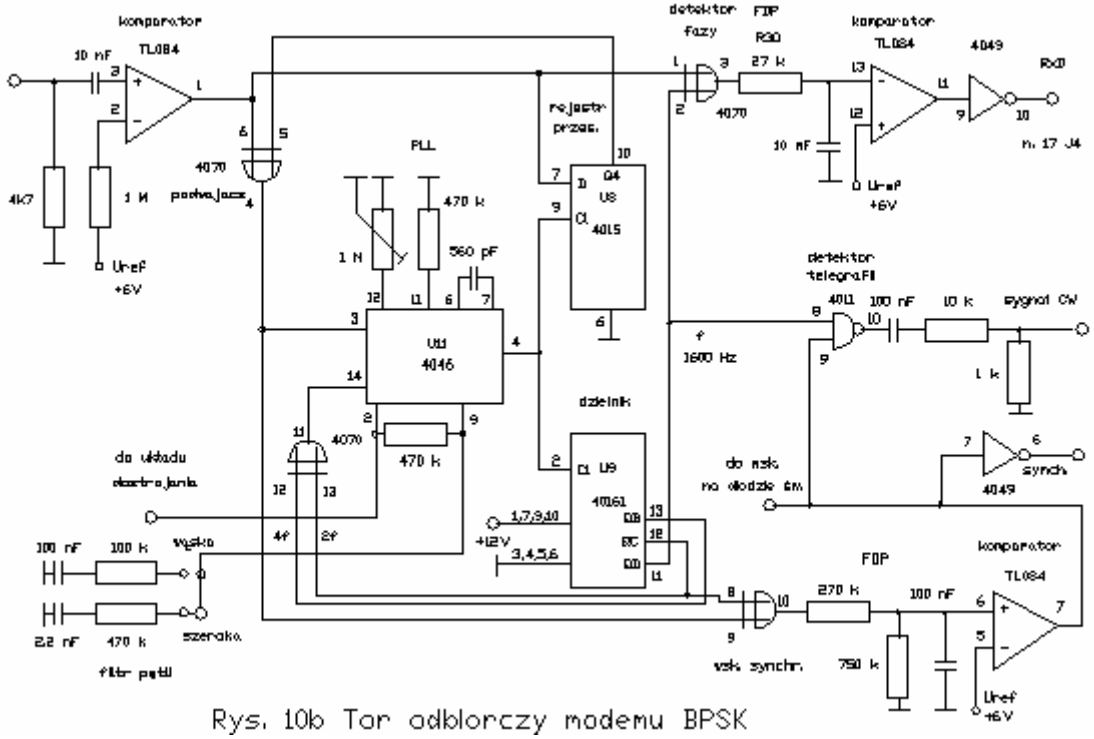
Dalszym członem modemu jest układ automatycznego dostrojenia odbiornika, pozwalający na skompensowanie wpływu efektu Dopplera. Człon ten jest niezbędny jedynie w przypadku użycia modemu do celów łączności satelitarnej. Główną część układu stanowi podwójny komparator (obwód scalony U5), którego zadaniem jest porównanie wartości sygnału dostrajającego pętlę PLL (pobranego z nóżki 2 obwodu U11 i odfiltrowanego za pomocą filtru aktywnego) z zadanymi wartościami granicznymi, ustalonymi za pomocą dzielnika oporowego R11, R2, R4 i R12. Po przekroczeniu wartości granicznych na wyjściach komparatorów generowane są sygnały logiczne, które przez bramki U2 i U3 sterują podstrajaniem odbiornika. W najprostszym przypadku powinny one być doprowadzone równolegle do klawiszy podstrajających (oznaczonych np. "UP" i "DOWN") znajdujących się w obudowie mikrofonu lub na płycie czołowej radiostacji. Zależnie od typu radiostacji może być konieczne podanie impulsu dodatniego (ang. active high) lub ujemnego (ang. active low). Przed wyborem właściwej polaryzacji impulsów należy dokładnie zapoznać się ze schematem posiadanego sprzętu. Zbędne wyjścia mogą zostać pominięte w konstrukcji modemu.

W podanym rozwiązaniu układ modemu połączony jest z kontrolerem TNC za pomocą wtyku modemowego ("modem disconnect"), w przypadku samodzielnej pracy modemu (w połączeniu z programami BayCom, TFPCX) należy dobudować układ przełączania nadawanie-odbiór. Może to być układ identyczny ze stosowanym w modemie BayCom.

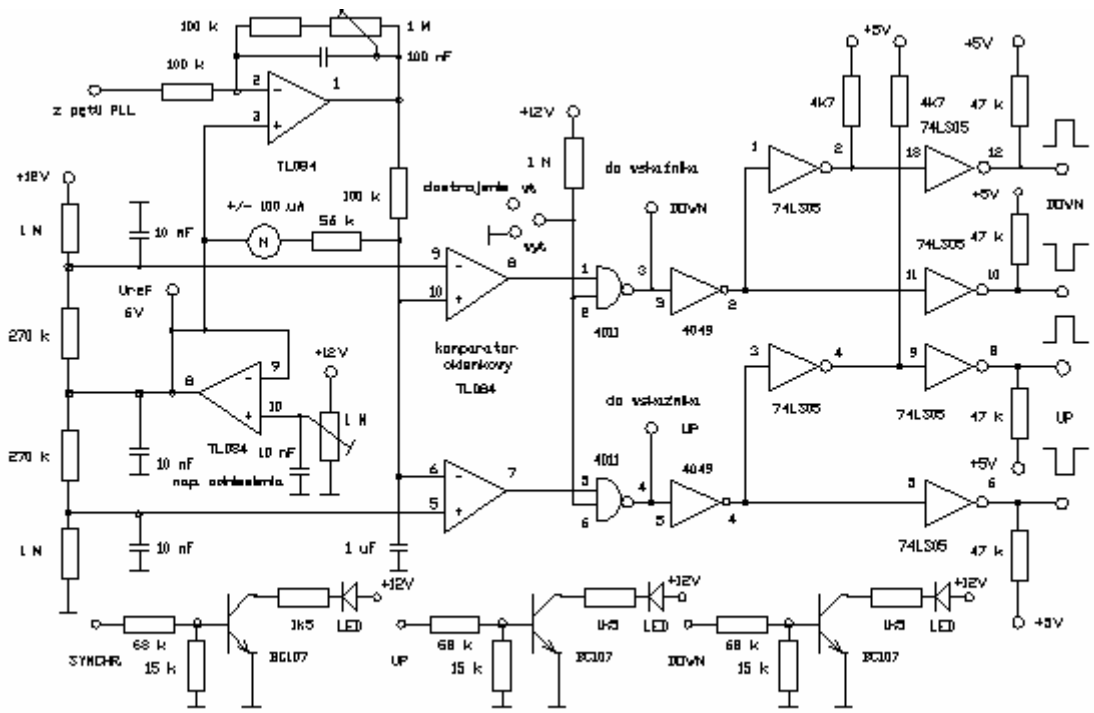
Słabą stroną tego rozwiązania, podobnie jak i wielu innych modemów pakiet radio i faksymile/SSTV, jest brak filtru wejściowego eliminującego przynajmniej częściowo zakłócenia sygnału odbieranego. Dodanie wejściowego filtru aktywnego jest korzystne zwłaszcza w przypadku użycia modemu w łącznościach meteor-scatter lub w zakresach krótkofalowych. Częstotliwość środkowa filtru powinna powinna być zgodna z częstotliwością podnośnej (1600 Hz), a jego szerokość pasma jest zależna od zastosowanej szybkości transmisji. Dla szybkości transmisji 1200 bit/s najwyższa podstawowa częstotliwość modulująca wynosi 600 Hz (w przypadku transmisji przemiennego ciągu zer i jedynek), a częstotliwość chwilowa jest zmienna i leży w zakresie od zera do częstotliwości maksymalnej. Szerokość pasma sygnału zmodulowanego wynosi więc (identycznie jak dla modulacji DSB) 1200 Hz, a pasmo przenoszenia rozciąga się od 1000 Hz do 2200 Hz. Dla szybkości 2400 bit/s pasmo to wynosi 2400 Hz (400 - 2800 Hz), a dla szybkości 300 bit/s – 300 Hz (1450 - 1750 Hz). Dla porównania pasmo zajmowane przez modulację AFSK wynosi dla szybkości 1200 bit/s, z podnośną 1200/2200 Hz - 2200 kHz (zakres 600 - 2800 Hz), a dla szybkości 300 bit/s z podnośną 1600/1800 Hz - 500 Hz (zakres 1450 - 1950 Hz). W powyższych porównaniach uwzględniłem jedynie składową podstawową sygnału danych. Jak wynika z porównania pasmo zajmowane przez sygnał BPSK jest, przy danej szybkości transmisji, wyraźnie węższe niż pasmo zajmowane przez odpowiedni sygnał AFSK. Pozwala to na lepsze wyeliminowanie wpływu zakłóceń zwłaszcza w zakresach krótkofalowych, a poza tym na transmisję danych cyfrowych z szybkością 2400 bit/s w standardowym kanale radiowym nawet bez użycia bardziej skomplikowanej modulacji QPSK. Jest to kolejny argument (oprócz większej odporności modulacji PSK na zakłócenia wywołane odbiorem wielodrożnym) przemawiający za podjęciem eksperymentów z zastosowaniem modulacji PSK w zakresach fal krótkich. Schemat modemu przedstawiono na rysunkach 5.10 a-c. Na rysunku 5.10d przedstawiono alternatywne rozwiązanie generatora zegarowego.



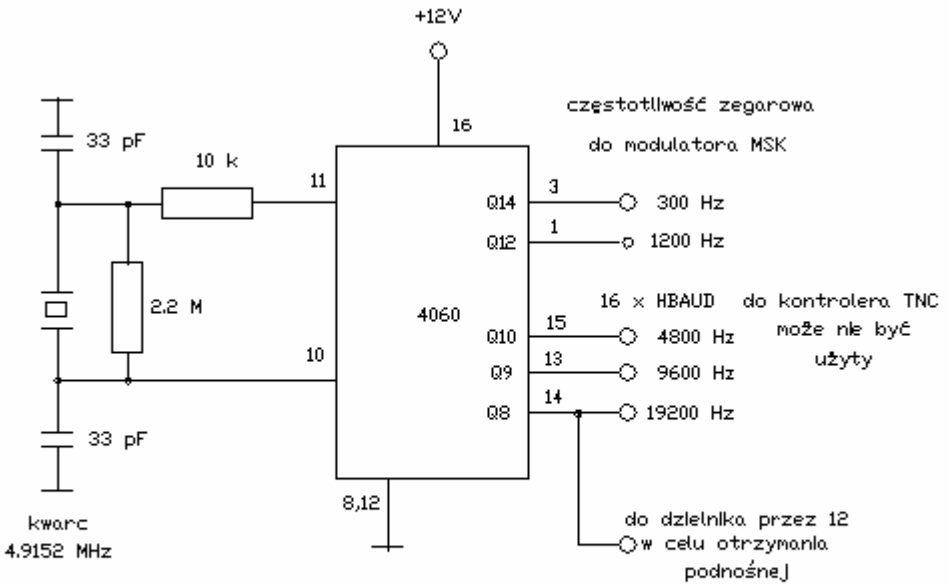
Rys. 10a. Tor nadawczy modemu BPSK/MSK



Rys. 10b Tor odbiorczy modemu BPSK



Rys. 10c Układ dostrajania odbiornika



Rys. 10d Alternatywny generator zegarowy

5.9.1. SPIS CZĘŚCI

Modem:
Oporniki: 150 , 470 , 1 k, 3 x 1,5 k, 3 x 4,7 k, 10 k, 4 x 15 k, 27 k, 6 x 47 k, 56 k, 3 x 68 k, 4 x 100 k, 3 x 270 k, 3 x 470 k, 750 k, 4 x 1 M,
kondensatory: 560 pF, 2,2 nF, 6 x 10 nF, 5 x 100 nF, 1 uF,
potencjometry: 3 x 1 M,
obwody scalone: 74LS05, 4011, 4015, 4040, 4046, 4049, 2 x 4070, 40161, 74HC90, 2 x TL084,

tranzystory: 3 x BC107,
diody: 3 diody świecące, 2 x 1N4148.

Generator zegarowy:
Oporniki: 10 k, 2,2 M,
kondensatory: 2 x 33 pF,
obwód scalony 4060,
kwarc 4,9152 MHz.

5.10. PRZEGLĄD MODEMÓW

Dla orientacji w możliwościach rozbudowy sprzętu przedstawiam poniżej krótkie informacje na temat dostępnego sprzętu fabrycznego.

5.10.1. ROZWIĄZANIA MODEMÓW FABRYCZNYCH

Modem M-24 firmy DRSI (2400 bit/s) przewidziany jest w pierwszym rzędzie do podłączenia do kontrolera tej samej firmy. W omówieniu tego typu kontrolerów była mowa o kilku jego wykonaniach, wśród których jedno wyposażone jest jedynie w gniazdka zamiast gotowych modemów. Ułatwia to współpracę z modemami dowolnych typów, nie tylko z modemem M-24 i pozwala na ich łatwą wymianę w miarę zmieniających się okoliczności.

W kontrolerze KPC-2400 firmy Kantronics stosowany jest modem QPSK typu TM-2400. Możliwe jest także oddzielne nabycie go w celu zainstalowania w kontrolerach innych firm. Kontrolery oparte na konstrukcji TNC2 (TAPR), jak kontrolery firmy MFJ, AEA (Timewave) lub PacComm, a także kontrolery wielofunkcyjne wyposażone są w wewnętrzny wtyk pozwalający na odłączenie wbudowanego modemu 1200 lub 300/1200 bit/s i współpracę z innymi dowolnymi układami. W wielu przypadkach nóżki wtyku zwarte są na płytce drukowanej co wymaga przecięcia ścieżek; w niektórych typach wtyk nie jest wogóle wlutowany. Naogół jest on jednak łatwy do zidentyfikowania na schemacie i na płytce, przeważnie – jak wspomniano – nosi na schemacie nazwę "modem disconnect" i w kontrolerach TNC2 oznaczenie J4.

Konstrukcje kontrolerów Kantronics jak KAM, KPC nie pozwalają na dołączenie modemu zewnętrznego. Kontroler trzeciej generacji – Data Engine wyposażony jest we wtyki pozwalające na dołączenie modemów Kantronics przeznaczonych do pracy z szybkościami 2400 bit/s i 9600 bit/s. Modem 9600 bit/s oparty jest na licencji G3RUH.

Modem MFJ-2400 stosowany w kontrolerach MFJ-1278T może być zainstalowany w wielu innych modelach kontrolerów wzorowanych na TNC2 i to nie tylko firmy MFJ. Może on być także połączony z wyjściem szeregowym komputera zamiast modemu BayCom. W kontrolerach PK-232 i pochodnych może być zainstalowany modem MFJ-2400X.

W przypadku modemów PSK konieczne jest doprowadzenie pewnej liczby sygnałów dodatkowych nie zawsze występujących na wtyku "modem disconnect". Sygnały te muszą być doprowadzone za pomocą dodatkowych przewodów.

I tak np. dołączenie modemu TM-2400 do kontrolera PK-232 wymaga przylutowania 12 przewodów, zmiany pozycji kilku zwieraczy w kontrolerze PK-232 i czterech na płytce modemu. Zmiana szybkości transmisji dokonuje się za pomocą rozkazu HBAUD 2400.

Niestety, nie wszystkie modele kontrolerów TNC pozwalają na pracę z szybkością 2400 bit/s. Przed podjęciem decyzji zakupu modemu należy sprawdzić stopień jego zgodności ze wzorcem TNC2. Niektóre z niemieckich rozwiązań różnią się nieco układowo od wzorca TNC2. Jak już wspomniałem, jedną z najważniejszych różnic jest rozkład sygnałów na wtyku modemu zewnętrznego. W razie potrzeby może być konieczne zastosowanie odpowiedniego kabla przejściowego. W niektórych kontrolerach TNC przełączanie szybkości odbywa się za pomocą przełącznika DIL umieszczonego na jednej ze ścianek obudowy i najczęściej pozwalającego na wybór szybkości 300/1200/2400/9600 bit/s, w innych zmiana szybkości odbywa się za pomocą rozkazu HBAUD (albo jego odpowiednika) i koniecz-

ne jest sprawdzenie działania tego rozkazu.

Możliwe byłoby także podłączenie przedstawionych modemów QPSK do wyjścia szeregowego komputera zgodnie ze standardem BayCom i jego współpraca ze sterownikami TFPXC (dla programów GP i SP), AX25 (dla programów TCP/IP – NOS, JNOS itp.) i BPQAX25 (dla oprogramowania węzła BPQ). Ponieważ w modemach tych występują poziomy napięć TTL, konieczne byłoby w tym przypadku zastosowanie stopni dopasowujących do napięć +/- 12V, mogłyby to być bramki CMOS.

Modemy pracujące z szybkością 9600 bit/s są modemami FSK, dlatego też do ich pracy wystarczają sygnały występujące na wtyku modemu zewnętrznego. Jednym z najpopularniejszych rozwiązań jest tu konstrukcja opracowana przez Jamesa Millera, G3RUH. Jest ono wykorzystywane na zasadzie licencji m. in. przez firmę PacComm w modemie NB-96, przewidziany do współpracy z kontrolerami pochodnymi od TNC2 oraz kontrolerem PK-232. Produkowany jest w dwóch wydaniach: płytki montowanej w obudowie kontrolera lub modemu zewnętrznego. Zmiana szybkości transmisji kontrolera dokonywana jest odpowiednio za pomocą przełącznika DIL lub rozkazu HBAUD 9600 (MODE VP 9600).

Po połączeniu modemu z radiostacją konieczne jest takie ustawienie poziomu sygnału wyjściowego, aby dewiacja wynosiła +/- 3 kHz (szerokość pasma sygnału w.cz. ok. 20 kHz).

Sygnał wyjściowy modemu NB-96 generowany jest cyfrowo i poddawany dodatkowej filtracji nie tylko w celu ograniczenia jego pasma, ale także dopasowania go do charakterystyki przenoszenia toru radiowego. 32 charakterystyki kompensacji zapisane są w pamięci PROM, a ich wybór następuje za pomocą odpowiedniej kombinacji zwieraczy. Amplituda sygnału wyjściowego regulowana jest w zakresie od 0 do 8 V wartości międzyszczytowej. Tor odbiorczy o szerokości pasma 6 kHz ma dużą dynamikę. Zakres dopuszczalnych amplitud wejściowych leży między 50 mV a 10 V wartości międzyszczytowej.

Po wymianie kilku kondensatorów w filtrach możliwa jest praca także z większymi szybkościami transmisji (19200 bit/s). Wymaga to też odpowiedniego poszerzenia pasma przenoszenia toru p.cz. w radiostacji.

Analogiczne modemy produkowane są przez szereg znanych firm, przykładem mogą być modemy MFJ-9600 firmy MFJ i PK900/96 firmy Timewave.

Modemy PAR-96 i PICPAR podłączane do wyjścia drukarki (LPT1/2) współpracują z nowszymi wersjami programu BayCom. PAR-96 jest także produkowany także przez firmę MUEL.

Na rynku niemieckim dostępny jest także kontroler TNC2H wyposażony fabrycznie w modem konstrukcji DF9IC. Modem ten zainstalowany jest też na płytce BayCom – USCC przeznaczonej do wetknięcia do komputerów PC/XT/AT. Na licencji G3RUH oparty jest także modem FSK-UNI przeznaczony do współpracy z kontrolerami TNC2, TNC3S i RMNC/Flexnet. Modem ten jest udoskonaloną konstrukcją modemu DF9IC i może, podobnie jak rozwiązanie oryginalne, pracować z szybkościami transmisji do 76,8 kbit/s.

Modem DPK-9600 firmy DRSI jest przewidziany do współpracy z płytkami wewnętrznymi kontrolerów TNC tej firmy.

Także większość kontrolerów TNC firmy AEA: PK-900, PK-96 i cyfrowe DSP-1232/2232 i DSP-232 może pracować z szybkością 9600 bit/s (PK-900 wymaga dołączenia modemu PK900/96 nie wchodzącego w skład standardowego wyposażenia). Kontroler IPR-NB96 firmy PacComm wyposażony jest nie tylko w modem dla szybkości 9600 bit/s ale także w dwukanałową radiostację o mocy 2 W, pracującą w paśmie 70 cm. Kontroler TNC-NB96 pracuje z szybkościami 1200 i 9600 bit/sek, natomiast SPRINT-2 – z szybkościami 9600 - 57600 bit/s. Firma PacComm wytwarza także modele oparte na licencji Gracilis: są to kontroler zewnętrzny PackeTen (P-10) i wewnętrzny PackeTwin – oba

dostosowane są do szybkości transmisji w zakresie od 1200 do 64000 bit/s. Modem MSK konstrukcji WA4DSY (także wytwarzany przez firmę PacComm) pracuje z szybkością 56 kbit/sek. Sygnały wejściowy i wyjściowy modemu leżą w zakresie częstotliwości pośredniej 29-30 MHz. Wymaga on więc jedynie podłączenia transwertera na pożądane pasmo amatorskie. Na rynku amerykańskim spotykane są również modele modemów dla szybkości 56 kbit/s pracujące bezpośrednio w zakresach 70 i 13 cm a także w amerykańskich zakresach 125 i 33 cm. Moce wyjściowe modemów leżą w zakresie 100 mW - 25 W.

5.10.2. MODEMY SATELITARNE

Również praca przez niektóre satelity amatorskie wymaga zastosowania modemu BPSK/MSK. Gotowe rozwiązania są jeszcze niestety rzadko spotykane. Jednym z przykładów jest modem Microsat-PSK firmy PacComm (wzorowany na rozwiązaniu G3RUH). Pozwala on na transmisję danych w systemie pakiet radio z modulacją Manchester (MSK) i odbiór satelitów pracujących z modulacją fazy (BPSK) z szybkością 1200 bit/s, odbiór sygnałów telemetrycznych nadawanych z szybkością 400 bit/s i modulacją Manchester lub obustronną transmisję z modulacją BPSK i szybkością 1200 bit/s przewidzianą do łączności naziemnych. Ze względu na nieduże szybkości transmisji połączenie modemu odpowiednio z nadajnikiem FM i odbiornikiem SSB nie przedstawia żadnych problemów. Połączenie z kontrolerem TNC następuje za pomocą wtyku dla modemu zewnętrznego. Modem wyposażony jest dodatkowo w wyjście umożliwiające kompensację efektu Dopplera. W opisany modem wyposażony jest kontroler PSK-1T firmy PacComm. Modemy te są także dostępne oddzielnie pod nazwą PSK-1. Do pracy z modulacją BPSK/MSK dostosowane są również kontrolery DSP-1232/2232 i DSP-232.

Część satelitów amatorskich pozwala także (lub wyłącznie) na pracę z szybkością 9600 bit/s przy wykorzystaniu modemu G3RUH. W przyszłościowych projektach satelitarnych (np. PANSAT) przewidziane jest korzystanie z transmisji z rozpraszaniem widma. Równolegle prowadzone są prace na konstrukcją nieskomplikowanych odbiorników i modemów do tego celu.

6. SYSTEMY ARQ/FEC

Wspólną cechą charakterystyczną przedstawionych dalej rodzajów emisji jest występowanie w nich dwóch zasadniczych metod korekcji błędów i przekłamań transmisji.

Pierwszą z nich jest metoda ARQ (ang. Automatic Repeat reQuest). Metoda ta, występująca także w emisji pakiet radio polega na kwitowaniu przez stronę odbiorczą prawidłowo odebranych bloków danych (pakietów, datagramów itp.) i żądaniu powtórzenia bloków przekłamanych. Sposoby rozpoznania przekłamania mogą być różne, jest to jednak w tym momencie sprawą drugorzędną. Są one przedstawione dokładniej w dyskusji danego rodzaju emisji.

Drugą z metod jest metoda FEC (ang. Forward error Correction) pozwalająca stronie odbiorczej na samodzielną korekcję błędów w ograniczonym zakresie. I tutaj również stosowane są różne algorytmy korekcji począwszy od najprostszego polegającego na wielokrotnej transmisji tych samych danych aż po złożone kody samokorygujące.

Metody te mogą być stosowane oddzielnie lub też wspólnie. Ich połączenie pozwala na zmniejszenie liczby powtórzeń danych a więc i na redukcję obciążenia kanału komunikacyjnego.

Jak wynika z powyższych rozważań system pakiet radio można zaliczyć do prostych systemów ARQ. W ostatnich czasach pojawiają się wprawdzie projekty dodania do niego mechanizmów FEC w postaci kodów samokorygujących jest to jednak jeszcze sprawa dalszej przyszłości.

6.1. EMISJA AMTOR

Emisja AMTOR (ang. Amateur Microcomputer Teleprinter Over Radio) jest pośrednim rodzajem emisji między zwykłą telegrafią dalekopisową RTTY a systemem pakiet radio. Występują tu mechanizmy zabezpieczające transmisję przed przekłamaniami oraz umożliwiające selektywne wywołanie adresata. Mechanizmy te, chociaż zwiększające prawdopodobieństwo bezbłędnej transmisji danych, są znacznie prostsze niż w przypadku systemu pakiet radio, a poza tym nie muszą być wykorzystywane w całej pełni. Również stosowanie wywołania selektywnego nie jest warunkiem przeprowadzenia bezbłędnej łączności.

System AMTOR wywodzi się z opracowanego w latach sześćdziesiątych na zlecenie poczty holenderskiej systemu TOR (ang. Telex Over Radio), którego pochodną jest również system SITOR (podstawową dafinicję zawiera norma CCITT 476, uzupełnienia – norma CCITT 625). Głównym celem systemu TOR było zapewnienie bezbłędności transmisji teleksowej w łączach radiowych umożliwiające ich bezpośrednie sprzężenie z siecią dalekopisową.

Początkowo system TOR (znany następnie pod nazwą SITOR) stosowany był w praktyce profesjonalnej (w sieciach dyplomatycznych i łącznościach morskich), w miarę rozpowszechniania się i spadku cen systemów mikroprocesorowych zaczął być stosowany w praktyce amatorskiej. Pierwsze eksperymentalne łączności zostały nawiązane przez krótkofalowców brytyjskich pod koniec lat siedemdziesiątych najpierw w pasmach UKF, a następnie KF. Autorem i pionierem systemu AMTOR jest Peter Martinez G3PLX, ostatnio znany również jako autor systemu PSK31. Zasadniczą różnicą między systemami SITOR i AMTOR jest stosowanie w systenie SITOR pięcioznakowych kodów wywoławczych w przeciwieństwie do czteroznakowych stosowanych w praktyce amatorskiej. Kody

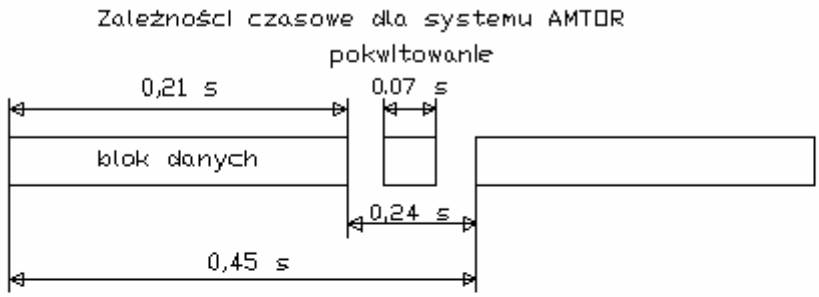
SITOR są pochodnymi numerów kierunkowych używanych w sieci dalekopisowej i nie dopuszczają wszystkich możliwych kombinacji liter występujących w znakach stacji amatorskich.

Wykrycie przekłamań przez stronę odbiorczą możliwe jest dzięki zastosowaniu specjalnego kodu, w którym znaki zawierają stałą liczbę poziomów logicznych "mark" i "space". W przyjętym siedmiobitowym kodzie występują cztery bity "mark" i trzy bity "space", umożliwia on więc przekazywanie 35 znaków (alfabet CCITT 476 – Tabela 6.1). Pozostałe kombinacje są traktowane jako błędne, co pozwala na wykrycie przekłamań transmisji. Prawdopodobieństwo powstania błędnego znaku wynosi więc 35/128 = 0,273, a dla bloków trzyznakowych – już tylko 0,273^3 = 0,02. Ponieważ trzy z możliwych kombinacji przeznaczone są dla specjalnych znaków sterujących (RQ i dwa znaki jałowe – synchronizujące) pozostają 32 kombinacje odpowiadające nadawanym znakom alfanumerycznym. W konsekwencji alfabet AMTOR zawiera więc jedynie duże litery. Uniemożliwia on transmisję danych innych niż otwarte teksty, a więc np. programów komputerowych w języku maszynowym, co jest oczywiste w przypadku systemu pakiet radio. Ostatnio podejmowane są próby rozszerzenia alfabetu AMTOR, tak aby mógł on zawierać znaki specjalne i niektóre litery alfabetów narodowych. Transmisja zbiorów dwójkowych (programów, obrazów) w klasycznym systemie AMTOR (podobnie jak w systemie RTTY) wymaga użycia specjalnych kodów, np. kodu Intel-Hex lub kodowania UU. Zakodowane w ten sposób zbiory charakteryzują się długością większą od zbioru oryginalnego. W łącznościach amatorskich stosowane są często kody i programy kodujące opracowane przez krótkofalowców, jednym z nich jest program 3LD. Przed zakodowaniem zbiory są automatycznie komprymowane za pomocą programu LHARC, dzięki czemu długość zbiorów transmitowanych jest często mniejsza niż długość zbiorów oryginalnych. Do przełączania między zbiorami dużych i małych liter wykorzystywany jest znak ASCII o wartości 0 – znak NUL.

Zmiana stosunku liczby bitów "mark" i "space" w odebranym znaku sygnalizuje stronie odbiorczej wystąpienie przekłamania na łączu. Oczywiście nie jest to system niezawodny, możliwe jest wystąpienie przekłamania jednocześnie kilku bitów tak, że stosunek liczby bitów "mark" i "space" w odebranym sygnale będzie mimo wszystko poprawny, jednak prawdopodobieństwo takiego przypadku jest nieznaczne. W praktyce, występującej zwłaszcza na łączach krótkofalowych, zaniki lub niesynchroniczne zakłócenia impulsowe powodują zniekształcenie odbieranego sygnału w sposób umożliwiający jednoznacznie wykrycie przekłamań.

6.1.1. TRYB A (ARQ)

W trybie A lub ARQ (ang. Automatic Repeat reQuest lub Automatic Repeat Query) odebrany prawidłowo blok kwitowany jest przez stronę odbiorczą, w przypadku nieprawidłowego odbioru strona odbiorcza żąda jego powtórzenia. Nadawana informacja dzielona jest na bloki o długości trzech znaków (210 ms), a ich odbiór kwitowany jest przez adresata naprzemian za pomocą znaków kontrolnych C1 i C2. Stosowanie znaków naprzemian pozwala na stwierdzenie zaginięcia pokwitowania lub bloku danych. Żądanie powtórzenia błędnie odebranego bloku sygnalizowane jest za pomocą znaku powtórzenia – RQ. Odstęp czasu między blokami wynosi 240 ms, a ponieważ znak kwitujący ma długość 70 ms pozostaje dostateczna rezerwa czasu na uwzględnienie czasów propagacji sygnału (0,33 ms/100 km) i przełączania nadawanie-odbiór – przeważnie ok. 20 - 40 ms. Stosunki czasowe w trybie A przedstawione są na rysunku 6.1.



Rys. 1. System AMTOR

Stacja nadawcza może przejść do transmisji następnego bloku danych dopiero po uzyskaniu pozytywnego pokwitowania od adresata, przy czym każdy blok jest kwitowany oddzielnie, w przeciwieństwie do systemu pakiet radio gdzie możliwe jest kwitowanie do 7 pakietów naraz. Mówiąc inaczej wymiana danych polega na przemiennej transmisji danych i pokwitowań w stałym, synchronizowanym rytmie.

Porównując system AMTOR z systemem pakiet radio można zauważyć, że krótkie bloki są mniej narażone na wpływ zakłóceń niż dłuższe stosowane w tym drugim, jednocześnie cierpi na tym efektywna szybkość transmisji ze względu na większą częstotliwość pokwitowań.

Dane transmitowane są synchronicznie z szybkością 100 bit/s. W przypadku braku informacji użytecznej wtrącane są znaki jałowe beta tak aby zachować stałą długość bloku. Stacja odbiorcza synchronizowana jest za pomocą ciągu znaków nadawanych na początku transmisji. Może to być ciąg znaków jałowych (ang. iddle) lub czteroznakowy kod wywołania selektywnego. Ta ostatnia odmiana trybu A zwana jest SELCALL.

Dzięki transmisji synchronicznej znaki stanowiące treść bloku nie muszą zawierać bitów startu i stopu dzięki czemu kanał transmisyjny jest lepiej wykorzystany aniżeli w przypadku emisji RTTY. Dla utrzymania synchronizacji konieczne jest tu zachowanie znacznie większej stałości generatora odniesienia (taktującego) niż w przypadku emisji RTTY. Stałość ta musi dochodzić do 3x10^-5. Pomimo tak wysokiej stałości częstotliwości konieczne jest przeprowadzanie korekty fazy sygnału taktującego po stronie odbiorczej w trakcie dłuższych sesji łączności. Korekta ta powinna być przeprowadzana stopniowo, tak aby skoki fazy nie przekraczały +/- 2 ms na sekundę. W trybie A stacją wzorcową jest zawsze stacja, który zainicjowała połączenie natomiast w trybie B stacja nadająca dane.

Kod wywołania selektywnego (SELCALL) składa się z czterech liter, w praktyce amatorskiej stanowiących część znaku wywoławczego stacji. Pierwsza litera kodu jest równa pierwszej literze znaku wywoławczego kraju, trzy następne przejęte są ze znaku wywoławczego stacji. Cyfry zawarte w znaku wywoławczym są zawsze opuszczane, w przypadku krótszych znaków wywoławczych pierwsza litera jest powtarzana dwukrotnie. Przykładowo dla stacji SP5GBK kod wywoławczy wynosiłby SGBK, a dla stacji SP5GB – SSGB. Możliwe, chociaż narazie rzadko stosowane w łącznościach amatorskich, jest stosowanie siedmioznakowych kodów wywołania selektywnego (wg normy CCIR 625 lub CCIR 491). W kodach tych stosowane są wszystkie litery poza literami G, H, J, L, N i W,

które są zastępowane innymi według podanego dalej klucza. Także cyfry występujące w znaku podlegają zamianie na litery.
Przyporządkowanie to wygląda następująco:
litera: G = C, H = K, J = U, L = F, N = V, W = M;
cyfra: 0 = O, 1 = I, 2 = Z, 3 = E, 4 = Y, 5 = S, 6 = D, 7 = T, 8 = B, 9 = P.

W razie potrzeby ostatnia litera znaku powtarzana jest aż do uzyskania kodu siedmioznakowego. Przykładowo dla znaku SP5GBK kod wynosiłby więc SPSCBKK a dla znaku OE1KDA – OEIKDAA.

Transmisja w trybie A odbywa się jednokierunkowo, zmiana kierunku relacji (ang. *change over*) następuje po nadaniu ciągu znaków '+?'. Dopuszczalne jest również przejęcie inicjatywy (ang. *break-in*) przez nadanie znaku 'ctrl-C'. Prowadzona łączność nabiera w ten sposób charakteru dialogu. Stacja odbiorcza kwituje żądanie zmiany kierunku za pomocą znaku kontrolnego C3, po czym strona nadawcza wysyła blok złożony kolejno ze znaków jałowych beta, alfa i beta. Odpowiedzią stacji odbiorczej jest blok złożony z trzech znaków powtórzenia RQ, który jest także kwitowany przez stację nadawczą za pomocą znaku C1 lub C2. Dopiero po tym pokwitowaniu może nastąpić transmisja tekstu. Żądaniem przerwania połączenia jest blok zawierający trzy znaki jałowe alfa. Musi on być oczywiście także pokwitowany. W przypadku przerwania połączenia wskutek złych warunków w łączu podejmowana jest automatycznie próba jego wznowienia. W systemie pakiet radio próba taka musi być podjęta przez operatora stacji.

6.1.2. TRYB L (ARQ-L)

Odmianą trybu A jest tryb L umożliwiający nasłuch (ang. *ARQ-Listen*) bez kwitowania odebranych bloków (monitorowanie), a więc i bez aktywnej możliwości korekcji błędów. Jest to tryb pracy nie występujący w profesjonalnym systemie SITOR. Monitorowanie to nie jest jednak tak wygodne, jak w systemie pakiet radio.

6.1.3. TRYB B (FEC)

Drugą wersją systemu AMTOR jest tryb B zwany też FEC (ang. *Forward Error Correction*) albo B-collective. W tym trybie każdy z nadawanych znaków powtarzany jest dwukrotnie, umożliwiając stacji odbiorczej wyłowienie prawidłowych znaków z zakłóconej transmisji. Dla zmniejszenia prawdopodobieństwa zakłócenia obu powtórzeń ciągi znaków nadawane są w odstępie 350 ms odpowiadającym czasowi trwania pięciu znaków. Zapewnia to odporność na zakłócenia impulsowe o czasie nie przekraczającym 280 ms – co odpowiada długości czterech znaków. W szczególnych przypadkach dopuszczalny czas trwania zakłócenia może dojść nawet do 350 ms.

Identyfikacja pierwszego i drugiego ciągu możliwa jest dzięki nadawaniu w odpowiednich momentach czasowych dwóch różnych znaków identyfikacyjnych. Znaki te nadawane są w czasach jałowych zamiast znaków informacji użytecznej i dodatkowo wtrącane w ustalonych odstępach czasu w trakcie nadawania informacji (co 25 - 80 znaków). Umożliwia to synchronizację stacji odbierającej niezależnie od momentu jej włączenia lub występujących po drodze zakłóceń. W ciągu pierwszym zwanym też ciągiem DX wtrącane są znaki powtórzenia (RQ) natomiast w ciągu drugim (ciągu RX) – znaki jałowe (wypełniacze) alfa. Koniec transmisji ciągu DX sygnalizowany jest za pomocą dwóch znaków jałowych (wypełniaczy) alfa.

Szybkość transmisji, podobnie jak w trybie A, wynosi 100 bit/s co oznacza czas trwania bitu równy 10 ms, a więc odpowiednio długość znaku wynosi 70 ms. Podobnie jak w trybie A transmisja odbywa się synchronicznie bez użycia bitów startu i stopu. Strona na-

dawcza nie oczekuje tu jednak, w przeciwieństwie do trybu A, pokwitowania od adresata. Sposób ten jest szczególnie przydatny do transmisji tekstów przeznaczonych dla szerszego grona adresatów, np. transmisji komunikatów. W przypadku dialogu strona inicjująca połączenie informuje stronę odbiorczą o zakończeniu transmisji i gotowości do przyjęcia odpowiedzi. Efektywność transmisji jest mniejsza niż w trybie A, jednak mimo to odporność na zakłócenia jest wielokrotnie (do dziesięciu razy) większa niż dla emisji RTTY.

Szybkość transmisji 100 bit/s oznacza w trybie B efektywną szybkość wynoszącą 50 bit/s.

W praktyce amatorskiej tryb B jest stosowany najczęściej do wywołań CQ i w pierwszej fazie łączności, po czym dalszy ciąg odbywa się przy użyciu trybu A. Może on być stosowany także do łączności w trudnych warunkach, w których łączność w trybie A nie jest już możliwa. Mimo ustalonych zasad tworzenia kodów wywołania selektywnego, możliwe są dwuznaczności, poza tym niektóre urządzenia profesjonalne SITOR wykorzystywane przez radioamatorów nie dopuszczają użycia wszystkich pożądanych kombinacji, dlatego też zalecane jest podanie własnego kodu w wywołaniu CQ. Umożliwia to odpowiedź ARQ stacji wołanej. Również pierwsze próby nowicjuszy powinny odbywać się w trybie B. Jest on też praktyczniejszy przy łącznościach z wieloma stacjami równocześnie, podczas gdy tryb A może być stosowany jedynie w łącznościach dwustronnych. W trakcie wywołania CQ nie jest możliwe rozpoznanie znaku stacji wołającej, pracującej w trybie A, co niesie ze sobą niebezpieczeństwo pomyłek powodujących ewentualnie konieczność przerwania łączności lub zakłócenie jej przez odpowiedzi innych stacji. Tryb B okazuje się również korzystniejszy przy łącznościach na bardzo długie dystanse przekraczające połowę obwodu kuli ziemskiej lub w łącznościach satelitarnych. Praca w trybie FEC jest podobna do zwykłej pracy emisją RTTY z uwzględnieniem jedynie różnicy związanej z koniecznością zsynchronizowania stacji odbiorczej. Ponieważ uzyskanie synchronizacji możliwe jest jedynie w czasie odbioru znaków jałowych, nadawanie długich wywołań lub ciągów RYRY..., jak to jest przyjęte w łącznościach RTTY, mija się z celem, o ile nie są one przerywane ciągami znaków jałowych. Wiele stosowanych obecnie kontrolerów może wtrącać automatycznie znaki jałowe. Najpraktyczniejsze jest rozpoczynanie transmisji od ciągu znaków jałowych. Odmianą trybu B jest wywołanie selektywne FEC tzw. SELFEC lub tryb B-selective. Nie jest on stosowany w łącznościach amatorskich.

6.1.4. ŁĄCZNOŚCI

W skład wyposażenia stacji pracującej w systemie AMTOR wchodzi kontroler dokonujący kodowania i dekodowania transmitowanej informacji, automatycznego rozpoznawania kodu wywoławczego w selektywnych trybach pracy oraz automatycznego kwitowania odebranych bloków (ARQ). Kontroler ten (podobnie jak w systemie pakiet radio) dołączony jest do złącza szeregowego RS-232 komputera wyposażonego w program terminalowy.

Radiostacje używane do łączności powinny charakteryzować się krótkimi czasami przełączania nadawanie-odbiór i szybko działającą automatyczną regulacją wzmocnienia (ARW).

Najczęściej stosowanymi częstotliwościami pracy w systemie AMTOR są:

Zakres KF (kHz)	Zakres UKF (MHz)
3620 - 3640	144,590
7060 - 7080	
10120 - 10140	
14060 - 14080	
18100 - 18110	
21060 - 21080	
24920 - 24930	
28070 - 28090	

Ogólnie praca emisją AMTOR odbywa się w podzakresach przeznaczonych dla łączności dalekopisowych. Stosowana jest dolna wstęga boczna (LSB) podczas gdy w systemie SITOR – górna (USB). W zakresach UKF używa się też modulacji AFSK/FM. Używany odstęp częstotliwości "mark" i "space" równy 170 Hz odpowiada częstotliwościom 1445/1275 Hz (częstotliwość środkowa wynosi tu 1360 Hz) lub 2295/2125 Hz (częstotliwość środkowa – 2210 Hz). Różnica pomiędzy obu parami tonów m.cz. jest nieistotna, ponieważ może być skompensowana poprzez właściwe dostrojenie odbiornika SSB. Jako wskaźnika dostrojenia można użyć wskaźnika na diodach świecących, w który wyposażone są przeważnie kontrolery wielofunkcyjne, lub oscyloskopu. Do wejść X i Y oscyloskopu doprowadzone są sygnały "mark" i "space" z wyjścia modemu; w przypadku prawidłowego dostrojenia odbiornika na ekranie oscyloskopu widoczne są dwie skrzyżowane pod kątem prostym elipsy lub linie proste o równej amplitudzie. Podobnie jak w przypadku emisji dalekopisowej i telegraficznej stosowany jest standardowy system raportów RST.

Ze względu na małą długość nadawanych bloków oraz konieczność ich każdorazowego potwierdzania, stosowane nadajniki muszą się charakteryzować możliwością szybkiego przełączania nadawanie/odbiór i długim czasem życia stosowanych w nich przekaźników. Jeszcze korzystniejsze są radiostacje przełączane elektronicznie. Większość stosowanych obecnie radiostacji produkcji fabrycznej spełnia obecnie te wymagania.

Podobnie jak w systemie pakiet radio istnieje i tu również szereg skrzynek elektronicznych pracujących na falach krótkich i UKF. Niektóre z nich sprzężone są ze skrzynkami lub węzłami sieci pakiet radio. W odróżnieniu od systemu pakiet radio skrzynka może być wykorzystywana jedynie przez jednego korespondenta i nie jest w stanie retransmitować poczty automatycznie bez udziału operatora. Ograniczenie to nie wynika z możliwości technicznych systemu AMTOR, a jedynie z przepisów obowiązujących w wielu krajach. Przepisy te zabraniają najczęściej pracy automatycznych stacji w zakresach krótkofalowych. Skrzynki skrośne pozwalają na lepsze wykorzystanie możliwości obu systemów niezależnie od posiadanego wyposażenia. Obsługa skrzynek systemu AMTOR jest podobna do obsługi skrzynek pakiet radio. Dla retransmisji poczty stosowany jest hierarchiczy system adresów analogiczny jak w systemie pakiet radio. Poszczególnym krajom przypisane są trzyliterowe skróty: przykładowo stacje polskie adresowane są za pomoccą skrótu POL, austriackie – AUT, ukraińskie – UKR, rosyjskie – RUS, a niemieckie – DEU. Części świata określane są za pomocą skrótów dwuliterowych: Europa – EU, Afryka – AF itd. Przykładowy adres dla skrzynki na terenie Polski wynosiłby więc SR5BBS.POL.EU, a dla skrzynki na terenie Austrii – OE1XAB.AUT.EU. Pełne zestawienia adresów z uwzględnieniem najnowszej sytuacji politycznej dostępne są w skrzynkach elektronicznych.

W ostatnich czasach liczba skrzynek AMTOR uległa poważnemu zmniejszeniu. Wiele z nich zostało zastąpionych przez skrzynki PACTOR lub czasami przez skrzynki dwusystemowe.

6.1.5. PRZEBIEG POŁĄCZENIA

Praktyka pracy w systemie AMTOR polega na wywołaniu FEC, najlepiej z podaniem własnego kodu SELCALL (w niektórych przypadkach kody te mogą odbiegać od normy) na wybranej częstotliwości. Stacja odpowiadająca woła w trybie ARQ, korzystając ze znanego jej kodu wywoławczego SELCALL. Jeżeli stacja wołająca życzy sobie połączenia FEC, powinna uwzględnić to w swoim wywołaniu. Ponieważ częstotliwość pracy wybrana jest przez stację wołającą, stacja przeciwna powinna dostroić do niej możliwie dokładnie swój nadajnik i odbiornik. Również niestabilności częstotliwości pracy powinna ona korygować w ten sposób. Natomiast stacja odpowiadająca na zawołanie ARQ powinna w miarę potrzeby korygować jedynie dostrojenie odbiornika utrzymując stałą częstotliwość nadawania. W przeciwnym przypadku obie stacje będą wędrować po całym paśmie. W przypadku zmiany częstotliwości pracy możliwe jest zakończenie bieżącej łączności i podjęcie jej na nowo na wybranej częstotliwości przez wywołanie ARQ. Jeżeli pożądana jest zmiana częstotliwości pracy bez przerywania połączenia, zmianę częstotliwości pracy inicjuje stacja, która pierwsza wołała w ARQ, strona przeciwna powinna się do niej dostosować. Oczywiście nadajniki obu stacji powinny być wyłączone w trakcie przestrajania. Wymaganie to tak łatwe do zrealizowania w innych rodzajach emisji wymaga tu krótkotrwałego odłączenia kontrolera AMTOR od nadajnika. Tor odbiorczy kontrolera powinien być w tym czasie również odłączony dla uniknięcia błędnej synchronizacji przez inne stacje. Fabrycznie konstruowane kontrolery wyposażone są we wskaźnik sygnalizujący wystąpienie błędów i przekłamań transmisji. Może on stanowić cenną pomoc przy dostrajaniu własnej stacji do korespondenta lub wyborze właściwej szerokości pasma p.cz.

Emisja FEC jest emisją ciągłą, dlatego też należy pamiętać o nieprzekraczaniu dopuszczalnej mocy wyjściowej dla tago rodzaju pracy. W przypadku sprzętu fabrycznego podawana jest ona często jako moc dopuszczalna dla emisji FSK lub FM. Emisja ARQ polega natomiast na nadawaniu krótkich bloków, dlatego też możliwe jest pełne wysterowanie jak dla pracy telegraficznej.

Podobnie jak w przypadku innych rodzajów emisji organizowane są często odpowiednie zawody i wydawane są różne dyplomy.

6.1.6. PORÓWNANIE Z SYSTEMEM PAKIET RADIO

Porównanie systemów pakiet radio i AMTOR nasuwa tu następujące uwagi:

1. Prawdopodobieństwo wystąpienia błędu w transmisji pakiet radio jest mniejsze niż w systemie AMTOR. Jednak w praktyce w przypadku występowania zakłóceń interferencyjnych i zaników (charakterystycznych dla pracy na falach krótkich) większe jest prawdopodobieństwo odbioru niezakłóconego bloku danych AMTOR niż pakietu pakiet radio, przede wszystkim ze względu na jego mniejszą długość.

2. Emisja AMTOR sprawdza się w praktyce lepiej przy pracy z małymi mocami i w złych warunkach propagacji lub antenowych. Możliwa jest komunikacja ze stacjami odbieranymi nieco powyżej poziomu szumów (w warunkach w których normalna komunikacja dalekopisowa nie jest możliwa), nawet krótkotrwałe zaniki nie powodują wypadnięcia stacji odbiorczej z synchronizmu. Stacje o mocach rzędu 50 W i proste anteny dipolowe wystarczają do prowadzenia łączności o zasięgu światowym.

3. W przypadku dobrej jakości łącza przepustowość kanału w systemie pakiet radio jest większa niż w systemie AMTOR.

4. Mniejsza długość bloków zmniejsza dodatkowo przepustowość kanału z powodu większej częstotliwości pokwitowań.

5. System pakiet radio umożliwia wielokrotne wykorzystanie używanego kanału. Przy zbyt dużej liczbie przeprowadzanych łączności odbywa się to jednak kosztem zmniejszenia przepustowości kanału.

6. Ze względu na większą długość transmitowanych bloków oraz przy intensywnym wykorzystaniu kanału pakiet radio, łączność prędzej traci charakter dialogu aniżeli w systemie AMTOR.

7. Transmisja zbiorów dwójkowych możliwa w systemie pakiet radio wymaga w systemie AMTOR zastosowania odpowiednich programów kodujących w związku z ograniczeniem zbioru stosowanych znaków do 35.

8. Jedną z przyczyn uzyskania większej odporności na zakłócenia w systemie AMTOR niż w systemie pakiet radio jest użycie wąskopasmowego filtru na wejściu kontrolera. Większość spotykanych obecnie kontrolerów pakiet radio, włącznie z kontrolerami wielofunkcyjnymi posiada wejście szerokopasmowe nie dostosowane do pracy na falach krótkich. Wyposażenie przyszłych konstrukcji kontrolerów TNC w odpowiednie filtry wejściowe poprawiłoby znacznie wyniki osiągane emisją pakiet radio na falach krótkich. Stosowane najczęściej w kontrolerach TNC demodulatory oparte o pętlę synchronizacji fazy (PLL) pracują prawidłowo jedynie w zakresach o niskim poziomie zakłóceń (UKF). Duże znaczenie przy pracy na falach krótkich ma wyposażenie radiostacji w wąskopasmowe filtry p.cz. i m.cz.

6.1.7. KOD AMTOR

Znak		Pozycja impulsu							Wartość	
Litery	Cyfry	1	2	3	4	5	6	7	10	16
A	-	x	x	x				x	71	47H
B	?		x			x	x	x	114	72H
C	:	x		x	x	x			29	1DH
D	WRU ? (kto ?)	x	x			x		x	83	53H
E	3		x	x		x		x	86	56H
F	!	x	x		x	x			27	1BH
G	&	x		x		x	x		53	35H
H	#	x			x		x	x	105	69H
I	8	x		x	x			x	77	4DH
J	dzwonek	x	x	x		x			23	17H
K	(		x	x	x	x			30	1EH
L	)	x		x			x	x	101	65H
M	.	x			x	x	x		57	39H
N	,	x			x	x		x	89	59H
O	9	x				x	x	x	113	71H
P	0	x		x	x		x		45	2DH
Q	1		x	x	x		x		46	2EH
R	4	x		x		x		x	85	55H
S	'	x	x		x			x	75	4BH
T	5			x		x	x	x	116	74H
U	7		x	x	x			x	78	4EH
V	=			x	x	x	x		60	3CH
W	2	x	x	x			x		39	27H
X	/		x		x	x	x		58	3AH
Y	6	x	x		x		x		43	2BH

Z +	x	x				x	x	99	63H
Przełączanie na litery		x		x	x		x	90	5AH
Przełączanie na cyfry		x	x		x	x		54	36H
Odstęp (spacja)			x	x	x		x	92	5CH
Powrót wózka (CR)				x	x	x	x	120	78H
Nowa linia (LF)			x	x		x	x	108	6CH
Omyłka (kasowanie)		x		x		x	x	106	6AH
RQ (powtórzenie)		x	x			x	x	102	66H
Znak jałowy (beta)	x	x			x	x		51	33H
Znak jałowy (alfa)	x	x	x	x				15	0FH
C1 (kontr. 1, pokwitow.)	x		x			x	x	53	35H
C2 (kontr. 2, pokwitow.)		x		x		x	x	106	6AH
C3 (kontr. 3, zm. kier.)	x			x	x		x	89	59H

znak x – oznacza jedynkę logiczną – "mark".
brak – oznacza zero logiczne – "space".

6.2. KOMUNIKATY W SYSTEMIE NAVTEX

NAVTEX jest systemem informacyjnym i ostrzegawczym o sytuacji meteorologicznej na morzu, opartym o system SITOR. Informacje nadawane są głównie na częstotliwości 518 kHz. Komunikaty o podobnym charakterze nadawane są także na częstotliwościach 490 kHz i 4209,5 kHz.

Komunikaty NAVTEX nadawane są w systemie SITOR-B odpowiadającym systemowi AMTOR-FEC. Szybkość transmisji wynosi tu 100 bit/s, przy przesuwie częstotliwości 170 Hz. Pozwala to na odbiór komunikatów za pomocą zwykłego wyposażenia amatorskiego, np. kontrolerów PK-232, PK-900, DSP-1232/2232/232. Komunikaty NAVTEX nadawana są przez stacje nadbrzeżne, a ich zasięg wynosi zasadniczo ok. 400 mil morskich tzn. ok. 700 km. Informacje nadawane są według stałego rozkładu czasowego, w nagłych przypadkach nadawane są komunikaty dodatkowe. Wyposażenie znajdujące się na statkach musi pozwalać na automatyczne dekodownie komunikatów.

Europejska sieć NAVTEX jest już prawie kompletna, w innych częściach świata wymaga jednak dalszej rozbudowy (ponad połowa zainstalowanych stacji znajduje się na terenie Europy). Zasadniczo odbiór komunikatów NAVTEX ograniczony jest do rejonów nadbrzeżnych, w praktyce możliwy jest również w głębi lądu, jeśli nie występują zakłócenia pochodzące od nadajników średniofalowych pracujących na częstotliwości 520 kHz.

W komunikatach meteorologicznych zamiast znaków wywoławczych stacji podawane są ich skróty. Odbiorniki zainstalowane na statkach potrafią na ich podstawie ocenić ważność komunikatu (w zależności od pozycji statku). Odróżnienie poszczególnych komunikatów możliwe jest także dzięki różnym czasom nadawania. Poszczególne stacje nadają komunikaty w odstępach czterogodzinnych.

Spośród szeregu stacji europejskich na terenie Polski powinny być dobrze odbieralne stacje: Sztokholm, SDJ w skrócie J, godziny nadawania 3.30 + n x 4 oraz Tallin, UNC, w skrócie U, godziny nadawania 0.30 + n x 4.

Dalszymi stacjami są np.:
Odessa – UDE, Murmańsk – UMN, Brest le Conquet – FFU, Cullercoats (Anglia) – GNC, Iraklion (Grecja) – SVN, Warna – LZW, Rogaland (Norwegia) – LGQ, Portpatrick

(Anglia) – GPK, Ijmuiden (Holandia) – PBK, Nilton (Anglia) – GNI, Ostenda (Belgia) – OST i Vardoe (Norwegia) – LGV.

Komunikaty NAVTEX podzielone są na 9 grup oznaczonych literowo w nagłówku komunikatu:

Grupa	Rodzaj komunikatów
A	ostrzeżenia nawigacyjne, wiadomości o dryfujących obiektach i najnowszych znianach na mapach nawigacyjnych. Komunikaty tej grupy są zawsze drukowane.
B	ostrzeżenia stormowe. Są one nadawane natychmiast i również zawsze drukowane.
C	ostrzeżenia lodowe, także natychmiast nadawane.
D	komunikaty SOS, nadawane natychmiast po odebraniu wezwania.
E	prognozy pogody, nadawane w rytmie czterogodzinnym.
F	informacje dla pilotów portowych.
G	informacje dotyczące systemów nawigacyjnych (DECCA, LORAN) i zmian w ich pracy. Meldunki nadawane są natychmiast po wystąpieniu odpowiednich okoliczności.
I	informacje systemowe.
J	informacje systemu nawigacji satelitarnej SATNAV.
L	meldunki ogólnoświatowej sieci ostrzegawczej.
Z	meldunki o braku szczególnych wydarzeń.

Komunikat NAVTEX rozpoczyna grupa literowa ZCZC. Następna grupa składa się z dwóch liter, z których pierwsza identyfikuje stację, a druga określa przynależność komunikatu do jednej z wymienionych grup, oraz dwucyfrowego numeru. Numery 00 i 99 oznaczają pilne komunikaty. Następnie podana jest pełna nazwa stacji nadającej komunikat, pełne oznaczenie przynależności do grupy, data i czas nadawania komunikatu i jego tekst w języku angielskim. Zakończenie komunikatu stanowi grupa czterech liter N.

6.2.1 ODBIÓR STACJI PROFESJONALNYCH

System SITOR stosowany jest także w łącznościach między statkami i stacjami lądowymi w zakresach: 4172 - 4181 kHz, 4210 - 4219 kHz, 6263 - 6284 kHz, 6314 - 6330 kHz, 8376 - 8396 kHz, 8417 - 8436 kHz, 12477 - 12656 kHz, 16683 - 16902 kHz i 22284 - 22443 kHz. Jest on stosowany przez niektóre służby dyplomatyczne (np. szwajcarską, włoską, hiszpańską i egipską). W tabeli 6.2 podana jest lista niektórych stacji profesjonalnych pracujących w systemie SITOR.

Tabela 6.2

Częstotl.	znak	stacja	uwagi
1619,5	PCH85	Scheveningen, Holandia	
3811,5	HBK	SKH, Szwajcaria	

4210,5	EDJ2	Madryt radio	kom.morska
4210,5	IAR	Roma radio	kom.morska
4210,5	ESA	Tallin radio	kom.morska
4211,0	CUL	Lisbona radio	kom.morska
4211,0	UFN	Noworosijsk radio	kom.morska
4211,5	SPA25	Gdynia radio	kom.morska
4211,5	LGW2	Rogaland radio, Norwegia	kom.morska
4211,5	UBN	Mariupol radio, Ukraina	kom.morska
4212,0	PCH	Scheveningen, Holandia	kom.morska
4212,5	SPB21	Szczecin radio	kom.morska
4212,5	UBE2	Pietropawłowsk radio	kom.morska
4213,0	LGW3	Rogaland radio, Norwegia	kom.morska
4213,0	SVS	Ateny radio, Grecja	kom.morska
4213,5	DCL	Norddeich radio, Niemcy	kom.morska
4213,5	SPA26	Gdynia radio	kom.morska
4213,5	EDK2	Madryt radio	kom.morska
4215,0	ICB	Genua radio, Włochy	kom.morska
4215,0	OFA	Helsinki radio, Finlandia	kom.morska
4216,0	3AC	Monako radio, Monako	kom.morska
4217,0	PCH	Scheveningen, Holandia	kom.morska
4217,0	SPB	Szczecin radio	kom.morska
4218,0	OST	Ostenda, Belgia	kom.morska
4219,0	TAH	Istambuł, Turcja	kom.morska
4268,6	SAB23	Göteborg radio, Szwecja	kom.morska
4480,3	GYA	Whitehall, W.Bryt.	
4632,5	FSB53	Interpol Paryż, Francja	
6314,0		komunikaty NAVTEX	
6315,5	SPA34	Gdynia radio	kom.morska
6316,0	UDH	Ryga radio, Łotwa	kom.morska
6316,5	PCH	Scheveningen, Holandia	kom.morska
6316,5	SPB31	Szczecin radio	kom.morska
6317,0	OFA	Helsinki, Finlandia	kom.morska
6318,5	SPA35	Gdynia radio	kom.morska
6322,0	OST	Ostenda, Belgia	kom.morska
6325,0	EDK3	Madryt radio, Hiszpania	kom.morska
6325,5	URD	Petersburg radio, Rosja	kom.morska
6370,0	URD	Petersburg radio, Rosja	kom.morska
6460,0	SAB33	Göteborg radio, Szwecja	kom.morska
8397,5		służba prasowa DSR, Niemcy	
8416,5		kanał NAVTEX	
8417,5	UFB	Odessa radio	kom.morska
8419,0	OFA	Helsinki radio, Finlandia	kom.morska
8419,5	SPB41	Szczecin radio	kom.morska
8420,0	SPB42	Szczecin radio	kom.morska
8422,0	ESA	Tallin radio, Estonia	kom.morska
8423,5	DCL	Norddeich radio, Niemcy	kom.morska
8427,5	SPA46	Gdynia radio	kom.morska
8430,0	SPA45	Gdynia radio	kom.morska
8432,0	UDH	Ryga radio, Łotwa	kom.morska
8556,0	SAB44	Göteborg radio, Szwecja	kom.morska
10956,3	HBD49	Amb. Szw. Budapeszt	
10973,5	HBD56	Amb. Szw. Warszawa	
11424,0	SPW	Warszawa radio	
12561,0		służba prasowa DSR, Niemcy	
12579,0		kanał NAVTEX	
12580,5	SPA64	Gdynia radio	kom.morska
12581,5	SPB	Szczecin radio	kom.morska
12588,5	LYL	Kłajpeda radio, Litwa	kom.morska
12590,5	UDH	Ryga radio, Łotwa	kom.morska
12593,0	ESA	Tallin radio, Estonia	kom.morska
12597,0	SPB62	Szczecin radio	kom.morska
12598,0	SPA65	Gdynia radio	kom.morska

13015,0	URD	Petersburg radio, Rosja	kom.morska
13571,0	HBD58	Amb. Szw. Moskwa, Lisbona	
13602,4	SPW	Warszawa radio	
16107,5	HBD58	Amb. Szw. Moskwa	
16808,0	SPA85	Gdynia radio	kom.morska
16809,5	SPB85	Szczecin radio	kom.morska
16836,0	DCF	Norddeich radio, Niemcy	kom.morska
16838,0	SPB82	Szczecin radio	kom.morska
16839,0	SPA86	Gdynia radio	kom.morska
16955,0	UDH	Ryga radio	kom.morska
17421,5	EAE220	Amb. Hiszp. Moskwa	
22356,8	SAB93	Göteborg radio, Szwecja	kom.morska
22376,0		kanał NAVTEX	
22377,5	SPA94	Gdynia radio	kom.morska
22379,0	SPB91	Szczecin radio	kom.morska
22408,0	SPB92	Szczecin radio	kom.morska
22409,0	SPA95	Gdynia radio	kom.morska

6.3. PROFESJONALNE SYSTEMY ARQ/FEC

Oprócz systemów AMTOR i SITOR w komunikacji krótkofalowej stosowane są dalsze, profesjonalne systemy ARQ i FEC.

W jednokanałowych systemach ARQ-E wzgl. ARQ 1000 stosowany jest międzynarodowy alfabet telegraficzny nr. 2 (kod Baudota). Używane są szybkości transmisji 72 lub 96 bit/s.

System ARQ-E3 (norma CCIR 519) podobny do ARQ-E stosuje międzynarodowy alfabet telegraficzny nr. 3. Podobnym do niego systemem jest ARQ-N.

Stosowane są też wielokanałowe systemy z rozdziałem (multipleksem) czasowym – systemy TDM (ang. *Time Division Multiplexing*). Również i tu występują mechanizmy korekcji błędów. W systemach TDM stosowana jest łączność dupleksowa z wykorzystaniem dwóch kanałów radiowych. Do najbardziej rozpowszechnionych systemów TDM należą:

- dwukanałowe ARQ-M2 wzgl. ARQ28/TDM (norma CCIR 342-3) i ARQ-M2-242; w obu systemach stosowana jest szybkość transmisji 96 bit/s.

- czterokanałowy system ARQ-M4 (norma CCIR 432-3), w którym stosowane są szybkości 96, 100, 144 lub 192 bit/s.

Oprócz tego spotykane są systemy specjalne j.np. polski system POL-ARQ stosowany przez polskie ministerstwo spraw zagranicznych i systemy stosowane przez węgierskie i szwedzkie ministerstwa spraw zagranicznych.

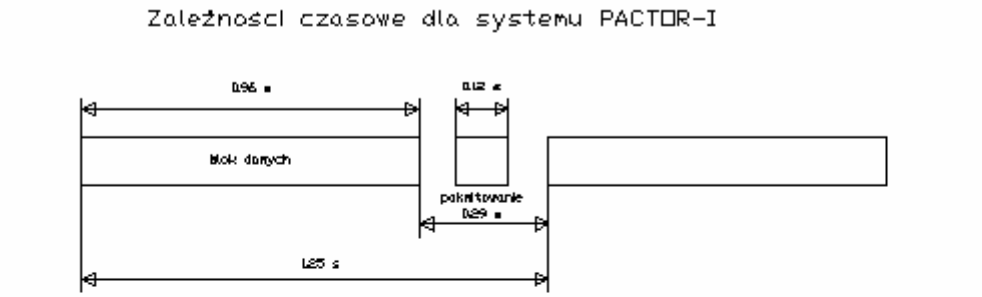
Istnieje także wiele systemów FEC charakteryzujących się różnymi szybkościami transmisji, stosowanymi alfabetami i stosunkami czasowymi. Jednym z nich jest omówiony już system NAVTEX.

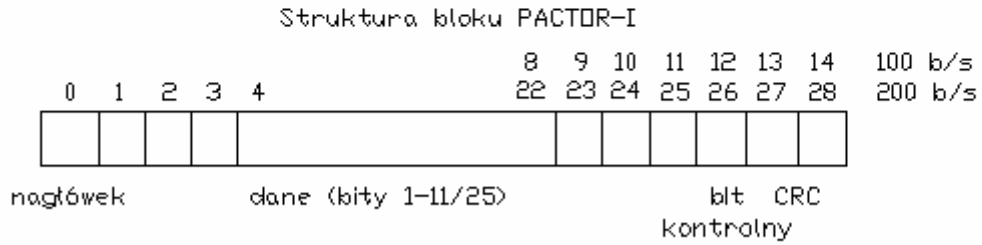
6.4. SYSTEM PACTOR

Systemem łączącym w sobie zalety emisji pakiet radio i AMTOR jest opracowany przez grupę niemieckich krótkofalowców (DL6MAA i DF4KV) system PACTOR. Jest on przewidziany do pracy na falach krótkich chociaż bywa także używany w zakresach UKF. Jest to system interesujący ponieważ zawiera wiele elementów stosowanych w profesjonalnych systemach łączności.

W systemie PACTOR utrzymana została zasada synchronicznej półdupleksowej transmisji krótkich pakietów kwitowanych przez odbiorcę (ARQ). Sprawa optymalnej długości pakietów wymaga zresztą osobnej dyskusji. Problemy te znane są także użytkownikom systemu pakiet radio. Zbyt długie pakiety są bardziej narażone na przekłamania w wyniku zakłóceń, w krótszych, przy stałej długości części administracyjnej i zwiększonej częstotliwości pokwitowań, zmniejsza się znacznie zawartość informacji a więc efektywna szybkość transmisji. Efektywność systemu AMTOR jest raczej niewielka, przekazanie 15 bitów informacji użytecznej wymaga nadania 45 bitów (z szybkością 6 znaków/s).
W systemie pakiet radio możliwy jest wybór długości pakietu w szerszych granicach, musi on być jednak dokonany przez operatora stacji. W zależności od szybkości transmisji (w systemie PACTOR przyjęto szybkości 100 i 200 bit/s) długość pakietu wynosi 12 lub 24 bajty, w tym informacja użyteczna zajmuje odpowiednio 8 i 20 bajtów.

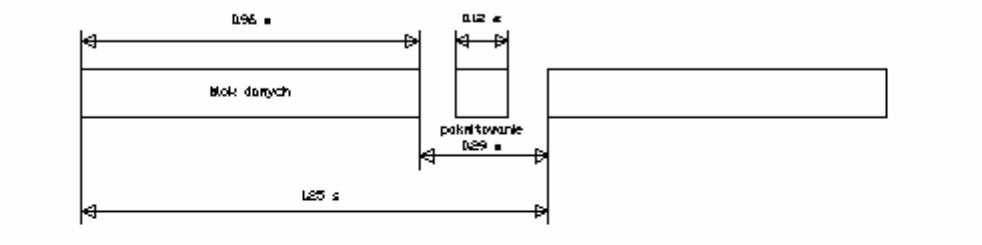
Na początku pakietu nadawany jest nagłówek o długości jednego bajtu i mający wartość (naprzemian) 0x55 lub 0xAA szesnastkowo. Następnie nadawana jest informacja użyteczna, po której następuje bajt informacyjny zawierający numer pakietu, bit pozwalający na rozróżnienie transmisji w kodzie ASCII i transmisji kodowanej w kodzie Huffmana, bit sygnalizujący zmienę kierunku transmisji i bit sygnalizujący zakończenie łączności. Ostatnie dwa bajty pakietu zawierają sumę kontrolną CRC. Dzięki temu prawdopodobieństwo powstania fałszywego pakietu wynosi 10^-5 i jest 2000 razy niższe niż w systemie AMTOR. Pakiet kwitujący ma stałą długość 12 bitów i jest zawsze nadawany z szybkością 100 bit/sek. Długość cyklu wynosi 1,25 sekundy, długość pakietu – 0,96 sekundy z czego wynika, że odstęp między pakietami danych wynosi 0,29 sekundy. Ponieważ czas trwania pakietu kwitującego równy jest 0,12 sekundy, pozostaje 0,17 sekundy na czasy propagacji i przełączania nadawanie-odbiór. Stosunki czasowe w komunikacji PACTOR zobrazowane są na rys. 6.2 a format bloku na rys. 6.3.



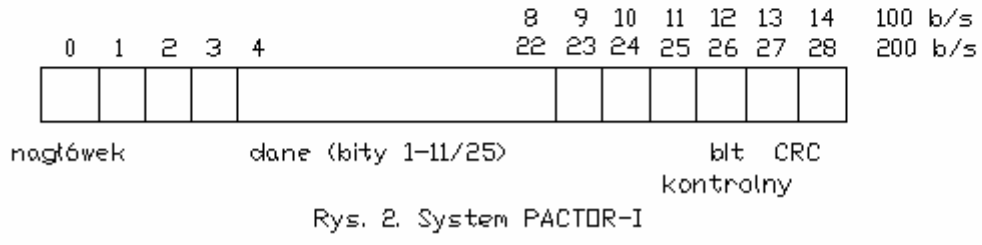


Rys. 2. System PACTOR-I

Zależności czasowe dla systemu PACTOR-I



Struktura bloku PACTOR-I



Rys. 2. System PACTOR-I

Ważną różnicą w stosunku do systemu AMTOR jest możliwość transmisji dowolnej informacji dwójkowej (tzn. każdego znaku ASCII od 0 do 255), a nie tylko tekstów otwartych dających się przedstawić w alfabecie AMTOR/Baudota. Oprócz transmisji nieskomprymowanej możliwa jest też transmisja skomprymowana przy wykorzystaniu kodu Huffmana.

W systemie PACTOR stosowane są cztery rodzaje znaków kwitujących: CS1/CS2 jako normalne pokwitowania odebranego pakietu, CS3 jako żądanie zmiany kierunku transmisji (mają one identyczne znaczenie jak w systemie AMTOR) i CS4 oznaczający żądanie zmiany szybkości transmisji ze 100 bit/s na 200 lub odwrotnie w zależności od poziomu zakłóceń. Znaki kontrolne mają następujące wartości szesnastkowe:
CS1 – 0x4D5,
CS2 – 0xAB2,
CS3 – 0x34B,

CS4 – 0xD2C.
Znaki kontrolne nadawane są zawsze z szybkością 100 bit/s aby zmniejszyć prawdopodobieństwo ich zakłócenia. Znaki kwitujące nadawane są naprzemian identycznie jak w emisji AMTOR, dwukrotny odbiór tego samego znaku oznacza więc konieczność powtórzenia bloku danych.

Korekcyjny odstęp bitów tzw. odstęp Hamminga wynosi tu osiem bitów w przeciwieństwie do czterobitowego odstępu w systemie AMTOR.

W przypadku pracy synchronicznej podstawowe znaczenie ma dokładność i stabilność stosowanej podstawy czasu. Autorzy systemu PACTOR proponują synchronizację podstawy czasu z zachodnioeuropejską siecią 220 V. Bezpośrednie powiązanie synchronizacji z siecią zasilającą ograniczyłoby zastosowanie systemu PACTOR do rejonu zachodniej Europy. Praktycznie odpowiada to zastosowaniu generatorów kwarcowych zsynchronizowanych z siecią zasilającą. Możliwe jest także zastosowanie systemu synchronizacji opartego o dowolny wzorzec czasu i częstotliwości np. stację Warszawa 1 lub sygnału stacji DCF77.

W zakresie fal krótkich stosowana jest modulacja FSK o przesuwie częstotliwości równym 200 Hz. W przypadku zastosowania typowych filtrów o szerokości pasma 600 Hz pozwala to na transmisję z szybkościami 200 bit/s. Dopiero zwiększony poziom zakłóceń, zwłączcza fazowych, powoduje konieczność przejścia na szybkość 100 bit/s. Wystąpienie błędów w odbieranych pakietach powoduje nadanie przez stację odbiorczą żądania przejścia na szybkość transmisji 100 bit/s. Pokwitowanie prawidłowo odebranego pakietu za pomocą znaku CS4 powoduje podjęcie próby transmisji z szybkością 200 bit/s. Jeżeli nie zda to egzaminu, następuje powrót do szybkości 100 bit/s. Inicjatywa zmiany szybkości leży zawsze po stronie stacji odbiorczej i zależy od statystyki błędów i liczby powtórzeń. W systemie PACTOR długość cyklu pozostaje stała, zmienia się jedynie zawartość informacji. Pozwala to na zmianę szybkości transmisji bez straty informacji lub konieczności dodatkowych powtórzeń i ponownej synchronizacji stacji.

Podobnie jak w przypadku systemu pakiet radio nie występuje tu stałe przyporządkowanie tonów "mark" i "space" (stosowane jest kodowanie różnicowe NRZ-I).

Zwiększenie odporności na przekłamania osiągnięto w systemie PACTOR przez użycie sumy kontrolnej obliczanej na podstawie wielomianu CRC, podobnie jak w przypadku systemu pakiet radio. Prawdopodobieństwo wykrycia błędu jest większe niż w przypadku stosowania alfabetu AMTOR i zbliżone do prawdopodobieńswa w systemie pakiet radio. Drugim czynnikiem zmniejszającym prawdopodobieństwo wystąpienia błędów jest zastosowanie wspomnianej już struktury pakietów kwitujących.

Dalszym sposobem zwiększenia odporności na zakłócenia jest kumulacja sygnałów w pamięci (ang. *memory ARQ*). W normalnym przypadku rozpoznanie poziomów logicznych 0/1 następuje w układzie modemu. Sygnały wyjściowe modemu podawane są na złącze RS-232 komputera, który analizuje jedynie prawidłowość odebranych bloków danych. Informacja o wielkości odchyłki sygnału odbieranego od rzeczywistego poziomu jest w tym momencie tracona. W systemie PACTOR sygnał odbierany jest dodatkowo analizowany za pomocą konwertera analogowo-cyfrowego i informacja ta jest przekazywana dodatkowo do komputera. Po stwierdzeniu wystąpienia błędu w odebranym pakiecie analizowany jest dodatkowo sygnał wyjściowy konwertera i podejmowane są próby interpretacji z uwzględnieniem informacji zawartej w powtórzeniach (sumowanie odebranych sygnałów analogowych). Pozwala to na zmniejszenie liczby powtórzeń. Efektywny zysk w dB wynosi 10 log(n), gdzie n jest liczbą sumowanych bloków (powtórzeń). Praktycznie można liczyć się z zyskiem dochodzącym do ok. 10 - 15 dB. Metoda ta stosowana jest w szeregu systemach profesjonalnych i dlatego należy zwrócić na nią szczególną uwagę. W praktyce amatorskiej nie była ona jeszcze wykorzystywana. W kanałach o małym odstępie sygnału od zakłóceń przyczynia się ona do zwiększenia efektywności

transmisji. Zmniejsza to prawdopodobieństwo przerwania połączenia po wystąpieniu dopuszczalnej liczby powtórzeń, występujące w systemie pakiet radio. Większość kontrolerów wielofunkcyjnych nie jest niestety wyposażona w układy kumulacji sygnałów i nie pozwala na pełne wykorzystanie możliwości systemu PACTOR. W układy kumulacji sygnałów wyposażone są oprócz kontrolerów PTC także cyfrowe kontrolery TNC (DSP-232 i pozostałe).

Zwiększenie efektywnej szybkości transmisji osiągnięto w systemie PACTOR także dzięki zastosowaniu kompresji sygnału w oparciu o metodę Huffmana. Litery o większej częstotliwości występowania kodowane są w postaci krótszych znaków niż litery rzadsze. Zasada ta nie jest także nowością i zastosowana już była przy opracowywaniu kodu telegraficznego Morse'a. Kompresja sygnału stosowana jest niezależnie dla każdego pakietu a długość znaku waha się w granicach od 2 do 15 bitów. Średnia zawartość informacji w tekstach ASCII (tzw. entropia) wynosi cztery bity, dlatego też zastosowanie kompresji pozwala teoretycznie na prawie 100 % zwiększenie efektywności transmisji. W wyniku kompresji zastosowanej w systemie PACTOR otrzymuje się średnią długość znaku wynoszącą 4,5 bita, a więc stosunek kompresji równy 1,7. Różne metody kompresji sygnałów stosowane są w wielu systemach profesjonalnych, zwłaszcza w przypadku zapisu i transmisji informacji wizyjnych. Praktyczne zastosowanie metod kompresji możliwe jest jedynie w systemach zapewniających bezbłędną transmisję bloków danych np. dzięki zabezpieczeniu ich za pomocą sumy kontrolnej CRC, a więc nie jest możliwe w systemie AMTOR.

W wyniku wszystkich zastosowanych metod zwiększenia odporności na szumy i zakłócenia system PACTOR-I pozwala na prowadzenie łączności nawet przy stosunku sygnału do szumu na poziomie -18 dB (sygnał użyteczny leży więc poniżej poziomu szumów). Oznacza to, że do połączeń wystarczają nawet stacje nadawcze dysponujące małymi mocami nadajników. Przeprowadzone przez autorów systemu próby wykazały, że możliwa jest łączność międzykontynentalna z mocami nadajnika rzędu kilkudziesięciu mW. Jest to może przypadek ekstremalny niemniej jednak system PACTOR powinien zwrócić na siebie uwagę zwolenników pracy QRP.

Pozostałymi cechami charakterystycznymi systemu PACTOR są: możliwość odbioru sygnałów przez stacje trzecie podobnie jak to jest możliwe w systemie pakiet radio (a bardziej komfortowo niż w trybie AMTOR-L) i użycie znaków stacji jako adresów, również analogiczne do systemu pakiet radio. Taki sposób adresowania jest praktyczniejszy niż stosowanie adresów SELCALL.

6.4.1. PRZEBIEG POŁĄCZENIA

Łączności w systemie PACTOR odbywają się w tych samych zakresach częstotliwości, które podane zostały dla systemu AMTOR. Identycznie też stosowana jest dolna wstęga boczna.

Stacja inicjująca połączenie nadaje z szybkością 100 bit/s pakiet synchronizujący zawierający oprócz nagłówka znak adresata (na ten cel przeznaczone jest osiem bajtów) a następnie powtarza jego znak z szybkością 200 bit/s. Pakiety zawierające krótsze znaki wywoławcze uzupełniane są do pełnej długości za pomocą znaków 0x0F. Odpowiedzią adresata jest pakiet zawierający znak CS1 jeżeli możliwa jest komunikacja z szybkością 200 bit/s, w przeciwnym przypadku – zawierający znak CS4. Pakiet inicjujący ma numer zero, co oznacza, że numeracja pakietów danych rozpoczyna się od jedynki. Pierwszy z pakietów danych zawiera w nagłówku bajt o wartości 0xAA. Od czasu wprowadzenia do użytku systemu PACTOR-II pierwszy bit danych zawiera również informację o zastosowanym protokóle. Połączenie nawiązywane jest zawsze w protokóle PACTOR-I a dopiero po stwierdzeniu, że obie strony mogą posługiwać się protokółem PACTOR-II

dochodzi do zmiany protokółu. Zmiana może być jednak zawczasu uniemożliwiona przez operatora.

Zmiana kierunku transmisji za pomocą znaku CS3 jest dopuszczalna w dowolnym momencie. Znak CS3 stanowi jednocześnie nagłówek pakietu informacyjnego stacji przeciwnej, co przyspiesza wymianę informacji. Analogicznie jak w przypadku AMTOR zmiana kierunku transmisji następuje po nadaniu przez operatora sekwencji "+?". Po zmianie kierunku transmisji numeracja pakietów rozpoczyna się od zera.

Stacja odbiorcza może zażądać zmiany szybkości transmisji poprzez nadanie znaku kontrolnego CS4. W przypadku błędnego odebrania pakietu z szybkością 200 bit/s znak CS4 powoduje, że stacja nadawcza powtarza ten sam pakiet przy niezmienionym stanie licznika z szybkością 100 bit/s. W nagłówku pakietu znajduje się bajt 0x55. W przypadku bezbłędnego odbioru transmisji z szybkością 100 bit/s stacja odbiorcza może zażądać zmiany szybkości na 200 bit/s również nadając znak kontrolny. Jeżeli następny pakiet (nadany już z podwójną szybkością) zostanie błędnie odebrany następuje automatyczny powrót do poprzedniej szybkości.

Zakończenie połączenia wymaga nadania pakietu QRT, który musi być też pokwitowany. Pakiet ten zawiera oprócz nagłówka znak korespondenta, następny nagłówek, bajt informacyjny zawierający numer pakietu i sumę kontrolną CRC. Niezależnie od stosowanej w danym momencie szybkości transmisji znak korespondenta nadawany jest zawsze z szybkością 100 bit/s.

Praca w systemie PACTOR i obsługa kontrolerów podobne są do pracy emisją pakiet radio, dlatego też praktyczne próby łączności PACTOR nie powinny przysparzać większych problemów.

Wywołania i komunikaty przeznaczone dla wszystkich nadawane są w trybie bezpołączeniowym FEC (ang. unproto), podobnie jak to miało miejsce w systemie pakiet radio.

Tak jak emisja AMTOR, także emisja PACTOR stosowana jest w podzakresach przeznaczonych do pracy dalekopisowej.

6.4.2. PACTOR-II

System PACTOR jest systemem stosunkowo nowym i będzie podlegał dalszym modyfikacjom i udoskonaleniom. Obecna wersja PACTOR-II zapewnia większą szybkość transmisji danych dzięki zastosowaniu bardziej złożonych rodzajów modulacji fazy. Oprócz znanej już modulacji FSK stosowana jest m.in. dwustanowa modulacja fazy BPSK, 4-stanowa modulacja fazy QPSK a w najlepszych warunkach nawet 16-stanowa modulacja fazy. Rodzaj modulacji i szybkość transmisji są przełączane w zależności od poziomu zakłóceń (stopy błędów). Znaki kwitujące i inne ważne informacje nadawne są jednak zawsze w sposób możliwie najbardziej odporny na zakłócenia – tzn. z modulacją FSK i szybkością 100 bit/s. Efektywna szybkość transmisji może w dobrych warunkach dochodzić do 800 bit/s (po uwzględnieniu kompresji dochodzi ona nawet do 1200 bit/s) przy utrzymaniu szerokości kanału równej 500 Hz.

W systemie PACTOR-II stosowane jest dekodowanie w oparciu o algorytm Viterbiego oraz kodowanie z wykorzystaniem zasady splotu funkcji, co pozwala na automatyczną korekcję błędów po stronie odbiorczej. Dopiero po przekroczeniu dopuszczalnej liczby błędów konieczne jest powtórzenie pakietu. System PACTOR-II zawiera więc zarówno mechanizmy ARQ jak i FEC. Automatyczna korekcja FEC zapewnia dodatkowy zysk rzędu 7 dB, w stosunku do systemu PACTOR-I. Do kompresji danych stosowana jest kombinacja algorytmów Huffmana i Markowa. O ile algorytm Huffmana zapewnia przypisanie krótszych kodów znakom częściej występującym o tyle algorytm Markowa analizuje także częstotliwości występowania dwugłosek (grup dwuliterowych) i przyczynia się w ten sposób do zwiększenia stopnia kompresji.

Utrzymana została długość cyklu jednak dla umożliwienia łączności na długich trasach – przekraczających 20000 km – przewidziana jest możliwość przełaczenia długości z 1,25 sek na 1,4 sek.

W systemie PACTOR-II dodane zostały dwa znaki sterujące CS5 służący razem ze znanym juz CS4 do sygnalizacji zmiany szybkości transmisji oraz CS6 oznaczający akceptację przedłużenia cyklu.

Połączenie z korespondentem nawiązywane jest w systemie PACTOR-I i dopiero w dalszej fazie następuje ew. zmiana protokółu na PACTOR-II.

6.5. SYSTEM G-TOR

Odmianą systemu PACTOR jest system G-tor, opracowany w 1994 r przez firmę Kantronics. W system ten wyposażone są kontrolery wielofunkcyjne w wersjach oprogramowania od 7.00 wzwyż (planowana jest współpraca z firmą MFJ). Starsze kontrolery wymagają zaistalowania wewnątrz dodatkowej płytki. Z systemu PACTOR przejęto tutaj strukturę pakietu, kodowanie w kodzie Huffmana (zapewniające kompresję danych) i zasady zmiany szybkości oraz kierunku wymiany danych. Transmisja danych odbywa się synchronicznie – analogicznie jak w systemach AMTOR i PACTOR. Dodatkowo do szybkości 100 i 200 bit/s stosowana jest szybkość 300 bit/s, co jednak przy przesuwie częstotliwości 200 Hz może utrudniać demodulację sygnału. Pomimo to jest to szybkość standardowa, od której rozpoczyna się wymiana danych po nawiązaniu łączności. W fazie nawiązywania połączenia i w trudnych warunkach stosowana jest szybkość 100 bit/s. Z tą szybkością nadawane są też zawsze bloki kwitujące dla zwiększenia ich odporności na zakłócenia. Podobnie jak w systemach AMTOR i PACTOR stosowana jest modulacja FSK o częstotliwościach 1600 Hz i 1800 Hz. Szerokość pasma w.cz. wynosi ok. 500 Hz. Długość pakietu G-TOR jest dwa razy większa niż w systemie PACTOR-I, co powoduje zwiększenie efektywności transmisji w stosunku 1,2 : 1. Długość bloku danych wynosi 1,92 sek, długość pokwitowania 0,16 sek, a długość cyklu 2,40 sek. Blok danych zawiera 21 bajtów użytecznych przy szybkości 100 bit/s, 45 – przy szybkości 200 bit/sek albo 69 – przy szybkości 300 bit/sek, bajt kontrolny i sumę kontrolną CRC o długości dwóch bajtów. Jest ona obliczana identycznie jak w protokóle AX.25. W bajcie kontrolnym jest zakodowana bitowo informacja o rodzaju bloku – np. czy jest to żądanie nawiązania lub przerwania połączenia, zmiana kierunku, blok danych, rodzaj kodowania. Blok kwitujący ma długość 2 bajtów.

Kontrolery firmy Kantronics nie są, podobnie jak inne kontrolery wielofunkcyjne, wyposażone w układy kumulacji ("memory-ARQ"). Dla umożliwienia rozpoznania przekłamań transmisji zastosowano w systemie G-TOR kod Golaya, stąd też wywodzi się nazwa systemu. Kod ten pozwala na korekcję do trzech przekłamań w bloku o długości 24 bitów i chrakteryzuje się w związku z tym znaczną redundancją (tylko 12 bitów zawiera informację użyteczną). Jest to więc korekcja typu FEC połączona z protokółem ARQ. W przypadku gdy liczba przekłamań jest zbyt duża blok kwitowany jest negatywnie i musi zostać powtórzony. Dla zwiększenia odporności na dłuższe zakłócenia stosowana jest dodatkowo przeplatanie bitów należących do kolejnych bajtów przeznaczonych do transmisji. W ten sposób po uporządkowaniu bitów w odbiorniku wpływ zakłócenia nabiera charakteru przypadkowego i zwiększa się prawdopodobieństwo, że liczba przekłamań w bloku nie przekroczy trzech. Kodowanie Golaya używane było m.in. w łącznościach z sondami kosmicznymi Vanguard. System ten nie jest narazie dostatecznie wypróbowany w praktyce amatorskiej, dlatego też trudno ocenić stopień jego akceptacji. Służba

amatorska jest wprawdzie służbą eksperymentalną, jednak zbyt duża liczba różnych systemów transmisji i ograniczenie w związku z tym liczby potencjalnych korespondentów może mieć także negatywne skutki. Nie należy zapomnieć też o aspekcie finansowym sprawy – nabycia dodatkowego wyposażenia, które być może nie znajdzie zastosowania już w niedalekiej przyszłości a na dodatek jest trudniej dostępne w wielu krajach. W latach 1994/1995 toczyła się walka reklamowa między systemami PACTOR i G-TOR, obecnie mało jest publikacji nt. systemu G-TOR i można przypuszczać, że nie znajdzie on szerokiego zastosowania.

6.6. SYSTEM CLOVER

Stosunkowo nowym systemem cyfrowej transmisji danych w zakresach krótkofalowych jest system CLOVER, którego udoskonaleniem jest CLOVER-II. Ich autorem jest Ray Petit, W7GHM. Zastosowano tu wielotonową modulację AFSK kombinowaną z modulacją fazy PSK. Stosowane są dwu-, cztero-, ośmio- i szesnastofazowe systemy modulacji fazy kombinowane z dwupoziomową modulacją amplitudy. Sygnał nadawany składa się z czterech impulsów o długości 32 ms i odstępach czasu 8 ms (długość impulsów w systemie AMTOR wynosi 10 ms). Modulują one podnośne akustyczne o częstotliwościach 2062,5 Hz, 2187,5 Hz, 2312,5 Hz, 2437,5 Hz. Jak widać są one oddalone od siebie o 125 Hz. Informacja użyteczna dekodowana jest przez porównanie amplitudy i fazy kolejnych impulsów o tej samej częstotliwości. Kształt impulsów i rodzaj modulacji zapewnia koncentrację energii w stosunkowo wąskim paśmie częstotliwości. Widmo sygnału zmodulowanego ma szerokość 500 Hz, co pozwala na dobre wykorzystanie zakresów radiowych i zwiększa odporność na zakłócenia. Widmo to jest teoretycznie prawie prostokątne, w praktyce jest ono zależne od liniowości układu nadajnika a zwłaszcza jego stopnia końcowego.

Zależnie od zastosowanego systemu modulacji fazy szybkość transmisji wynosi od 125 bit/s do 750 bit/s. Wybór systemu modulacji dokonywany jest automatycznie w zależności od warunków propagacji sygnału w.cz. i poziomu zakłóceń, tak aby zapewnić najwyższą możliwą do osiągnięcia w danych warunkach szybkość transmisji. Do dyspozycji stoi w sumie osiem rodzajów modulacji. Najszybszym z nich (750 bit/s) jest kombinowana modulacja amplitudowo-fazowa o 4 poziomach amplitudy i 16 położeniach fazy, dalej idą: modulacja o dwóch poziomach amplitudy i 8 położeniach fazy (500 bit/s), 16-stanowa modulacja fazy (500 bit/s), 8-stanowa modulacja fazy (375 bit/s), 4-stanowa modulacja fazy (QPSK – 250 bit/s) i 2-stanowa modulacja fazy (BPSK – 125 bit/s).
W najtrudniejszych sytuacjach stosowane są modulacje z powtarzaniem informacji na każdej z podnośnych: modulacja częstotliwości (FSK) z powtarzaniem parami albo modulacja BPSK z powtarzaniem czterokrotnym. Szybkość transmisji wynosi wówczas 31,25 bit/s. Wybór rodzaju modulacji, a co za tym idzie i szybkości transmisji dokonywany jest automatycznie w zależności od liczby powtórzeń bloków. W przeciwieństwie do systemów AMTOR i pakiet radio system CLOVER pozwala nie tylko na wykrycie błędów i przekłamań transmisji (ARQ), ale także na ich korekcję bez potrzeby powtarzania pakietu danych (FEC). Możliwe jest to dzięki zastosowaniu kodu samokorygującego Reed-Salomona używanego między innymi w zapisie na płytach laserowych CD.
W zależności od poziomu zakłóceń używane są odmiany o nadmiarze 10%, 25% albo 40%. Korekcja FEC (kodowanie Reed-Salomona) może być też całkowicie wyłączona. Protokół ARQ polega na transmisji bloków danych, które są kwitowane przez stronę

odbiorczą. W zależności od stanu łącza stosowane są długości bloku (pakietu) wynoszące 17, 51, 85 lub 255 bajtów. Każdy z kodów samokorygujących jest w stanie skorygować jedynie pewną dokładnie określoną liczbę błędów, po jej przekroczeniu pakiet musi być powtórzony. W praktyce liczba powtórzeń jest jednak znacznie niższa niż w systemach AMTOR lub pakiet radio. Efektywne szybkości transmisji (z uwzględnieniem powtórzeń i dodatkowych informacji zawartych w pakiecie) są do 10 razy wyższe aniżeli w systemach AMTOR lub pakiet radio i wynoszą w przeciętnych warunkach propagacyjnych 200 do 300 bit/s, a w dobrych – od 500 do 750 bit/s. Kwitowanie odebranych pakietów odbywa się za pomocą bloków, które mogą także zawierać informację użyteczną.

W systemie CLOVER występują, podobnie jak w systemie AMTOR, trzy tryby pracy: FEC, ARQ i podsłuch (monitorowanie, ARQ-L). Automatyczny wybór parametrów transmisji możliwy jest tylko w trybie ARQ. Wybór parametrów transmisji w trybie FEC dokonywany jest przez operatora. Dzięki zastosowaniu kodu Reed-Salomona możliwa jest także ograniczona korekcja błędów w trybie podsłuchu. Wymagania stawiane radiostacjom są dosyć wysokie. Dokładność dostrojenia musi wynosić 10 Hz (dla porównania w systemach PACTOR-I i -II +/- 80 Hz), a niestabilność nie może przekraczać +/- 25 Hz w czasie trwania łączności. Wielotonowy sygnał CLOVER jest z natury bardziej wrażliwy na zniekształcenia intermodulacyjne niż dwutonowe sygnały AFSK, co oznacza, że niedostateczna liniowość stopni nadajnika może spowodować znaczne poszerzenie pasma nadawanego sygnału. Łączność w systemie CLOVER jest przez cały czas dwukierunkowa podobnie jak w systemie pakiet radio. Nie występuje tu znana z systemów AMTOR i PACTOR zmiana kierunku relacji sterowana przez operatora.

Ze względu na cenę wyposażenia system CLOVER jest stosowany obecnie prawie wyłącznie w łączach sieci. Osiągne rezultaty przewyższają osiągniącia sytemu PACTOR w przypadku odbioru silnych lub średnio silnych sygnałów. W przypadku odbioru słabych sygnałów system PACTOR wykazuje znaczne zalety dzięki zastosowaniu układów kumulacji sygnałów.

6.7. KONTROLERY AMTOR

W przeciwieństwie do systemu pakiet radio wybór kontrolerów AMTOR jest niewielki. Oprócz kontrolerów wielofunkcyjnych, jak PK-232 (najnowsze jego wersje PK-232MBX wyposażone są w prywatną skrzynkę pakiet radio i AMTOR o pojemności 18 kB pozwalającą także na automatyczną retransmisję poczty), PK-900, DSP-1232/2232/232, MFJ-1278(T), Kantronics KAM i KAM PLUS na rynku dostępny był ostatnio tylko jeden typ kontrolera przewidzianego do pracy wyłącznie emisją AMTOR. Jest nim kontroler AMT-3 angielskiej firmy ICS. Jest on następcą poprzednich modeli AMT-1 i AMT-2. Starszymi rozwiązaniami były także kontrolery ARQ1000 i MICROLOG. Przedstawione dalej kontrolery systemu PACTOR (PTC, PTCplus, PTC-II) pracują także emisją AMTOR.

Podobnie jak kontrolery pakiet radio jest on dołączany do złącza RS-232 komputera i współpracuje z odpowiednim programem terminalowym.

Emisja AMTOR stosowana jest głównie na falach krótkich, dlatego też istotne znaczenie mają parametry użytego filtru wejściowego m.cz. Kontroler AMT-3 wyposażony jest w wąskopasmowy (300 Hz) filtr o częstotliwości środkowej ok. 2210 Hz. Pozwala to na współpracę z dowolnymi radiostacjami nie wyposażonymi w filtry wąskopasmowe np. dysponującymi tylko szerokością pasma kanału SSB. Nawet w przypadku słabych i za-

kłóconych sygnałów filtr ten pozwala na prawidłowy odbiór korespondenta. Dla umożliwienia dokładnego dostrojenia się do częstotliwości pracy korespondenta przy tak wąskim paśmie AMT-3 wyposażony jest we wskaźnik dostrojenia składający się z szesnastu diod świecących. Umożliwia on rozpoznanie odchyłki 10 Hz.

Kontroler AMT-3 pracuje w obu trybach AMTOR ARQ (A) i FEC (B). Po włączeniu oczekiwane jest wywołanie FEC-CQ, otrzymany w ten sposób kod SELCALL wykorzystywany jest następnie w komunikacji w trybie ARQ z wołającą stacją. Znaki stacji znanych z poprzednich łączności są zapisane w pamięci i mogą być wybrane ponownie za pomocą menu. Możliwe jest także dopisanie do pamięci znaków przez użytkownika.

Oprogramowanie AMT-3 pozwala na wybór szeregu parametrów, a wśród nich polaryzacji sygnału nadawanego i odbieranego, dopasowania czasu przełączania nadawanie-odbiór do czasu reakcji radiostacji (radiostacja stosowana do pracy AMTOR powinna chrakteryzować się możliwie krótkim czasem przełączania poniżej 100 ms, najlepiej od 20 do 30 ms) i czasu wyłączenia po wywołaniu ARQ.

W trakcie przeszukiwania pasma kontroler AMT-3 jest w stanie zsynchronizować się w czasie 660 ms ze stacją odbieraną.

Obsługa w czasie pracy jest stosunkowo łatwa, informacja o stanie łącza przejrzysta, a wchodzący w skład kompletu program terminalowy może być uznany za dosyć komfortowy.

Konstrukcja elektryczna kontrolera jest także bardzo przejrzysta i pozwalająca na łatwą orientację przy dokonywaniu napraw lub przeróbek.

Oprócz pracy w systemie AMTOR możliwa jest także praca emisją RTTY.

Kontroler Wavecom W 4010 pozwala na odbiór wielu profesjonalnych rodzajów emisji m. in. różnych odmian ARQ i FEC stosowanych przez służby prasowe, dyplomatyczne, morskie itp. Jednak jak na kontroler czysto odbiorczy cena jego jest dosyć wysoka.

Nowsze wersje programu HAMCOM (począwszy od wersji 3.0) umożliwiają pracę emisją AMTOR przy użyciu prostego konwertera-komparatora (opisanego dalej konwertera JVFAX). Inny z programów, Code 3, pozwala jedynie na odbiór wielu emisji profesjonalnych ARQ, oraz emisji AMTOR i pakiet radio. Program ten współpracuje z prostym modemem podłączanym do złącza szeregowego RS-232. Występuje on jedynie w wersji dla systemu DOS.

Do obsługi kontrolerów wielofunkcyjnych najlepiej posłużyć się przewidzianymi do tego celu programami fabrycznymi: PAKRATT dla kontrolera PK-232 lub MFJ-Multicom dla kontrolera MFJ-1278.

6.7.1. ZESTAW ROZKAZÓW KONTROLERA PK-232

Dla ułatwienia obsługi podaję zestaw najważniejszych rozkazów i parametrów kontrolera PK-232 związanych z pracą emisją AMTOR:

- **AMtor – wybór emisji AMTOR,**
- **AList – podsłuch – AMTOR-L,**
- **NAvtex – odbiór komunikatów NAVTEX,**
- **NAVStn stacja – wybór odbieranej stacji NAVTEX,**
- **NAVMsg typ – wybór typu wiadomości,**
- **RFec [ON|OFF] – przejście na odbiór w trybie B (FEC),**
- **SRXall [ON|OFF] – odbiór wiadomości tylko dla własnej stacji w trybie B (ON),**
- **RXRev [ON|OFF] – zmiana przyporządkowania odbieranych tonów do znaków "mark" i "space", ON – przyporządkowanie odwrotne,**
- **TXRev [ON|OFF] – przyporządkowanie w torze nadawczym,**
- **WIDEshift [ON|OFF] – wybór dewiacji częstotliwości, ON – szeroka,**
- **AAb tekst – wprowadzenie tekstu informacyjnego, nadawanego w odpowiedzi na**

zapytanie WRU? (ang. *who are you ?*),
- WRU [ON|OFF] – włączenie (ON) lub wyłączenie (OFF) nadawania odpowiedzi,
- Letter – przełączenie na odbiór liter w kodzie Baudota,
- Nums – przełączenie na odbiór znaków,
- USO [ON|OFF] – automatyczne przełączanie na odbiór liter po wystąpieniu znaku odstępu (ang. *unshift on space*),
- EAS [ON|OFF] – włączenie echa lokalnego (powtarzania przez kontroler znaków otrzymywanych z komputera),
- ARQTmo [n] – czas synchronizacji w sekundach, zalecana jest długość 60 sekund,
- MYSelcal [znak] – wprowadzenie 4-literowego znaku SELCALL,
- MYIDent [znak] – wprowadzenie 7-literowego znaku SELCALL,
- MYALTcal [znak] – wprowadzenie alternatywnego znaku SELCALL,
- ARQ znak_selcal – wywołanie w trybie A (ARQ),
- FEc – nadawanie w trybie B (FEC),
- SELfec znak_selcal – selektywne wywołanie w trybie B (SELFEC),
- AChg – zmiana kierunku relacji,
- Rcve – przełączenie na odbiór (CW, RTTY, FEC),
- Xmit – przejście na nadawanie,
- TXDelay [n], ADelay [n] – czas opóźnienia w trakcie włączania nadajnika,
- PAcket – powrót do pracy emisją pakiet radio.

Parametry nieobowiązkowe podano w nawiasach kwadratowych, których nie należy oczywiście wpisywać, alternatywy rozdzielone są za pomocą pionowej kreski. W większości przypadków podanie rozkazu bez parametrów powoduje wyświetlenie aktualnych wartości. Zakończeniem rozkazu jest zawsze znak RETURN. Rozkazy mogą być skrócone do części podanej dużymi literami. Powrót na poziom interpretacji rozkazów wykonywany jest za pomocą znaku CTRL-C (analogicznie jak dla emisji pakiet radio), a nadanie tekstu informacyjnego bez zapytania – za pomocą CTRL-A.

Do obsługi skrzynki elektronicznej AMTOR/pakiet radio służą następujące rozkazy:
1) Rozkazy dla operatora:
- TMail [ON|OFF] – włączenie lub wyłączenie skrzynki,
- MDCheck – zgłoszenie się jako operator skrzynki,
- MDMon [ON|OFf] – włączenie lub wyłączenie obserwacji pracy skrzynki,
- MTExt tekst – wprowadzenie tekstu powitalnego,
- MMsg [ON|OFF] – włączenie nadawania tekstu powitalnego,
- TMPrompt tekst – wprowadzenie znaku zgłoszenia skrzynki,
- E numer – służy do modyfikacji nagłówka wiadomości,
- DISPlay Bbs – służy do wywołania pełnego zestawu parametrów skrzynki.
2) Rozkazy dla użytkowników skrzynki:
- L, LM – wywołanie spisu wiadomości, rozkaz dla użytkowników skrzynki,
- R numer, RM – odczyt wiadomości o podanym numerze lub nie przeczytanych,
- K numer, KM – kasowanie wiadomości,
- S znak, SP znak, SB znak, S – nadanie wiadomości do adresata (SP – prywatnej, SB – biuletynu), bez znaku – wiadomości do operatora skrzynki,
- B – przerwanie połączenia ze skrzynką,
- A – przerwanie odczytu wiadomości,
- H, ? – wywołanie pomocy.

Zestaw rozkazów skrzynki jest zbliżony do zestawów oprogramowania skrzynek W0RLI i WA7MBL rozpowszechnionych w początkowej fazie rozwoju pakiet radio. Automatyczna retransmisja wiadomości możliwa jest tylko w systemie pakiet radio.

Jako programu terminalowego najwygodniej jest użyć fabrycznego programu PAKRATT dostępnego w wersjach dla komputerów PC, McIntosh i C64.

6.8. KONTROLERY PACTOR

Najpełniejsze wykorzystanie właściwości systemu PACTOR zapewniają kontrolery PTC, PTCplus i PTC-II firmy SCS. Kontrolery PTC były produkowane w dwóch wersjach: jako urządzenia zewnętrzne dołączane do złącza szeregowego RS-232 dowolnego komputera lub też jako płytki wewnętrzne dla komputerów PC/XT/AT.

Kontrolery wewnętrzne wyposażone były w skrzynkę elektroniczną i posiadały możliwość automatycznego prowadzenia dziennika łączności (logu). Podobnie jak kontrolery TNC, pozwalały też na wprowadzenie tekstu powitalnego (ang. connect text). Oprócz tego pozwalały na pracę emisjami AMTOR i RTTY i mogły automatycznie rozpoznawać wywołania AMTOR i PACTOR. W obu przypadkach odpowiadały one korespondentowi we właściwym rodzaju emisji. Do współpracy z kontrolerem przewidziany był program terminalowy MT, pracujący na komputerach klasy PC/XT/AT.

Układ kontrolera zewnętrznego PTC oparty był na jednopłytkowym mikrokomputerze z zastosowaniem mikroprocesora Z-80, a właściwie pochodnego układu TMPZ84C015. Kontroler podłączany był do złącza RS-232, podobnie kontrolery pakiet radio lub AMTOR. Obsługa kontrolera podobna była też do obsługi zwykłego kontrolera TNC i była łatwa do przyswojenia przez każdego użytkownika systemu pakiet radio. I ten kontroler był wyposażony w prywatną skrzynkę elektroniczną. Ze względu na przepisy obowiązujące w niektórych krajach mógł on nadawać w zadanych odstępach czasu telegraficznie własny znak dla ułatwienia identyfikacji stacji. Kontrolery PCT-I nie są już produkowane ze względu na zaprzestanie produkcji niektórych obwodów scalonych z serii Z-80 (np. Z-80 SIO). Brak tych obwodów może także utrudnić naprawy posiadanych kontrolerów. Zamiast nich produkowane są obecnie kontrolery PTC-plus.

Kontroler drugiej generacji PTC-plus wyposażony jest w mikroprocesor 68000 firmy Motorola i 32 kB pamięci statycznej RAM z możliwością rozbudowy do 512 kB. Jest on kontrolerem wielofunkcyjnym pozwalającym także na pracę emisjami AMTOR, RTTY i CW. Kontroler wyposażony jest w oprogramowanie skrzynki elektronicznej wzorowanej na systemie DieBox.

Opracowanie kontrolera PTC-plus stało się konieczne nie tylko ze względu na postęp techniki ale także ze względu na wspomniane powyżej trudności zaopatrzeniowe. Do obsługi kontrolera dostępny jest program terminalowy "PlusTerm".

Najnowsze wersje oprogramowania kontrolerów wielofunkcjnych PK-232 i KAM Plus oraz kontrolery wielofunkcyjne PK-900 i stosujące technikę cyfrowej obróbki sygnałów DSP-1232/2232/232 a także kontrolery TNC2 – PK-88 i MFJ-1276 mogą także pracować emisją PACTOR. Kontrolery wielofunkcyjne pakiet radio i kontrolery TNC2 wyposażone w możliwość pracy emisją PACTOR nie zawierają jednak konwerterów analogowo-cyfrowych pozwalających na sumowanie – kumulowanie – sygnałów w pamięci (ang. *memory ARQ*) i nie pozwalają na korzystanie z tej ważnej zalety systemu. Zaopatrując się w sprzęt warto pamiętać o tej istotnej różnicy.

Kontroler DSP4100 amerykańskiej firmy HAL Communications pozwala na pracę w systemach PACTOR-I i CLOVER-II.

Dla systemu PACTOR-II opracowano kontroler PTC-II, który może pracować także w systemach PACTOR-I, AMTOR i pakiet radio (po zainstalowaniu dodatkowego modemu cyfrowego). Kontroler PTC-II jest też wytwarzany na licencji przez amerykańską firmę PacComm znaną z produkcji interesujących modeli kontrolerów TNC. Niestety cena jego przekracza ok. dwukrotnie cenę wielofunkcyjnych kontrolerów TNC a ok. 4-

krotnie cenę zwykłych kontrolerów TNC2. Kontroler PTC-II jest wyposażony w 32-bitowy procesor typu 68360 firmy Motorola, 16-bitowy procesor sygnałowy typu XC56156 tej samej firmy, pamięć statyczną RAM o pojemności 512 kB z możliwością rozbudowy do 2 MB, pamięć stałą kasowaną elektrycznie – EEPROM – i wtyki dla dwóch modemów pakiet radio dla szybkości 300 - 9600 bit/s. Na płycie głównej kontrolera znajdują się też gnazda wtykowe dla pamięci dynamicznych RAM w wykonaniu SIMM. Możliwe jest dodanie do 32 MB pamięci dynamicznej. Większość z tej pamięci może być wykorzystywana przez skrzynkę elektroniczną. Skrzynka kontrolera może być jednocześnie dostępna przez wejścia pakiet radio i przez wejście krótkofalowe w systemach PACTOR (-I i -II) i AMTOR.

Modem PACTOR zrealizowany jest w technice cyfrowej obróbki sygnałów (COS) na wymienionym powyżej procesorze sygnałowym. Jeden z typów modemów pakiet radio jest również zrealizowany w technice COS na procesorze sygnałowym tego samego typu co użyty w kontrolerze a drugi jest klasycznym układem na obwodzie TCM3105. Również i ten kontroler może być obsługiwany za pomocą programu "PlusTerm". Ostatnio produkowane kontrolery PTC-II wyposażone są też w możliwość pracy w systemie PSK31.

System operacyjny kontrolera pozwala na ładowanie programów przez złącze szeregowe z komputera i ich uruchamianie. Pozwala to na aktualizację oprogramowania bądź dodawanie dalszych funkcji bez konieczności wymiany pamięci stałej.

Alternatywą w stosunku do kontrolerów PTC jest użycie programu BMKMULTY i modemu opartego na obwodzie scalonym AM7910. Program dostępny jest jedynie za odpłatnością.

6.8.1. ZESTAW ROZKAZÓW KONTROLERA PTC

Dla ułatwienia obsługi podaję zestaw najważniejszych rozkazów i parametrów kontrolera PTC-plus związanych z pracą emisją PACTOR:

- HElp – wywołanie tekstu pomocy,
- MYCall znak – wprowadzenie znaku wywoławczego stacji,
- TIme [hhmmss] – ustawienie zegara lub odczyt czasu,
- DAte [ddmmrr] – ustawienie lub odczyt daty,
- SHow – wywołanie spisu parametrów kontrolera,
- FRee – informacja o wolnym obszarze pamięci RAM,
- CWid [0|1] – włączenie lub wyłączenie automatycznego nadawania znaku stacji telegrafią,
- AMtor – praca emisją AMTOR,
- PT – praca emisją PACTOR-I,
- RESET – odpowiada wyłączeniu i włączeniu kontrolera,
- RESTART – powoduje przyjęcie przez wszystkie prametry wartości domyślnych,
- Term [0|1|2] – wartość 0 oznacza wyłączenie echa lokalnego, 1 – jego włączenie, 2 – oddzielne okna nadawcze i odbiorcze,
- MOde [0|1] – wartość zero oznacza transmisję ASCII, 1 – kodowanie Huffmana,
- AUto [0|1|2] – wartość zero oznacza szybkość 100 bit/s, 1 – 200 bit/s, 2 – dopuszcza automatyczny wybór szybkości,
- Listen [0|1] – włączenie (1) lub wyłączenie (0) podsłuchu (monitorowania),
- Call znak – nawiązanie połączenia z podaną stacją,
- Unproto [tekst] – nadanie tekstu (np. wywołania) w trybie bezpołączeniowym,
- CTRL-Y – zmiana kierunku relacji,
- ESC D, Disconnect – przerwanie połączenia,
- LOg – wywołanie spisu ostatnich 16 połączeń,

- CSDelay [n] – czas oczekiwania na pokwitowanie (x 5 msek),
- MAXErr [liczba] – liczba błędnych pakietów w trakcie nawiązywania połączenia,
- MAXSum [5...60] – maksymalna liczba pakietów kumulowanych w pamięci,
- MAXDown [2...30] – liczba błędnych pakietów powodująca zmniejszenie szybkości transmisji,
- MAXUp [2...30] – liczba prawidłowo odebranych pakietów powodująca zmianę szybkości na 200 bit/s,
- MAXTRy [0...9] – dopuszczalna liczba powtórzeń po zwiększeniu szybkości transmisji,
- Phase [wartość] – maksymalna szybkość korektury fazy (x 10^-6), zalecanym zakresem jest +/- 70,
- REMote [0|1] – włączenie lub wyłączenie zdalnej obsługi stacji; rozkazy zdalne poprzedzone są ciągiem "//".

Parametry nieobowiązkowe podano, podobnie jak we wszytkich zestawieniach tego typu, w nawiasach kwadratowych, których nie należy oczywiście wpisywać. Alternatywy rozdzielone są jak wszędzie za pomocą pionowej kreski. W większości przypadków podanie rozkazu bez parametrów powoduje wyświetlenie obowiązujących wartości. Zakończeniem rozkazu jest znak RETURN. Rozkazy mogą być skrócone do części podanej dużymi literami. Przejście na poziom interpretacji rozkazów dokonywane jest za pomocą znaku (klawisza) ESC.

Do obsługi skrzynki elektronicznej służą następujące rozkazy (rozkazy poprzedzone znakami "//" służą do zdalnego sterowania stacji korespondenta, bez – do obsługi własnej stacji):
- Write [nazwa] – zapis wiadomości,
- Read [nazwa] – odczyt wiadomości,
- Send [nazwa] – nadanie zbioru, jako rozkaz zdalny odpowiada rozkazowi WRITE,
- DIR – wywołanie spisu wiadomości w skrzynce,
- DELete [nazwa] – skasowanie wiadomości.

Dla emisji AMTOR przewidziane są rozkazy:
- C [znak_secal] – nawiązanie połączenia z podaną stacją,
- \ – przerwanie połączenia (dla emisji RTTY – jest to rozkaz przejścia na odbiór),
- BC [0|1] – włączenie (1) lub wyłączenie (0) odbioru FEC,
- LOC [0|1] – włączenie (1) lub wyłączenie (0) lokalnego echa,
- CTRL-Y – w trakcie oczekiwania przełączenie na tryb FEC, w trakcie odbioru zmiana kierunku relacji (ang. break-in), w trakcie monitorowania – ponowna synchronizacja,
- CTRL-B – przełączenie na litery.

Dla emisji RTTY najważniejszymi rozkazami są:
- BAU [szybkość] – wybór szybkości transmisji,
- CTRL-Y – przejście na nadawanie,
- \ – przejście na odbiór,
- CTRL-B – przełączenie na litery.

6.9. KONTROLERY G-TOR

Jedynymi obecnie dostępnymi kontrolerami systemu G-TOR są kontrolery wielofunkcyjne firmy Kantronics (KAM PLUS). Ogranicza to znacznie liczbę potencjalnych korespondentów, zwłaszcza w krajach, w których sprzęt importowany jest trudno dostępny lub drogi. Ze względu na ograniczony do 32 kB obszar pamięci stałej (EPROM) w kontrolerze, nie jest on wyposażony w możliwość podsłuchu łączności prowadzonych w systemie G-TOR. Podsłuch możliwy jest dopiero po załadowaniu specjalnego programu do komputera PC. Ze względu na to utrudnienie wywołania nadawane są często w systemie PACTOR lub AMTOR, po czym następuje przejście na łączność G-TOR. Brak jest jakichkolwiek informacji nt. oprogramowania pracującego pod systemami Windows (16- i 32-bitowymi).

6.10. KONTROLERY CLOVER

Najbardziej znanym w tej chwili kontrolerem CLOVER jest kontroler PCI-4000 firmy HAL Communications. Jest to płytka wewnętrzna dla komputerów AT. Zajmuje on 16-bitowy wtyk na płycie głównej komputera. Sam kontroler wyposażony jest w procesor sygnałowy DSP56001 (24-bitowy) i mikroprocesor 68EC000 firmy Motorola (16-bitowy). Na płytce kontrolera znajduje się 8K x 24 bity pamięci RAM i 16K x 16 bitów pamięci ROM. Cena tego kontrolera przewyższa znacznie cenę wielofunkcyjnych kontrolerów pakiet radio. Do współpracy z kontrolerem przewidziany jest program terminalowy R-6. Oprócz niego dostępne są modele PCI4000/M i P38. Oba pozwalają także na pracę w systemach AMTOR, PACTOR i RTTY. Kontrolery PCI 4000 i 4000/M wyposażone są w możliwość regulacji mocy nadawania w zależności od stanu kanału, P38 nie posiada tej możliwości. Nie pozwala on także na korzystanie z dwóch najszybszych rodzajów modulacji.

Zewnętrznym kontrolerem tej samej firmy jest DSP4100, który oprócz emisji CLOVER pozwala też na pracę emisjami PACTOR i RTTY. Kontroler wyposażony jest w kasowaną elektrycznie pamięć stałą (EEPROM), co pozwala na łatwą wymianę oprogramowania na nowsze wersje.

7. TRANSMISJA OBRAZÓW FAKSYMILE I SSTV

7.1. EMISJA FAKSYMILE

System faksymile pozwala na transmisję obrazów nieruchomych o rozdzielczości przekraczającej znacznie rozdzielczość obrazu telewizyjnego. Zastosowane wyposażenie techniczne jest nieporównywalnie tańsze i prostsze od wyposażenia niezbędnego do transmisji telewizyjnych. Stosowany w łącznościach amatorskich system telewizji wąskopasmowej SSTV jest pochodnym systemu faksymile. Telegrafia faksymile zalicza się do najstarszych systemów telegraficznych. Pierwsze próby transmisji były przeprowadzone w Stanach Zjednoczonych w roku 1843 przez Aleksandra Baina, a więc na 5 lat przed rozpowszechnieniem się telegrafu w Europie i na 33 lata przed wynalezienem telefonu. W 1865 r. została uruchomiona pierwsza linia telegrafu faksymile mędzy Paryżem i Lyonem. Praktyczne zastosowanie znalazł on jednak dopiero w latach dwudziestych naszego stulecia. W służbie amatorskiej system rozpowszechnił się w dopiero latach 70-tych.

W stosunku do norm stosowanych w sieci telefonicznej występują tu istotne różnice. W standardzie faksymile stosowanym w łącznościach radiowych transmitowany jest sygnał analogowy odpowiadający bezpośrednio jasności nadawanego obrazu. W systemach faksymile stosowanych obecnie w sieci telefonicznej sygnał ten zamieniany jest przed transmisją na postać cyfrową a otrzymane dane są komprymowane przed transmisją.

7.2. ZASADA DZIAŁANIA

W transmisji faksymile spotykane są zasadniczo dwa standardy: transmisja obrazów czarnobiałych i obrazów zawierających odcienie szarości. Do pierwszej grupy można zaliczyć transmisje map pogody, jest to tzw. system WEFAX, do drugiej grupy np. transmisje zdjęć przez agencje prasowe. W technice amatorskiej dodatkowo transmitowane są także obrazy kolorowe.

Nadawany obraz jest zamieniany za pomocą elementu fotoczułego (fotodiody) na impulsy elektryczne lub przebieg analogowy odpowiadający szarości analizowanego obrazu. Przebieg ten może być następnie kwantyzowany (zamieniany na postać cyfrową), w wyniku czego otrzymywany jest sygnał o 16 lub 24 odcieniach co zupełnie wystarcza w praktyce.

W klasycznych, mechanicznych urządzeniach faksymile oryginał zakłada się na bęben o odpowiedniej średnicy. Bęben ten obraca się z jedną ze standardowych szybkości, równocześnie następuje liniowy przesuw elementu analizującego. Głowica analizująca zawiera źródło światła, ogniskowanego za pomocą soczewek na pożądanym elemencie obrazu oraz fotodiodę dostarczającą wyjściowego sygnału elektrycznego. W urządzeniu odbiorczym sterowane elektrycznie źródło światła naświetlało papier fotoczuły założony na bęben. Do odbioru obrazów czarno-białych można też użyć papieru termoczułego i głowicy

termicznej. Oczywiście oba bębny muszą poruszać się z jednakową szybkością, co wymaga nadawania sygnałów synchronizujących. W przeciwieństwie do systemów telewizyjnych nadawany jest jedynie sygnał oznaczający początek obrazu, nie ma sygnałów synchronizacji linii. W nowszych rozwiązaniach oryginał rozpięty jest na płaskiej powierzchni, a element analizujący porusza się wzdłuż i w poprzek obrazu, bądź też stosowane są linie diod światłoczułych albo elementów CCD odpowiedniej szerokości, poruszające się jedynie wzdłuż obrazu podobnie jak w komputerowych czytnikach obrazów (ang. *scanner*).

Podobnie jak w innych dziedzinach także i tu coraz szersze zastosowanie znajdują komputery, konkretna realizacja urządzeń faksymile odbiega coraz bardziej od pierwowzoru z obrotowym bębnem, jednakże tradycyjnie wiele określeń i standardów opartych jest na tym pierwowzorze. Jedną z podstawowych wielkości jest szybkość obrotu bębna odpowiadająca w praktyce szybkości analizy w liniach na minutę (jeden obrót bębna odpowiadał analizie jednej linii). Stosowane są prędkości 60, 90, 120, 180 i 240 linii/min.

Mapy pogody transmitowane są najczęściej z szybkością 120 linii/min, zdjęcia prasowe z szybkością 240 linii/min, również w technice krótkofalarskiej stosowane są przeważnie te dwie prędkości. Amatorska transmisja obrazów kolorowych odbywa się z szybkością 360 linii/min, nadawane są kolejno linie w trzech podstawowych kolorach: czerwonym, zielonym i niebieskim. Efektywna szybkość analizy wynosi w tym przypadku 120 linii/min.

W transmisji map pogody i w technice amatorskiej stosowany jest kierunek analizy zgodny z przyjętym w telewizji (z lewej strony na prawą i z góry na dół), w transmisji zdjęć prasowych – kierunek odwrotny.

Współbieżność analizy i odtwarzania musi być zapewniona z dokładnością do 0,001 %. Następną ważną wielkością jest tzw. indeks współpracy (IOC), zwany także w literaturze niemieckojęzycznej modułem. Jest on stosunkiem średnicy bębna do odstępu międzyliniowego (obie te wielkości wyrażone są w mm):

IOC = d / A .

Oznacza to, że odstęp międzyliniowy maleje ze wzrostem indeksu. Również i tu występuje wiele standardów: najczęściej stosowane są indeksy 288, 352 (transmisja zdjęć prasowych) i 576, czasami także 264 (w transmisji satelitarnych map pogody). W transmisjach amatorskich i transmisjach map pogody stosowane są wartości indeksu 288 lub 576, natomiast w amatorskich transmisjach kolorowych – wartość 204. Niezgodność indeksu po stronie nadawczej i odbiorczej powoduje zmianę proporcji odbieranego obrazu.

Rozdzielczość punktową (liczbę punktów w linii) oblicza się mnożąc wartość indeksu przez PI:

rozdz [pkt/linię] = IOC * PI .

Szybkość analizy, wartość indeksu i wysokość oryginału określają jednoznacznie czas transmisji obrazu:

T = L * IOC / (n * d)

gdzie:

L – wysokość obrazu (długość bębna w mm),

IOC – indeks,

d – szerokość obrazu (średnica bębna w mm),

n – szybkość obrotów w liniach/min.

I tak np. dla indeksu 288, wysokości oryginału 290 mm i szybkości analizy 180 linii/min czas transmisji wynosi ok. 6,6 minut, dla szybkości analizy 240 linii/min – 5 minut, a dla szybkości analizy 120 linii/min – 9,7 minut. Dla indeksu 576 czasy te są dwukrotnie dłuższe. Ponieważ czas transmisji dochodzi przeważnie do kilku a nawet kilkunastu minut, należy zwrócić uwagę aby nie przekroczyć mocy dopuszczalnej dla pracy ciągłej stopnia końcowego (w nadajnikach SSB). Problem ten nie powinien występować w nadajnikach

FM, jednakże wiele radiostacji fabrycznych ma chłodzenie, ze względów oszczędnościowych, obliczone na krótkie cykle pracy typowe dla łączności fonicznych. Ostrożność nie zaszkodzi więc i w tym przypadku.

Informacja o stosowanym standardzie nadawana jest na początku obrazu w trakcie synchronizacji. Jako pierwszy nadawany jest przez 5 do 10 sekund ton informujący o wartości indeksu: np. ton 300 Hz oznacza indeks 576, a ton 675 Hz – indeks 288. Następnie przez 30 sekund nadawany jest właściwy sygnał synchronizujący składający się z ciągu impulsów o poziomach czerni i bieli tak, że poziom czerni nadawany jest przez 95 % czasu. Częstotliwość powtarzania impulsów wynosi 1 – 4 Hz i informuje odbiorcę o szybkości analizy obrazu: częstotliwość 1 Hz oznacza 60 linii/min, 1,5 Hz – 90, 2 Hz – 120, a 4 Hz – 240 linii/min. Następnie nadawana jest treść obrazu zakończona sygnałem stopu – tonem 450 Hz. Złożony sygnał synchronizacji pozwala stronie odbiorczej na automatyczne rozpoznanie początku i końca obrazu i odpowiednie uruchomienie urządzeń mechanicznych, które dzięki temu nie muszą pracować stale w przerwach między obrazami. Ten system automatycznej transmisji obrazów określany jest angielskim skrótem APT (ang. *Automatic Picture Transmission*). W miarę komputeryzacji urządzeń odbiorczych problem ciągłej pracy urządzeń mechanicznych traci na znaczeniu. System APT pozwala jednak w dalszym ciągu na zdalne sterowanie rejestracją obrazów lub ich wydrukiem.

W transmisji obrazów faksymile stosowana jest podnośna akustyczna modulowana częstotliwościowo: częstotliwość 1500 Hz odpowiada poziomowi czerni, 2300 Hz – bieli. Częstotliwość środkowa sygnału wynosi więc 1900 Hz, a dewiacja 400 Hz (jest ona równa połowie odstępu między częstotliwościami czerni i bieli). W technice amatorskiej na pasmach UKF podnośna ta moduluje nadajnik FM – mamy tu do czynienia z modulacją AFSK, w pasmach długo- i krótkofalowych stosowana jest modulacja FSK o przesuwie częstotliwości 150 Hz na falach długich a 400 lub 800 Hz na KF (agencje prasowe stosują często przesuw 300 Hz). Sygnały satelitów meteorologicznych składają się z podnośnej 2400 Hz (zmodulowanej amplitudowo sygnałem wizyjnym), modulującej nadajnik FM. Zastosowanie modulacji amplitudy podnośnej zapobiega zafałszowaniom skali jasności obrazu w wyniku efektu Dopplera, które wystąpiłyby w przypadku odbioru sygnału zmodulowanego częstotliwościowo – sygnału nadawanago w standardzie emisji naziemnych.

Maksymalna częstotliwość sygnału wizyjnego zależy od wartości indeksu i szybkości analizy i obliczana jest ze wzoru:
fmax [Hz] = PI * IOC * n / 120
gdzie:
IOC – wartość indeksu,
n – szybkość analizy [linii/min].

Przykładowo przy szybkości analizy 120 linii/min i wartości indeksu 288 wynosi ona 904 Hz, a dla wartości indeksu 576 – 1808 Hz. Również dla szybkości analizy 240 linii/min i indeksu 288 otrzymujemy 1808 Hz. Szerokość pasma sygnału radiowego przy tych częstotliwościach wizyjnych i odpowiednim doborze dewiacji na falach długich i krótkich nie przekracza szerokości pasma sygnału fonicznego.

Jest to wartość szczególnie ważna nie tylko ze względu na zajmowane przez sygnał faksymile pasmo częstotliwości, ale także i na wymagania odnośnie szybkości zapisu obrazu w pamięci komputera. Wolniejsze komputery mogą mieć problemy z odbiorem obrazów analizowanych z większymi szybkościami i dla większych wartości indeksu.

Szerokość pasma zajmowanego przez sygnał FSK wynosi:
B = 2 * (Fdev + fmod) .

Dewiacja częstotliwości (Fdev) równa jest, jak podano powyżej, połowie odstępu pomiędzy częstotliwościami czerni i bieli (przesuwu częstotliwości). Zakładając maksymalną częstotliwość sygnału wizyjnego równą ok. 900 Hz i dewiację 400 Hz

[(2300 - 1500) / 2 = 800 / 2 = 400 Hz] otrzymujemy szerokość pasma wynoszącą 2600 Hz. Podobnie jak w przypadku RTTY modulacja FSK może być uzyskana dzięki modulacji nadajnika SSB za pomocą podnośnej akustycznej (SSB-AFSK, J3C). W przypadku użycia tonów 1500 i 2300 Hz (KF) środek pasma leży o 1900 Hz powyżej wytłumionej nośnej SSB, co należy uwzględnić przy dostrajaniu odbiornika. Stosowana jest górna wstęga boczna (ang. USB).

Jednocześnie należy zauważyć, że sygnał synchronizujący o zawartości 95 % czerni może ułatwić właściwe dostrojenie odbiornika SSB. Problem ten jest nieistotny w przypadku transmisji z modulacją AFSK/FM na pasmach UKF.

Tor odbiorczy konwertera faksymile jest właściwie dyskrymimatorem częstotliwości, który w przypadku transmisji czarno-białej musi rozróżniać dwa stany: czerni i bieli, a w przypadku obrazów o płynnych zmianach szarości od 16 do 64 poziomów. Sygnał wyjściowy demodulatora dwupoziomowego jest właściwie sygnałem logicznym i po odpowiednim dopasowaniu poziomów może być podany na właściwe wejście komputera, może tu być stosowany jeden z sygnałów na złączu szeregowym RS-232 lub na złączu drukarki. Sygnał analogowy musi być przetworzony na postać cyfrową za pomocą przetwornika analogowo-cyfrowego i bardzo często jest podawany na wejście sygnałów sterujących złącza szeregowego (w grę wchodzą tu sygnały CTS, DSR, DCD i RI). Inną rzadziej stosowaną możliwością jest wyposażenie komputera w dodatkową płytkę z wejściami cyfrowymi np. zawierającą popularny obwód scalony 8255. Wczytaniem i dalszym przetwarzaniem sygnału zajmuje się opowiedni program faksymile.

Zadaniem programu odbiorczego faksymile jest przetworzenie odebranego sygnału na postać cyfrową, wpisanie go do pamięci graficznej, a także przetworzenie na postać graficzną odpowiednią do dokonania jego wydruku lub zapisu na twardym dysku. Wymogi odnośnie szybkości przetwarzania nie są zbyt wysokie, np. w przypadku odbioru obrazu nadawanego z szybkością 240 linii/min i przy wartości indeksu 576 odstęp czasowy punktów wynosi 138 µs, co pozwala na przetwarzanie obrazu nawet za pomocą wolniejszych komputerów. Przedstawiony w powyższym przykładzie obraz zawiera 1809 punktów w linii i 2392 linie, co oznacza, że składa on się z 4327128 punktów; w przypadku rozdzielczości 16-stopniowej każdy z punktów zapisany jest w postaci czterech bitów, a więc cały obraz zajmuje ponad 2 MB, obraz czarno-biały zajmowałby ok. 0,5 MB.

Obliczenie to pozwala uświadomić czytelnikowi granice możliwości zapisu obrazów. Z tego też względu wiele programów pozwala na ograniczenie rozdzielczości punktowej lub zmniejszenie liczby odcieni. Niezależnie od stosowanej wewnętrznie rozdzielczości, rozdzielczość obrazu wyświetlanego na ekranie określona jest możliwościami posiadanego kontrolera graficznego, najczęściej jest to 640 punktów i 480 linii (standard VGA) lub 800 x 600 punktów (SVGA). Jakość wydruku jest przeważnie większa, ale i ona jest ograniczona możliwościami drukarki. Wydruk czarno-biały pozwala na osiągnięcie maksymalnej rozdzielczości, w przypadku wydruku obrazów o większej liczbie poziomów szarości każdy z punktów zostaje zastąpiony przez matrycę składającą się z 16 lub 64 punktów (odpowiednio o rozmiarach 4 x 4 lub 8 x 8) co zmniejsza rozdzielczość w podanym stosunku. Komercyjne urządzenia faksymile pozwalają na reprodukcję obrazów z pełną rozdzielczością.

7.2.1. WYPOSAŻENIE STACJI

Stacja faksymile składa się obecnie z radiostacji, konwertera (modemu) faksymile i komputera, ewentualnie także z drukarki. Wiele z obecnie używanych programów może mierzyć częstotliwość odbieranego sygnału akustycznego, dlatego też w najprostszym przypadku konwerter może zawierać jedynie komparator pracujący na dowolnym wzmacniaczu operacyjnym. Bardziej skomplikowane układy zawierają liniowy demodu-

lator częstotliwości i przetwornik analogowo-cyfrowy. Także niektóre z kontrolerów pakiet radio (wielofunkcyjne PK-232, PK-900, DSP-1232/2232, DSP-232 i MFJ-1278(T) i zwykłe MFJ-1270/1274, oraz kontrolery firmy Kantronics) pozwalają na odbiór obrazów czarnobiałych. Odbiór czarno-białych obrazów faksymile za pomocą kontrolera PK-232 nie wymaga dokonania żadnych przeróbek w układzie, natomiast do nadawania konieczne jest odpowiednie przestrojenie generatora modemu. Dla jednoczesnej pracy w systemach pakiet radio i faksymile należałoby zainstalować dodatkowe elementy dostrojcze i przełącznik. Wbudowany wskaźnik dostrojenia ułatwia znacznie właściwe dostrojenie odbiornika. To samo dotyczy także kontrolerów MFJ-1274 i 1278(T). Wyniki osiągane za pomocą kontrolerów TNC2 (MFJ-1270/4) są znacznie gorsze od wyników osiąganych za pomocą programu JVFAX, nawet w połączeniu z najprostszym komparatorem. Poza tym większość kontrolerów TNC pozwala jedynie na odbiór obrazów nadawanych z szybkością 120 linii/min i indeksem 288. Kontrolery TNC2 produkcji krajowej np. firm "Muel", "Pyffel" (SP6APV) wyposażone są na wzór niemiecki w oprogramowanie trybu podporządkowanego i nie zawierają oprogramowania faksymile/SSTV. Możliwa jest jednak wymiana oprogramowania.

7.2.2. ŁĄCZNOŚCI AMATORSKIE

W amatorskich łącznościach faksymile stosowany jest specjalny system raportów (RSP), dodatkowo do normalnych danych RS podawana jest informacja w granicach 0 – 5:
P0 oznacza obraz nieczytelny,
P1 – ślady synchronizacji,
P2 – widoczne duże elementy obrazu,
P3 – duże elementy obrazu dobrze rozróżnialne,
P4 – widoczne drobne elemety obrazu,
P5 – obraz całkowicie prawidłowy i czytelny.

Najczęściej stosowanymi częstotliwościami pracy są:

Zakres KF (kHz)	Zakres UKF (MHz)
3730 - 3740	144,700
7035 - 7045	432,700 (FSK)
14225 - 14235	433,700 (AFSK)
18105 - 18115	438,550 - 438,625 wyjścia przekaźników
21335 - 21345	1296,700
24925 - 24935	2320,700
28675 - 28685	

Na falach krótkich stosowana jest modulacja J3C – FSK z szybkością 120 linii/min. i indeksem 288, na UKF przeważnie F3C – AFSK, 120 lub 240 linii/minutę z indeksem 288 lub 576.

Na niektórych z tych częstotliwości nadawane są też regularnie komunikaty dla krótkofalowców. Od czasu do czasu przeprowadzane są także zawody faksymile, a za szczególne osiągnięcia wydawane są odpowiednie dyplomy.

7.2.3. ODBIÓR SATELITÓW METEOROLOGICZNYCH

Satelity meteorologiczne okrążają Ziemię po tak zwanych synchronicznych orbitach słonecznych, znajdujących się na wysokościach między 800 i 1200 km nad powierzchnią Ziemi. Czasy obiegu satelitów NOAA (USA) i METEOR (Rosja) wynoszą ok. 100 minut. Satelity te wyposażone są w tzw. radiometry czułe na sygnały leżące w zakresach światła widzialnego i podczerwieni. Analiza obrazu dokonywana jest za pomocą zwierciadła wirującego z szybkością 360 obrotów/minutę (6 linii/s). Wartość indeksu IOC wynosi b. często 264. Kąt widzenia układu optycznego wynosi ok. 55 stopni. Daje to promień widzenia dochodzący do 1200 km. Obrazy o wysokiej rozdzielczości (2048 punktów/linię) nadawane są w paśmie 1,7 GHz. W paśmie 137 MHz nadawane są, w systemie APT, obrazy o zmniejszonej rozdzielczości. Linia obrazowa zawiera 909 punktów, a rozdzielczość pionowa jest zredukowana do 1/3 (nadawana jest co trzecia linia). Satelity NOAA nadają naprzemian obrazy widziane w zakresie światła widzialnego i podczerwieni.

Obrazy nadawane są w sposób ciągły, dlatego też zastosowany jest odmienny niż w transmisjach naziemnych sposób synchronizacji. Zamiast impulsów synchronizacji obrazu nadawane są impulsy synchronizacji linii. Program odbiorczy musi zapewnić i tą możliwość synchronizacji (zapewnia to m.in. program JVFAX).

W odróżnieniu od stacji naziemnych sygnał wizyjny moduluje amplitudowo pomocniczą podnośną o częstotliwości 2400 Hz, co wymaga uzupełnienia układu konwertera o detektor AM. Głębokość modulacji dochodzi do 85 %. Tak zmodulowana podnośna moduluje następnie nadajnik FM. Ze względu na dużą głębokość modulacji i stosunkowo niską częstotliwość podnośnej (w stosunku do maksymalnej częstotliwości wizyjnej) stosowane są najczęściej aktywne detektory AM zawierające wzmacniacz operacyjny oraz filtry aktywne.

Moce nadajników satelitarnych wynoszą ok. 5 W, stosowana jest polaryzacja kołowa prawoskrętna. Z podanych dalej częstotliwości pracy najczęściej stosowane są: 137,500 MHz i 137,620 MHz (satelity NOAA) oraz 137,300 MHz i 137,850 MHz (satelity Meteor). Do odbioru satelitów w trakcie ich korzystnych przelotów wystarczy antena złożona z dwóch poziomych skrzyżowanych dipoli odlegych od siebie w pionie o 1/4 fali lub leżących w tej samej płaszczyźnie i połączonych ze sobą za pomocą ćwierćfalowego odcinka kabla.

7.3. KONWERTERY I PROGRAMY NADAWCZO/ODBIORCZE

W opisach wielu popularnych programów, jak FAX, JVFAX czy GSH-PC zawarte są schematy odpowiednich konwerterów, do pracy za pomocą kontrolera PK-232 dostępny jest program PK-FAX, dla kontrolerów DSP-1232/2232/232 – program AEA-Wefax-256, dla kontrolera PK-900 – program AEA-FAX-900, dla kontrolera MFJ-1278(T) – program MFJ-1289 (Multicom) a dla TNC MFJ-1270/74 – program MFJ-1284 (MFJCOM) na komputery klasy PC i MFJ-1272 na komputer Commodore 64/128, istnieją także wersje programów dla systemu operacyjnego Windows. Program MFJCOM może współpracować także z kontrolerem MFJ-1278(T). Wszystkie wspomniane programy pozwalają także na nadawanie obrazów faksymile, z tym że kontrolery MFJ-1270/74 dostosowane są jedynie do odbioru. Programy firmy MFJ odbierają dane przez złącze szeregowe RS-232, programy JVFAX i FAX mogą nadawać dane dodatkowo przez wyjście głośnikowe lub wyjście drukarki. Program JVFAX zapisuje obrazy w formacie GIF lub TIFF i może nadawać obrazy zapisane w formacie GIF, co pozwala na nadawanie obrazów wczytanych do komputera za pomocą czytnika lub otrzymanych w tym formacie z najbliższej skrzynki elektronicznej. Czysto odbiorczym programem faksymile jest SVFAX współpracujący z opisanym dalej konwerterem JVFAX. Posiadacze komputerów ATARI-ST mogą odbierać obrazy faksymile za pomocą programu RADIOFAX-ST (w wersji dla komputerów PC nosi on nazwę RADIOFAX-PC). Konwerter do programu RADIOFAX-ST jest bardziej skomplikowany niż konwerter dla programu JVFAX i podobny do opisanego dalej konwertera satelitarnego. Dla komputerów Amiga opracowane został programy "Scan Mate" i "Mikro-Fax" (autorstwa SP9UNB/SP9AMH). "Mikro-Fax" pozwala także na odbiór SSTV.

Oprócz tego odbiór faksymile możliwy jest także za pomocą dekoderów ICS-FAX2, ICS-FAX3, dekodera "Easy Fax", dekodera firmy Bonito, programu Code-3 lub bardzo drogiego dekodera WAVECOM W 4010. Konwerter ICS-FAX3 pozwala dodatkowo także na odbiór emisji RTTY, SITOR-B i NAVTEX.

7.3.1. JVFAX

Stosunkowo najtańszym rozwiązaniem jest jednak użycie programu JVFAX z konwerterem własnej konstrukcji lub dla posiadaczy kontrolerów TNC – użycie jednego z pasujących programów. Program JVFAX autorstwa DK8JV jest jednym z najbardziej znanych od lat programów nadawczo-odbiorczych faksymile i SSTV przewyższającym nawet niektóre z programów komercyjnych. Program dostępny jest obecnie w wersji 7.1. Pracuje on na dowolnych komputerach PC pod systemem operacyjnym DOS, jednak ze względu na bezpośredni dostęp do pamięci wizyjnej nie może pracować w oknach DOS pod systemami Windows 3.1, 95 i 98. JVFAX może współpracować z wieloma typami konwerterów w tym oprócz konwerterów komparatorowych także z bardziej skomplikowanymi konwerterami mikroprocesorowymi, np. "Easy Fax". W połączeniu z dodatkowymi sterownikami j. np. SBTSR023 może on wykorzystywać płytkę muzyczną zgodną ze standardem "Soundblaster" jako modem cyfrowy. Oprócz łączności naziemnych JVFAX może być wykorzystany do odbioru satelitów meteorologicznych pod warunkiem użycia

odpowiedniego konwertera. Pozwala na to także ww. sterownik dla płytki muzycznej. Jednym z atrakcyjnych zastosowań może być automatyczny zapis serii obrazów z satelity, które mogą być następnie wyświetlane w przyspieszonym tempie i prezentować zmiany pogody w czasie ostatnich godzin. JVFAX dostępny jest bezpłatnie w sieciach pakiet radio i w Internecie i może być dowolnie rozpowszechniany w środowiskach amatorskich.

Uniwersalnym programem odbiorczym pozwalającym na odbiór nie tylko emisji faksymile ale także RTTY w kodach Baudota i ASCII, AMTOR-FEC (AMTOR-B), CW i NAVTEX jest "Zorns Lemma" autorstwa DL3ZAS.

7.3.2. PROSTY PROGRAM ODBIORCZY FAKSYMILE DLA KONTROLERÓW MFJ

Oprócz wymienionych programów odbiorczych i nadawczo-odbiorczych faksymile, do współpracy z kotrolerami firmy MFJ (i innymi dostosowanymi do odbioru emisji faksymile) można użyć prostego programu napisanego w języku BASIC. Przed wywołaniem programu należy przełączyć kontroler na odbiór emisji faksymile za pomocą rozkazu FAX (kontrolery firmy MFJ) lub analogicznego podanego w instrukcji. W kontrolerach wyposażonych w oprogramowanie firmy MFJ można oprócz tego ustalić następujące parametry: FAXMODE, FAXEOP, FAXNEG i FAXREV. Zmian wartości parametrów i podania rozkazu FAX należy dokonać za pomocą dowolnego programu terminalowego (Procomm lub podobnego). Parametr FAXMODE pozwala na wybór szybkości analizy obrazu, wartość 1 oznacza szybkość 60 linii/min, 2 – 90 linii/min, 3 – 120 linii/min, 4 – 240 linii/min, 5 – 360 linii/min, 6 – 480 linii/min i 7 – 180 linii/min. Wybór możliwy jest tylko w kontrolerach 1278(T), kontrolery TNC-2 dostosowane są jedynie do odbioru obrazów analizowanych z szybkością 120 linii/min. Parametr FAXEOP (ang. *end-of-page*) steruje rozpoznawaniem końca obrazu, parametr FAXNEG – wyświetlaniem obrazu w negatywie, a parametr FAXREV pozwala na zwierciadlane odwrócenie obrazu.

Podany program może być łatwo dostosowany do innego typu komputerów. W razie potrzeby należy dokonać w nim zmiany numeru złacza szeregowego z COM2 na COM1. Sposób wywołania programu podany jest w linii drugiej (nazwa MFJ2.BAS).

Program odbiorczy faksymile:

```
CLS
'C:Qbasic /Run MFJ2.BAS
CONST Esc = 27
ON ERROR GOTO ErrHandler
PRINT "MFJ Two-level FAX format decoder 0.00"
PRINT "(c)Nov-1993 by BV3DS of Taoist BBS"
PRINT "P.O.BOX 27 HsinWu Taoyuan Taiwan R.O.C"
PRINT
PRINT "Set MFJ-1278 FAX Mode 2level"
PRINT "Key Esc to Exit and End 2level"
SLEEP 5
Filenum% = FREEFILE
FileName$ = "COM2:9600,N,8,1,BIN,CD0,CS0,DS0,OP0,RB9600"
OPEN FileName$ FOR RANDOM AS #Filenum%
PRINT #Filenum%, "radio 2" + CHR$(13)
PRINT #Filenum%, "mode fx" + CHR$(13)
PRINT #Filenum%, "fx 3" + CHR$(13)
PRINT #Filenum%, "8levels Off" + CHR$(13)
PRINT #Filenum%, "16levels Off" + CHR$(13)
PRINT #Filenum%, "Multifax off" + CHR$(13)
PRINT #Filenum%, "printg off" + CHR$(13)
PRINT #Filenum%, "print off" + CHR$(13)
PRINT #Filenum%, "K" + CHR$(13)
PRINT #Filenum%, "L" + CHR$(13)
```

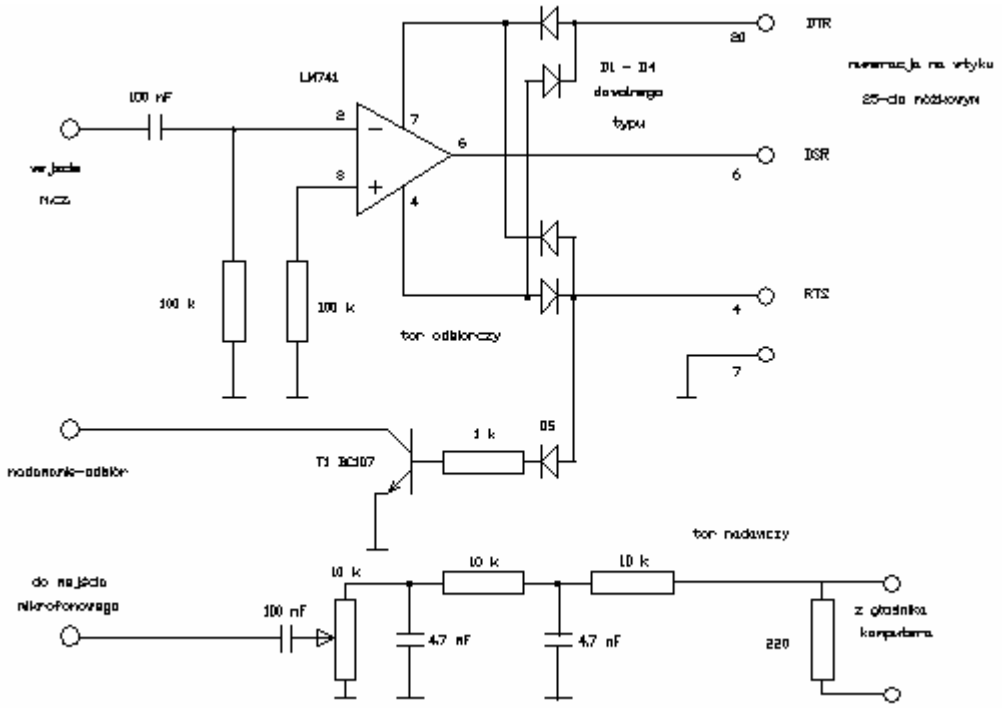
```
SCREEN 2
DO
DO
Pic$ = INPUT$(1, Filenum%)
KeyChoice% = CVI(INKEY$ + CHR$(0))
IF KeyChoice% = Esc THEN
CLOSE #Filenum%
END
END IF
LOOP WHILE Pic$ = ""
GOSUB ShowPic
LOOP
END
ShowPic:
FOR N% = 1 TO LEN(Pic$)
Bit% = ASC(MID$(Pic$, N%, 1))
IF Bit% >= &H30 THEN Bit% = Bit% - &H30
IF (Bit% AND 32) = 32 THEN PSET (Col%, Row% + 0), 1
IF (Bit% AND 16) = 16 THEN PSET (Col%, Row% + 1), 1
IF (Bit% AND 8) = 8 THEN PSET (Col%, Row% + 2), 1
IF (Bit% AND 4) = 4 THEN PSET (Col%, Row% + 3), 1
IF (Bit% AND 2) = 2 THEN PSET (Col%, Row% + 4), 1
IF (Bit% AND 1) = 1 THEN PSET (Col%, Row% + 5), 1
Col% = Col% + 1
IF Col% >= 909 THEN
Col% = 0
Row% = Row% + 6
END IF
NEXT N%
RETURN

ErrHandler:
SELECT CASE ERR
CASE 69
CLOSE #Filenum%
Filenum% = FREEFILE
OPEN FileName$ FOR RANDOM AS #Filenum%
RESUME NEXT
CASE ELSE
RESUME NEXT
END SELECT
```

7.4. PROSTY KONWERTER NADAWCZO-ODBIORCZY FAKSYMILE

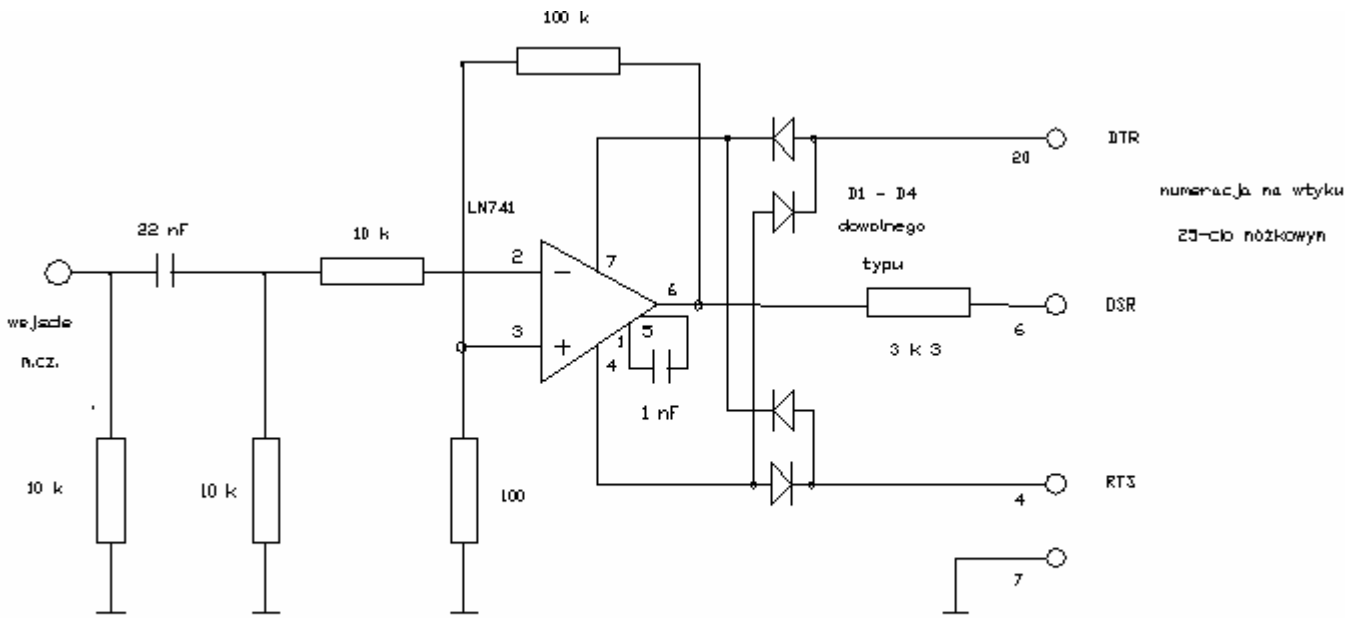
Na rysunku 7.1a przedstawiono schemat konwertera przeznaczonego do współpracy z programami JVFAX, SVFAX (pozwala na nadawanie i odbiór faksymile oraz odbiór RTTY), Hamcomm (dla odbioru i nadawania telegrafii CW i RTTY), GSH-PC (SSTV), MSCAN (SSTV), EZSSTV (SSTV), Pktmon (dla odbioru emisji pakiet radio) i programów do odbioru amatorskich komunikatów przywoławczych w systemie POCSAG. Tor odbiorczy konwertera składa się jedynie z komparatora, w torze nadawczym użytych jest jedynie kilka kondensatorów i oporników składających się na filtr dolnoprzepustowy, a do przełączania nadawanie-odbiór tranzystor sterowany sygnałem RTS. W konwerterze czysto odbiorczym elementy przełączające i filtr dolnoprzepustowy mogą być pominięte. Użyty w układzie dowolny wzmacniacz operacyjny (o możliwie małym poborze prądu) pracuje jako ogranicznik dostarczając na wejście DSR (nóżka 6 na wtykach 9- i 25-nóżkowych) sygnału prostokątnego o poziomach +/- 12V. Konwerter zasilany jest z wyjść RTS (+ 12V) i DTR (-12 V). Są to odpowiednio nóżki 4 i 20 na wtyku 25-nóżkowym lub 7 i 4 na 9-nóżkowym. Napięcia te podawane są dopiero po uruchomieniu programu JVFAX, a ponieważ inne używane programy mogą inaczej wysterować wyjścia RTS i DTR, korzystne jest włączenie w szereg diod zabezpieczających. Dobrym rozwiązaniem jest użycie prostownika mostkowego, jak przedstawiono na rysunku 7.1. Napięcia zasilające mogą być zablokowane do masy za pomocą kondensatorów tantalowych o pojemności 1 µF i napięciu pracy 16 V. W wersjach 4.x programu JVFAX jako wejście użyty był sygnał RI (nóżka 22 na wtyku 25-nóżkowym, 9 na 9-nóżkowym), odwrotna była też polaryzacja zasilania (RTS -, DTR +). W przypadku wzbudzania się układu należy włączyć kondensator rzędu 22 pF między nóżki 2 i 6 wzmacniacza operacyjnego. Dla zmniejszenia wpływu zakłóceń na wejście komparatora można także włączyć filtr dolnoprzepustowy, może to być filtr PI złożony z dławika o indukcyjności 100 µH i kondensatorów o pojemnościach 1 nF. Sygnał nadawczy AFSK może być pobierany z głośnika komputera (dotyczy to programów JVFAX i Hamcomm), tak jak to przedstawiono na schemacie, program Hamcomm dostarcza także sygnału FSK na wyjściu DTR. Sygnał ten może być wykorzystany do modulacji generatora akustycznego (np. zawierającego obwód scalony XR2206). Do nóżki DTR należy wówczas dołączyć układ identyczny ze znajdującym się w torze przełączania nadawanie-odbiór. Programy Hamcomm i JVFAX począwszy od wersji 6.0 mogą także dostarczać sygnału AFSK na wyjściu TXD łącza RS-232. Sygnał ten może być doprowadzony do wejścia mikrofonowego przez filtr dolnoprzepustowy przedstawiony na schemacie. Możliwości tej nie mają starsze wersje programu JVFAX. Przedstawiony układ konwertera, mimo prostoty, wykorzystywany jest przez wielu i to nie tylko początkujących krótkofalowców. W alternatywnym rozwiązaniu przedstawionym na rysunku 7.1b wzmacniacz operacyjny pracuje w układzie przerzutnika Schmitta. Zastosowany dodatkowo górnoprzepustowy filtr wejściowy i kondensator kompensacji zmniejszają wrażliwość na zakłócenia przez ograniczenie pasma przenoszenia. Oba układy mogą także współpracować z programem odbiorczym HFFAX. W tym przypadku ujemne napięcie zasilające pobierane jest z nóżki TXD a nie z nóżki DTR.

Rozwiązanie przedstawione na rysunku 7.1c wykorzystuje własności selektywne pętli synchronizacji fazowej. Po zasynchronizowaniu się pętli jej generator VCO pracuje na częstotliwości równej częstotliwości sygnału wejściowego. Sygnał generatora pozbawiony jest składowych zakłócających, występujących w sygnale wejściowym. Pętla synchroni-

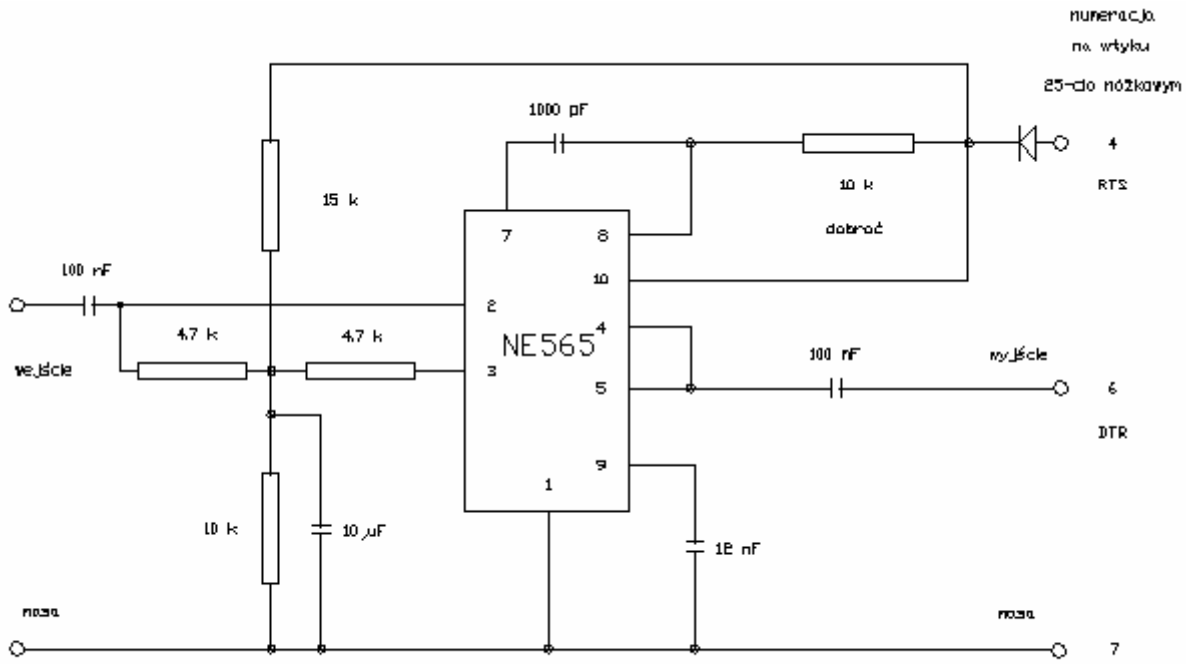
zacji fazy pracuje więc jak filtr pasmowy o charakterystyce przenoszenia od ok. 700 Hz do ok. 2600 Hz. Częstotliwość pracy generatora należy dobrać za pomocą opornika 10 kę włączonego między nóżkę 8 i plus zasilania, tak aby w trakcie odbioru pętla była zawsze w stanie synchronizacji. Amplituda napięcia wyjściowego generatora wynosi ok. 1 V i w niektórych przypadkach może okazać się za niska. Można wówczas zastosować dodatkowy przesuwnik poziomu na dowolnej bramce logicznej z serii CMOS lub tranzystorze. Zamiast obwodu scalonego LM565 można użyć dowolnej innej scalonej pętli synchronizacji fazy np. obwodu CMOS typu 4046.



Rys.1.Konwerter do programów JVFAX,SVFAX,HAMCOM I PKTMON



Rys. 7.1b Alternatywny tor odbiorczy konwertera



Rys. 1.c. Konwerter PLL

7.4.1. SPIS CZĘŚCI (UKŁAD 1A)

Oporniki: 2 x 100 k, 2 x 10 k, 1 k,
potencjometr: 10 k,
kondensatory: 2 x 100 nF, 2 x 4,7 nF, (2 x 1 uF/16V),
diody: krzemowe dowolnego typu albo prostownik mostkowy,
tranzystor: BC107 lub inny dowolny krzemowy npn,
obwód scalony: LM741 (uA741), TL061, TL062, TL071, TL072, TL081, TL082, CA3140, CA3240.

7.4.2. SPIS CZĘŚCI (UKŁAD 1B)

Oporniki: 100, 3,3 k, 3 x 10 k, 100 k,
kondensatory: 1 nF, 22 nF, (2 x 1 uF/16V),
diody: krzemowe dowolnego typu,
obwód scalony: LM741 (uA741, TL061, TL062, TL071, TL072, TL081, TL082, CA3140, CA3240).

7.4.3. SPIS CZĘŚCI (UKŁAD 1C)

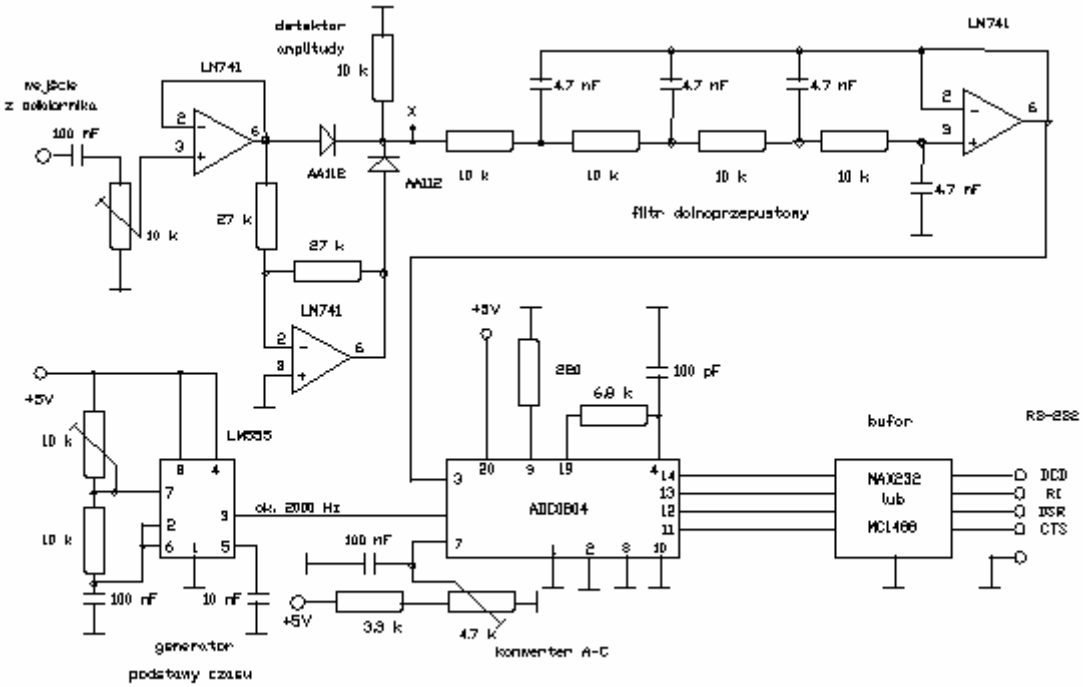
Oporniki: 2 x 4,7 k, 2 x 10 k, 15 k,
kondensatory: 1000 pF, 12 nF, 2 x 100 nF, 10 uF,
dioda: krzemowa dowolnego typu,
obwód scalony: LM565 (NE565).

7.5. KONWERTER SATELITARNY FAKSYMILE

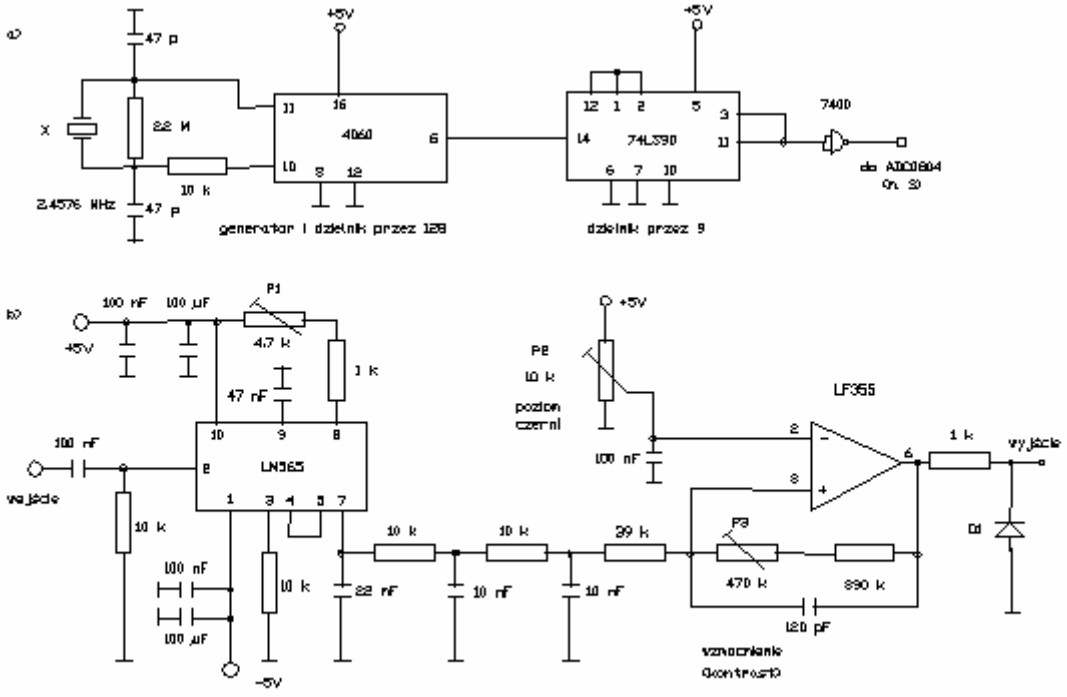
W transmisjach satelitów meteorologicznych stosowany jest bardziej złożony system modulacji (modulacja AM-FM): podnośna 2400 Hz modulowana jest sygnałem wizyjnym faksymile, a następnie ten złożony sygnał moduluje nadajnik FM. Zapobiega to zmianie jasności obrazu wskutek występowania efektu Dopplera. Dlatego też w przedstawionym na rysunku 7.2 konwerterze sygnał wyjściowy z odbiornika FM podawany jest na demodulator AM zrealizowany na diodach D1 i D2 oraz wzmacniaczu operacyjnym U2. Po odfiltrowaniu resztek podnośnej 2400 Hz sygnał wizyjny faksymile podawany jest przez wtórnik napięciowy na wejście przetwornika analogowo-cyfrowego. W układzie użyto popularnego typu ADC0804, można tu jednakże zastosować dowolny typ przetwornika ośmiobitowego. Sygnały wyjściowe przetwornika (wartości czterech najwyższych bitów) podawane są na wejścia DCD, RI, DSR i CTS złącza RS-232 po uprzednim dopasowaniu poziomów. Do tego celu można użyć popularnego obwodu scalonego MC1488 (albo jego odpowiednika innej firmy) lub droższego układu MAX232. Obwód MAX232 zawiera przetwornicę dostarczającą napięć +/-12 V i wymaga zasilania jedynie napięciem +5 V. Obwód MC1488 zasilany jest napięciami +12 V i -12 V. W najprostszym przypadku układ dopasowania poziomu może składać się z czterech bramek CMOS lub czterech stopni tranzystorowych zasilanych jedynie napięciem +12 V. Sygnał zegarowy (określający częstotliwość przetwarzania sygnału na postać cyfrową) dostarczany jest przez generator zbudowany na obwodzie LM555. Zamiast niego można użyć generatora kwarcowego i toru dzielników częstotliwości TTL lub CMOS. Schemat generatora i dzielników opartych na obwodach scalonych 4060 i 74LS90 przedstawiono na rysunku 7.3a. W przypadku użycia kwarcu o innej częstotliwości, należy odpowiednio dobrać stosunek podziału.

Konwerter ten może być także użyty do odbioru transmisji faksymile z modulacją częstotliwości. W tym celu należy przerwać połączenie między detektorem amplitudy i filtrem w punkcie X i włączyć w to miejsce układ dyskryminatora częstotliwości. Przykładowy układ dyskryminatora oparty na scalonej pętli synchronizacji fazy LM565 przedstawiono na rysunku 7.3b. Obwód pętli musi być zestrojony, tak aby pętla pozostawała w stanie synchronizacji w zakresie od 3 kHz do 5 kHz (dwupołówkowy detektor amplitudy powoduje podwojenie częstotliwości sygnału wejściowego). Potencjometr P2 na wejściu wzmacniacza służy do ustalenia poziomu czerni obrazu, a potencjometr P3 (regulacja wzmocnienia) - do ustawienia kontrastu.

Czterobitowy sygnał wyjściowy konwertera pozwala na reprodukcję obrazu w 16 odcieniach szarości. Do odbioru obrazów można użyć tu również programu JVFAX. Program JVFAX wyposażony jest we wskaźnik dostrojenia wyświetlany na ekranie, wiele z pozostałych, omówionych tu programów nie ma niestety tej możliwości. Układ konwertera można wówczas uzupełnić wskaźnikiem dostrojenia złożonym z dowolnego dekodera dwójkowego (16 wyjść z czterech bitów) np. obwodu scalonego 74154, jego dowolnego odpowiednika z serii TTL lub CMOS albo odpowiednio połączonych dwóch dekoderów 8-z-3. Wejścia dekodera sterowane są sygnałami cyfrowymi pochodzącymi z przetwornika analogowo-cyfrowego, natomiast na wyjściach włączone są diody świecące z odpowiednimi opornikami szeregowymi. Otrzymany w ten sposób (16-diodowy) wskaźnik jest w praktyce wystarczający.



Rys.2.Konwerter do odbioru satelitów meteorologicznych



Rys.3.Generator podstawy czasu i dyskryminator FM

7.5.1. SPIS CZĘŚCI

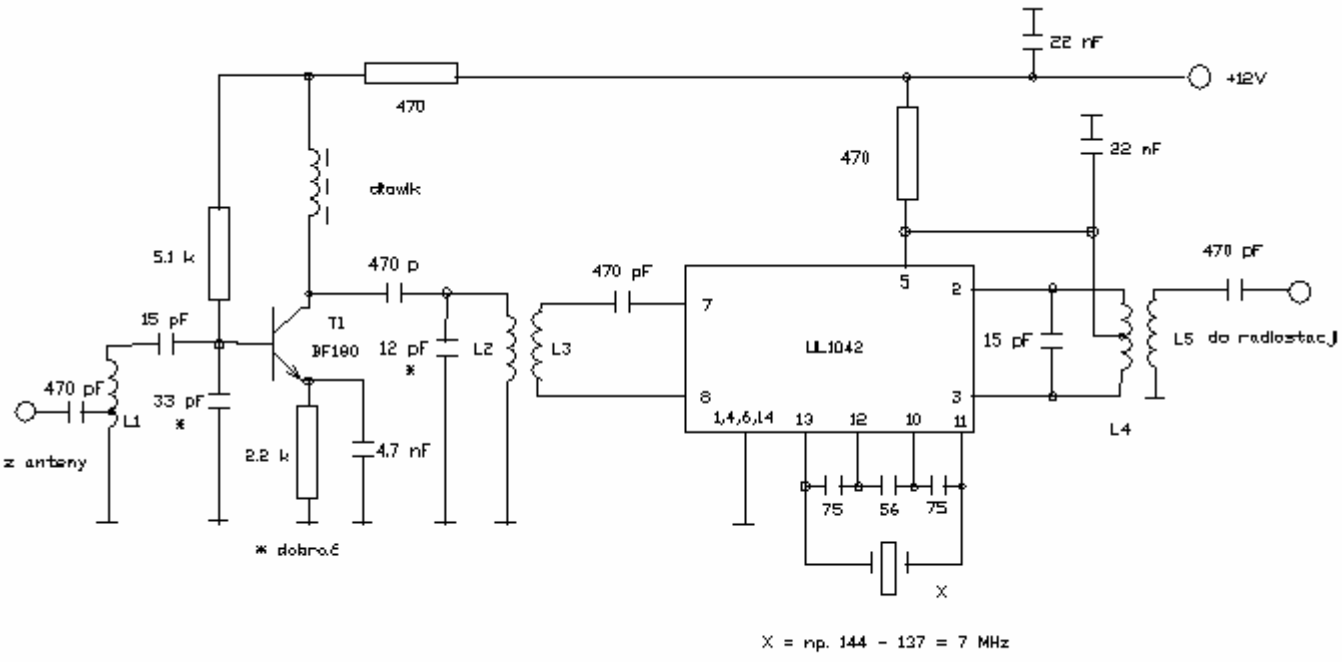
Konwerter:
oporniki: 220, 3,3 k, 6,8 k, 6 x 10 k, 2 x 27 k,
potencjometry: 4,7 k, 2 x 10 k,
kondensatory: 100 pF, 1 nF, 3 x 4,7 nF, 10 nF, 4 x 100 nF,
diody: 2 x AA112 lub inne germanowe,
obwody scalone: 3 x LM741, LM555, ADC0804, MAX232 (lub MC1488).

Generator podstawy czasu:
oporniki: 10 k, 2,2 M,
kondensatory: 2 x 47 pF,
obwody scalone: 4060, 74LS90, 74LS00,
kwarc: 2,4576 MHz.

Dyskryminator częstotliwości:
oporniki: 2 x 1 k, 4 x 10 k, 39 k, 390 k,
potencjometry: 4,7 k, 10 k, 470 k,
kondensatory: 120 pF, 2 x 10 nF, 22 nF, 47 nF, 3 x 100 nF, 2 x 100 uF,
obwody scalone: LM565, LF355,
dioda krzemowa dowolnego typu.

7.5.2. PRZEMIENNIK 137/144 MHZ

Sygnały satelitów meteorologicznych mogą być odbierane w pasmach 137 MHz i 1694 MHz. W paśmie 137 MHz transmitowane są obrazy widziane bezpośrednio przez "kamery" satelity, natomiast w paśmie 1794 MHz retransmitowane są obrazy wzbogacone komputerowo na ziemi o dodatkowe dane (np. kontury kontynentów). Do odbioru sygnałów w paśmie 137 MHz można użyć posiadanej radiostacji FM na pasmo 144 MHz po dodaniu przemiennika częstotliwości 137/144 MHz. Przykład rozwiązania takiego przemiennika przedstawiono na rysunku 7.4.



Rys.4.Przemiennik 137 MHz/144 MHz

W wielu dostępnych na rynku radiostacjach na pasmo 144 MHz można łatwo rozszerzyć pasmo odbierane, tak że przemiennik powyższy nie zawsze jest konieczny. Czasami trzeba jednak zastosować przedwzmacniacz. Może to być jednotranzystorowy przedwzmacniacz własnej konstrukcji lub lekko przestrojony przedwzmacniacz fabryczny na pasmo 2 m.

7.5.3. SPIS CZĘŚCI

Oporniki: 2 x 470, 2,2 k, 5,1 k,
kondensatory: 12 pF, 2 x 15 pF, 33 pF, 56 pF, 2 x 75 pF, 4 x 470 pF, 4,7 nF, 22 nF,
tranzystor: BF180 lub podobny tranzystor w.cz.,
obwód scalony: UL1042 (S042),
kwarc: 7 - 8 MHz,
cewki (drut 1 mm srebrzony, średnica nawinięcia 8 mm): L1 – 3 zwoje, odczep po 1 zwoju, L2 – 3 zwoje, L3 – 1 zwój, L4 – 3 zwoje i L5 – 1 zwój.

7.6. ODBIÓR STACJI FAKSYMILE

Tabela zawiera skrócony wykaz stacji faksymile wraz z parametrami transmisji. Dla uproszczenia w rubryce "uwagi" podano tylko jeden z rodzajów nadawanych informacji. Stacje meteorologiczne pracują według ustalonego planu, dlatego zachęcam do systematycznych i dokładnych nasłuchów interesujących stacji. Niektóre ze stacji meteorologicznych nadają m. in. mapy pogody odebrane z satelitów meteorologicznych. W ostatnich latach w wielu krajach zachodnich obserwuje się tendencję do rezygnacji z transmisji map pogody na falach krótkich a zamiast tego do rozpowszechniania ich w sieciach komputerowych (tylko dla płacących za usługę abonentów) i częściowo w Internecie. Niektóre z podanych poniżej częstotliwości mogą być więc obecnie rzadko używane lub wogóle nie używane (np. kanały stacji DWD lub Bracknell).

Odbiór faksymile FSK za pomocą odbiornika SSB wymaga dostrojenia go do częstotliwości o 1,9 kHz niższej niż podana w wykazie. Po odebraniu sygnału konieczna jest jeszcze przeważnie korekta dostrojenia. Dla użytkowników programu JVFAX dużą pomocą jest wyświetlany na ekranie wskaźnik gęstości widma. Odbiór sygnałów stacji amatorskich stosujących emisję FM-AFSK nie wymaga żadnych korekt dostrojenia.

Dostrajając odbiornik SSB do stacji transmitującej mapy pogody, dobrze jest pamiętać, że tło mapy jest białe i wskaźnik dostrojenia przez przeważającą część czasu znajduje się w pobliżu bieli. Natomiast w przerwach pomiędzy obrazami niektóre stacje nadają sygnał bieli, a inne czerni.

Satelity meteorologiczne nadają sygnał FM zmodulowany podnośną 2400 Hz, której amplituda odpowiada sygnałowi wizyjnemu. Przy dostrajaniu odbiornika do sygnału satelity należy uwzględnić efekt Dopplera.

Większość odbiorników komunikacyjnych i radiofonicznych nie daje możliwości odbioru zakresów poniżej 150 kHz. Odbiorniki te muszą być wyposażone w dodatkowy konwerter częstotliwości. Układy konwerterów nie są zbyt skomplikowane, w najprostszym przypadku wystarczy układ mieszacza-oscylatora na popularnym obwodzie scalonym S042 lub podobnym.

Tablica 7.1. Wykaz częstotliwości niektórych stacji faksymile

Częst.[kHz]	Stacja	LPM	IOC	Dew.	Uwagi
111,8	OLT21 (Praga)	90,120	576	150	mapy pogody
117,4	DCF37 (DWD)	120	576	150	mapy lotnicze
131,8	FYA31 (Paryż)	90,120	576	150	mapy pogody
134,2	DCF54 (DWD)	120	576	150	mapy satelitarne
139,0	DCF39 (Frankfurt)	120	352	150	agencja prasowa
147,3	DWD	120	576	150	mapy pogody
1887,7	Mariehamn (Fin.)	120	576	400	mapy pogody
2374,0	Northwood (W.Bryt)	120	576	400	mapy pogody
2618,5	GFE25 (Bracknell)	120	576	400	mapy pogody
2804,7	Helsinki (OHG)	120	576	400	mapy lodów
2811,7	Helsinki (OHG)	120	576	400	mapy lodów
2813,6	GYA1 (RN Londyn)	120	576	400	mapy satelitarne
2815,0	Moskwa meteo	90	576	400	mapy satelitarne
3289,5	GFA21 (Bracknell)	120	576	400	mapy pogody
3357,0	USN Norfolk	120	576	400	mapy satelitarne
3360,0	Kijów meteo (RPN71)	90	576	400	mapy pogody

3377,0	Ankara YMA20)	90	576	400	mapy pogody
3436,6	GZZ6 (RN Londyn)	120	576	400	mapy satelitarne
3610,0	Rostow meteo	60	576	400	mapy satelitarne
3650,0	Madryt (ECA7)	120	576	400	mapy pogody
3652,0	Northwood (W.Bryt)	120	576	400	mapy pogody
3735,0	łączność amatorska	120	288	400	+/-5 kHz
3745,0	Tbilisi (RIS70)	60,90	576	400	mapy pogody
3855,0	DDH3 (DWD)	120	576	400	mapy morskie
3875,0	Moskwa meteo	90	576	400	mapy pogody
4047,5	FTE4 (Paryż)	90	576	400	mapy pogody
4047,8	GFZ72 (RN Londyn)	120	576	400	mapy pogody
4055,0	Murmańsk	90	576	400	mapy pogody
4247,6	GZZ2 (RN Londyn)	120	576	400	mapy satelitarne
4307,0	Northwood (W.Bryt)	120	576	400	mapy pogody
4475,0	Nowosybirsk meteo	120	576	400	mapy satelitarne
4525,0	Kijów meteo (RPN75)	90	576	400	mapy pogody
4583,0	DWD	120	576	400	mapy pogody
4610,0	GFA22 (Bracknell)	120	576	400	mapy pogody
4704,0	USN Rota	120	576	400	mapy pogody
4777,5	Rzym (IMB51)	120	576	400	mapy pogody
4782,0	GFE21 (Bracknell)	120	576	400	mapy pogody
4850,0	Murmańsk (RKS21)	90	576	400	mapy pogody
5093,0	Sofia (LZJ2)	120	576	400	mapy pogody
5210,0	Nowosybirsk meteo	120	576	400	mapy satelitarne
5335,0	Nowosybirsk meteo	120	576	400	mapy satelitarne
5355,0	Moskwa meteo	90,120	576	400	mapy satelitarne
5765,0	Nowosybirsk meteo	120	576	400	mapy satelitarne
5785,0	USN Rota	120	576	400	mapy pogody
5800,0	YZZ (Belgrad)	120	576	400	mapy pogody
5850,0	Kopenhaga (OXT)	120	576	400	mapy pogody
6436,6	GYJ3 (RN Londyn)	120	576	400	mapy satelitarne
6446,0	Northwood (W.Bryt)	120	576	400	mapy pogody
6790,0	Ankara (YMA20)	90	576	400	mapy pogody
6880,0	RAN77 (Moskwa)	90,120	576	400	mapy pogody
6918,5	Madryt (ECA7)	120	576	400	mapy pogody
6950,0	Kijów meteo (RJK78)	90	576	400	mapy pogody
6965,0	Murmańsk	90	576	400	mapy pogody
7040,0	łączność amatorska	120	288	400	+/-5 kHz
7480,0	Petersburg (RWV74)	90	576	400	mapy pogody
7495,0	Tbilisi (RDK23)	60,90	576	400	mapy pogody
7630,0	Rostow meteo	60	576	400	mapy satelitarne
7646,0	DWD	120	576	400	mapy pogody
7750,0	Moskwa meteo	90	576	400	mapy satelitarne
7880,0	DDK3 (DWD)	120	576	400	mapy morskie
7967,5	Rostow meteo	60	576	400	mapy satelitarne
8018,0	Helsinki (OFB28)	120	576	400	mapy lodów
8040,0	GFA23 (Bracknell)	120	576	400	mapy pogody
8080,0	USN Norfolk	120	576	400	mapy satelitarne
8146,6	Rzym (IMB55)	120	576	400	mapy pogody
8185,0	FZE82 (Paryż)	120	576	400	mapy pogody
8331,5	Northwood (W.Bryt)	120	576	400	mapy pogody
8334,0	GYA (RN Londyn)	120	576	400	mapy satelitarne
8454,5	Ateny (SVG4)	120	576	400	mapy pogody
8494,6	GZZ40 (RN Londyn)	120	576	400	mapy satelitarne
8530,0	Ateny (SVJ)	120	576	400	mapy pogody
9050,0	USN Rota	120	576	400	mapy pogody
9060,0	Nowosybirsk meteo	120	576	400	mapy satelitarne
9100,0	Rostow meteo	60	576	400	mapy satelitarne
9203,0	GFE22 (Bracknell)	120	576	400	mapy pogody
9220,0	Nowosybirsk meteo	120	576	400	mapy satelitarne
9318,5	USN Keflavik	120	576	400	mapy pogody
9360,0	Kopenhaga (OXT)	120	576	400	mapy pogody

9382,5	USN Rota	120	576	400	mapy pogody
9875,0	USN Rota	120	576	400	mapy pogody
9970,0	Tokio meteo	120	576	400	mapy satelitarne
9980,2	Oslo (LCJ)	240	352	300	agencja prasowa
10130,0	Murmańsk (RBW48)	90	576	400	mapy pogody
10250,0	Madryt (ECA7)	120	576	400	mapy pogody
10520,0	Murmańsk (RKS78)	90	576	400	mapy pogody
10536,0	CFH (Halifax)	120	576	400	mapy pogody
10712,0	Moskwa meteo	60	288	400	mapy satelitarne
10865,0	USN Norfolk	120	576	400	mapy satelitarne
10928,5	GLO30 (Ongar)	60	352	300	agencja prasowa
10980,0	Moskwa meteo	90	576	400	mapy satelitarne
11039,0	DWD	120	576	400	mapy pogody
11086,5	GFA24 (Bracknell)	120	576	400	mapy pogody
11638,0	DWD	120	576	400	mapy pogody
12201,0	AFA (Waszyngton)	120	576	400	mapy pogody
12305,0	FTM30 (Paryż)	120	576	400	mapy pogody
12320,0	Nowosybirsk meteo	120	576	400	mapy satelitarne
12741,6	GZZ44 (RN Londyn)	120	576	400	mapy satelitarne
12844,5	Northwood (W.Bryt)	120	576	400	mapy pogody
13510,0	CFH (Halifax)	120	576	400	mapy pogody
13597,4	Rzym (IMB56)	120	576	400	mapy pogody
13657,0	DDH8 (Quickborn)	120	576	400	mapy pogody
13855,0	Kopenhaga (OXT)	120	576	400	mapy pogody
13882,5	DDK6 (DWD)	120	576	400	mapy pogody
14230,0	łączność amatorska	120	288	400	+/-5 kHz
14436,0	GFE23 (Bracknell)	120	576	400	mapy pogody
14582,5	GFA25 (Bracknell)	120	576	400	mapy pogody
15950,0	Moskwa meteo	90	576	400	mapy satelitarne
15959,0	USN Norlfolk	120	576	400	mapy pogody
16115,0	GYA (RN Londyn)	120	576	400	mapy satelitarne
16135,0	Honolulu meteo	120	576	400	mapy satelitarne
16410,0	USN Norfolk	120	576	400	mapy satelitarne
16912,0	Northwood (W.Bryt)	120	576	400	mapy pogody
16938,6	GZZ61 (RN Londyn)	120	576	400	mapy satelitarne
17040,0	USN Rota	120	576	400	mapy pogody
17510,0	Kopenhaga (OXT)	120	576	400	mapy pogody
17585,0	USN Rota	120	576	400	mapy pogody
18110,0	łączność amatorska	120	288	400	+/-5 kHz
18220,0	Tokio meteo	120	576	400	mapy satelitarne
18261,0	GFE24 (Bracknell)	120	576	400	mapy pogody
18434,9	USN Norfolk	120	576	400	mapy satelitarne
18441,2	JMJ5 Tokio meteo	120	576	400	mapy pogody
18710,0	Moskwa meteo	90	576	400	mapy pogody
19860,0	USN Guam	120	576	400	mapy pogody
20015,0	USN Norfolk	120	576	400	mapy satelitarne
20302,0	USN Diego Garcia	120	576	400	mapy pogody
20525,0	USN Pearl Harbour	120	576	400	mapy pogody
21340,0	łączność amatorska	120	288	400	+/-5 kHz
21837,0	USN Pearl Harbour	120	576	400	mapy pogody
23010,0	USN Guam	120	576	400	mapy pogody
23331,5	Honolulu meteo	120	576	400	mapy satelitarne
23522,9	Tokio meteo	120	576	400	mapy satelitarne
28680,0	łączność amatorska	120	288	400	+/-5 kHz
137xxx	satelity meteo.	240	264	AM-FM	synchr.linii
137300	Meteor 3-3,				podane wartości
	Meteor 3-4,				odnoszą się do
	Meteor 3-5,				wszystkich
137400	Meteor 3-2				satelitów
137500	NOAA-10, NOAA-12				
137620	NOAA-9, NOAA-11				
137770	NOAA-9, NOAA-10				

	NOAA-11, NOAA-12				
137800	FY1B				
137850	Meteor 2-19, Meteor 2-20				
144700	łączność amatorska	120/	288/	AFSK	podane wartości
432700	łączność amatorska	240	576	AFSK	graniczne LPM
1296700	łączność amatorska	"	"	AFSK	i IOC
1691000	satelita FY1B, satelita GMS 4, Meteosat 4, Meteosat 5	240	264	AM-FM	synchr.linii
1694500	Meteosat 4, Meteosat 5				
1698000	satelita FY1B, NOAA-10, NOAA-12				
1707000	satelita FY1B, NOAA-9, NOAA-11				

7.7. TELEWIZJA WĄSKOPASMOWA SSTV

System telewizji wąskopasmowej SSTV oparty jest na systemie faksymile, jednak w odróżnieniu od niego został opracowany przez krótkofalowców dla potrzeb amatorskich, a nie przejęty z zastosowań komercyjnych. Pierwszy projekt systemu został opublikowany w r. 1958 przez amerykańskiego krótkofalowca W0ORX. System rozpowszechnił się w USA w latach 60-tych, natomiast w Europie w latach 70-tych.

Szybkość analizy obrazu jest tu również niewielka, w postawowym standardzie obraz składający się ze 120 linii transmitowany jest w czasie 7,2 lub 8 sekund, co daje szybkość analizy wynoszącą od 15 do 16,6 linii/s czyli ok. 960 linii/min. W przeciwieństwie do emisji faksymile mogą tu być transmitowane obrazy wolnozmienne, jest to jednak okupione znacznie mniejszą rozdzielczością punktową obrazu. W podstawowym systemie kwadratowy obraz podzielony jest na 120 linii, w każdej linii znajduje się 120 punktów, co daje wypadkową rozdzielczość 14400 punktów. Nadawane są obrazy czarno-białe o pełnej gamie odcieni szarości. W początkowym okresie rozwoju techniki SSTV stosowane były kamery telewizyjne odpowiednio dostosowane do zmniejszonej szybkości analizy, a w odbiornikach lampy kineskopowe o odpowiednio długiej poświacie. Były to przeważnie specjalne typy lamp oscyloskopowych lub lampy stosowane w urządzeniach radarowych. Jakość uzyskiwanego za ich pomocą obrazu nie była zbyt wysoka. Wcześniej odebrane partie obrazu były, mimo długiej poświaty, wyraźnie ciemniejsze niż linie właśnie odbierane, a kolor luminoforu (niebieskawy lub żółtawy) różnił się od koloru stosowanego w telewizyjnych lampach kineskopowych. Znacznym postępem było wprowadzenie układów cyfrowych wyposażonych w pamięć obrazową pozwalającą na wyświetlanie obrazu na ekranie telewizora. Pozwoliło to na otrzymanie obrazu o równomiernej jasności i o naturalniejszych odcieniach bieli i szarości. Liczba odcieni szarości ograniczona była rodzajem użytej pamięci, najczęściej wynosiła ona 16 lub 256 stopni, co zapewniało już wystarczającą jakość obrazu. Jednymi z pierwszych urządzeń tego typu były konwertery "Robot" i opracowane przez Volkera Wraase DL2RZ konwertery SC-1 i SC-2.

Dalszą niedogodnością związaną z małą szybkością analizy była konieczność zapewnienia nieruchomego obrazu przez czas do ośmiu sekund. Wymagało to odpowiednio nieruchomego siedzenia przed kamerą, bardzo powolnych ruchów obiektów i spokojnego prowadzenia kamery. W miarę rozwoju techniki cyfrowej w użycie weszły układy szybkich przetworników analogowo-cyfrowych pozwalających na zapis w pamięci obrazu analizowanego z normalną szybkością stosowaną w telewizji. Wpisana do pamięci klatka była następnie powoli nadawana, po czym następował zapis następnej klatki. Ruch obiektów na ekranie pozostaje jednak w dalszym ciągu skokowy.

Oprócz kamer stosowane były też często urządzenia analizujące pracujące na zasadzie telekina. Obrazy przezroczyste (np. slajdy) były analizowane za pomocą lampy kineskopowej lub oscyloskopowej, w której strumień elektronów odchylany był z szybkością odpowiadającą normie SSTV. Strumień światła pochodzący z kineskopu po przejściu przez obraz był skupiany następnie na elemencie światłoczułym, najczęściej na fotodiodzie. Na wyjściu fotodiody otrzymywany był w ten sposób wolnozmienny sygnał wizyjny. W urządzeniu takim mogła być użyta ręczna przeglądarka do slajdów. W wielu przypadkach nadawane były obrazy nagrane wcześniej na taśmę magnetofonową. Obecnie także

i w tej dziedzinie w użycie weszła technika komputerowa. Obrazy odebrane i zapisane w pamięci komputera wyświetlane są na ekranie monitora z jakością zależną od rodzaju użytego kontrolera graficznego. Najbardziej rozpowszechnione kontrolery VGA i SVGA pozwalają na wyświetlanie obrazów o szesnastu lub 256 odcieniach szarości, a także na ich podkolorowywanie. Możliwe jest też wczytywanie do komputera obrazów pochodzących ze zwykłych kamer telewizyjnych, jednak płytki przechwytujące tego typu (ang. *frame grabber*) są dosyć drogie.

W warunkach amatorskich źródłem obrazu może być, podobnie jak w przypadku emisji faksymile, ręczny czytnik obrazów lub czytnik A4. Ostatnio rozpowszechniają się także specjalne kamery komputerowe. Możliwe jest także nadawanie rysunków sporządzonych za pomocą dowolnych programów graficznych j.np. "iPhoto Plus", "Paintshop Pro", "Photo Finish", "Photo Styler" itd. Niektóre z nich (np. Corel Draw) pozwalają na zestawianie dłuższych sekwencji obrazów, a więc - sporządzanie prostych filmów.

7.8. NORMY SSTV

W europejskiej podstawowej normie SSTV obraz podzielony jest na 120 linii o czasie trwania 60 ms (częstotliwość odchylania linii równa jest 16,66 Hz, czyli 1/3 częstotliwości sieci). Czas aktywny linii (czas transmisji informacji wizyjnej) wynosi 55 ms, po czym na końcu linii nadawany jest sygnał synchronizacji długości 5 ms. Jest on zwykłym impulsem prostokątnym o poziomie napięcia odpowiadającym podczerni (czerniejczy od czerni obrazowej). W przeciwieństwie do telewizji programowej nie występuje tu schodek o poziomie czerni z nałożonym na niego właściwym impulsem synchronizacji. Występowanie impulsów synchronizacji linii stanowi zasadniczą różnicę między systemami SSTV i faksymile.

Impuls synchronizacji ramki ma długość 30 ms, a więc – połowy linii i jest nadawany w ostatniej linii obrazu. Podobnie jak impuls synchronizacji linii jest on zwykłym impulsem prostokątnym bez żadnych dodatków. Czas trwania obrazu równy jest 7,2 sekundy. Obraz analizowany jest z góry na dół i z lewej strony na prawą, analogicznie jak w systemach telewizji szerokopasmowej i w większości transmisji faksymile. Analiza dokonywana jest kolejno dla wszystkich linii, nie występuje tu więc znane z telewizji wybieranie międzyliniowe. Format obrazu jest kwadratowy (stosunek długości boków wynosi 1 : 1), w nowszych normach stosowany jest stosunek długości boków 4 : 3.

Norma amerykańska różni się nieco od normy europejskiej, jest to związane z inną niż w Europie częstotliwością sieci. Czas trwania obrazu równy jest osiem sekund, co daje częstotliwość odchylania linii równą 15 Hz, a czas trwania linii 66 ms. Częstotliwość odchylania linii równa jest 1/4 częstotliwości sieci. Długości impulsów synchronizujących pozostają bez zmian, aktywny czas linii wynosi więc w normie amerykańskiej 61 ms.

Przy podziale linii na 120 punktów zmiana sygnału wizyjnego następuje co 55 ms/120, czyli co 456 l's, daje to maksymalną częstotliwość wizyjną wynoszącą 1088 Hz (w przypadku obrazu złożonego naprzemian z punktów czarnych i białych czas trwania dwóch kolejnych punktów równy jest okresowi otrzymywanej fali prostokątnej). Dla 128 punktów w linii maksymalna częstotliwość wizyjna wynosiłaby 1163 Hz. W przybliżeniu można więc przyjąć wartość 1100 Hz. W normie amerykańskiej częstotliwości te wynosiłyby odpowiednio dla 120 i 128 punktów – 982 Hz lub 1049 Hz, a więc w przybliżeniu 1000 Hz. Dla opisanej poniżej normy Martin 1 maksymalna częstotliwość sygnału wizyjnego wy-

nosi 862 Hz.

Przedstawione powyżej normy podstawowe zostały prawie całkowicie wyparte przez normy pochodne. Obrazy składają się ze 120, 128, 240 lub 256 linii po 128, 256 albo 320 punktów. Dla utrzymania stałej szerokości pasma czas trwania obrazu może wynosić w tych przypadkach 16, 24 lub 32 sek. W transmisjach kolorowych stosowany jest czas trwania obrazu wynoszący 24 – 114 sekund. Początkowo stosowana była podnośna o częstotliwości 500 Hz zmodulowana sygnałem kolorowym, podobnie jak w normach telewizyjnych, obecnie stosowany jest system kolejnej transmisji linii w trzech podstawowych kolorach analogicznie do transmisji kolorowych obrazów faksymile. Po pierwszych próbach transmisji całkowitych obrazów w kolorach podstawowych (czerwonym, zielonym i niebieskim) przyjął się ostatecznie system kolejnej transmisji linii w tych kolorach. Przed linią w kolorze czerwonym nadawany jest specjalny impuls synchronizacji. W normach Martin i Scottie impuls synchronizacji nadawany jest przed linią czerwoną.

Najważniejsze ze stosowanych w Europie norm SSTV przedstawione są w tablicy 7.2.

Tablica 7.2.

Norma	typ	czas trw. obrazu (sek)	format linii/punktów	uwagi
Robot 8	cz.b.	8	120/160	format 4:3
12	cz.b.	12	120/320	4:3
24	cz.b.	24	240/320	4:3
36	cz.b.	36	240/320	4:3
12	YUV	12	120/160	system z
24	YUV	24	120/320	podnośną
36	YUV	36	240/320	koloru
72	YUV	72	240/320	
SC-1 8s	cz.b.	8	128/128	format 1:1
SC-1 16s	cz.b.	16	128/256	1:1
SC-1 16sq	cz.b.	16	256/128	1:1
SC-1 32s	cz.b.	32	256/256	1:1
Wraase 24	RGB	24	128/128	kolory nad.
48	RGB	48	256/128	kolejno,
96	RGB	96	256/256	format 1:1
SC-2 30s	RGB	30	128/256	format 4:3
SC-2 60s	RGB	60	256/256	4:3
SC-2 120s	RGB	120	256/512	4:3
SC-2 180s	RGB	180	2567512	4:3
Martin M1	GBR	114	256/320	format 4:3
M2	GBR	58	256/160	4:3
M3	GBR	58	128/320	4:3
M4	GBR	29	128/160	4:3
Scottie S1	GBR	110	256/320	format 4:3
S2	GBR	71	128/320	4:3
S3	GBR	110	256/320	4:3
S4	GBR	71	128/320	4:3
DX	GBR	110	256/320	4:3
Scanmate 1	RGB	391	512/320	
2	RGB	261	512/320	

Pasokon	P3	RGB	203	496/-
	P5	RGB	305	496/-
	P7	RGB	406	496/-

Oznaczenia w tabeli:
R – kolor czerwony,
G – kolor zielony,
B – kolor niebieski,
Y – sygnał czarno-biały (jasności),
U – sygnał różnicowy R-Y,
V – sygnał różnicowy B-Y.

W transmisjach czarno-białych najczęściej stosowana jest norma podstawowa (zwłaszcza w zawodach ze względu na krótki czas trwania obrazu) natomiast w transmisjach kolorowych – norma M1.

Sygnał wizyjny moduluje częstotliwościowo podnośną akustyczną, tak że poziomowi bieli odpowiada częstotliwość 2300 Hz, a poziomowi czerni – 1500 Hz, identycznie jak w systemie faksymile. Impulsom synchronizacji odpowiada częstotliwość 1200 Hz. Szerokość pasma sygnału zmodulowanego obliczana jest ze wzoru:
B = 2(Fdev + fmax)
gdzie:
Fdev jest dewiacją częstotliwości równą połowie odstępu między częstotliwościami odpowiadającymi sygnałowi synchronizacji i sygnałowi bieli i wynoszącą w tym przypadku 550 Hz, a fmax jest podaną poprzednio maksymalną częstotliwością sygnału wizyjnego (1100 Hz lub 1000 Hz). Ze wzoru na szerokość pasma wynika, że w normie europejskiej wynosi ona około 3,3 kHz, w normie amerykańskiej około 3,1 kHz, a w normie Martin 1 – ok. 2,52 kHz. Pozwala to na nadawanie sygnałów SSTV za pomocą zwykłego nadajnika fonicznego. Niektóre z norm mają jednak większe wymagania, np. pasmo zajmowane przez sygnał w normie M2 ma szerokoć 4,2 kHz. Podobnie jak w przypadku emisji faksymile, w zakresach UKF stosowana jest modulacja AFSK-FM (F3C), a w zakresach fal krótkich modulacja FSK (J3C) uzyskiwana przez doprowadzenie sygnału akustycznego do wejścia mikrofonowego nadajnika SSB. Analogicznie do transmisji obrazów faksymile należy tu zwrócić uwagę na nieprzekroczenie mocy nadajnika dopuszczalnej dla pracy ciągłej. Czas trwania pojedyńczego obrazu może wynosić wprawdzie tylko od ośmiu do kilkudziesięciu sekund, przeważnie nadawane są jednak całe sekwencje obrazów.

Wąskie pasmo częstotliwości zajmowane przez sygnał SSTV pozwala na jego rejestrację za pomocą zwykłego magnetofonu kasetowego. Ponieważ w odróżnieniu od sygnału faksymile sygnał SSTV zawiera impulsy synchronizacji linii obraz odtwarzany jest prawidłowo nawet przy występowaniu drobnych nierównomierności w szybkości przesuwu taśmy. Ten sposób rejestracji stracił jednak w ostatnim czasie na znaczeniu w związku z możliwością komputerowej rejestracji obrazów na twardym dysku lub dyskietce.

Stosunkowo mały odstęp między maksymalną częstotliwością wizji i zakresem częstotliwości zmodulowanej podnośnej stawia wysokie wymagania filtrom włączonym na wyjściu dyskryminatora częstotliwości. Dla ułatwienia filtracji stosuje się często podwajanie częstotliwości podnośnej przed demodulacją. Jako podwajacza częstotliwości można użyć dwupołówkowego prostownika analogicznego do zastosowanego w satelitarnym konwerterze przeznaczonym do odbioru emisji faksymile.

Amatorskie stacje SSTV pracują przeważnie w następujących podzakresach:

Zakres KF (kHz)	Zakres UKF (MHz)
3730 - 3740	50,200
7035 - 7045	144,500
14225 - 14235 *)	432,500 (FSK)
18105 - 18115	433,500 (AFSK)
21335 - 21345 *)	438,550 - 438,625 wyjścia przekaźników
24925 - 24935	1296,500
28675 - 28685 *)	2320,500

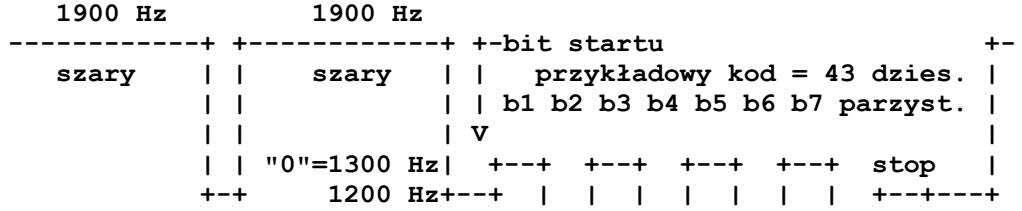
***) Częstotliwości środkowe podzakresów należy traktować jako wywoławcze, a po nawiązaniu połączenia przejść na dowolną częstotliwość w części fonicznej danego pasma.**

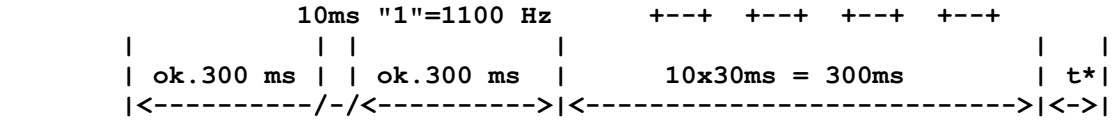
Jak wynika z tabeli zakresy częstotliwości w pasmach krótkofalowych są identyczne jak dla emisji faksymile, a różnice występują jedynie w pasmach UKF. Częstotliwość faksymile 144,700 MHz jest także używana przez operatorów stacji SSTV. Częstotliwości wywoławcze w wyższych pasmach UKF są rzadziej używane w związku z możliwością transmisji w nich normalnych obrazów telewizyjnych, dzięki czemu emisja SSTV staje się mniej atrakcyjna. W kanałach przeznaczonych dla przekaźników cyfrowych pracują także przekaźniki SSTV/faksymile (w paśmie 70 cm). Częstotliwości wejściowe przekaźników leżą 7,6 MHz poniżej wyjściowych identycznie jak dla przekaźników fonicznych. Łączności SSTV prowadzone są również przez satelity amatorskie w przewidzianych do tego celu pasmach KF i UKF, np. 29440 kHz dla satelitów RS-12/13.

Przyjęty w łącznościach SSTV system raportów RSV pokrywa się z podanym dla faksymile systemem RSP. Małe moce nadajników krótkofalowych, leżące w zakresie QRP a więc ok. 5 - 10 W okazują się często niewystarczające jednak moce rzędu 100 W pozwalają już na prowadzenie łączności o zasięgu światowym. Transmisja obrazów o dłuższym czasie trwania pozwala często na nawiązanie połączenia w warunkach uniemożliwiających skuteczną łączność foniczną SSB.

7.8.1. IDENTYFIKACJA NORMY (KOD VIS)

Różnorodność norm spowodowała opracowanie systemu ich automatycznej identyfikacji. Podobnie jak w systemie faksymile informacja o stosowanej normie nadawana jest w trakcie trwania impulsu synchronizacji pionowej. Jest to kod cyfrowy złożony z 8 bitów (oraz bitów startu i stopu – co daje razem 10 bitów) i modulujący częstotliwościowo podnośną tak, że wartości 0 odpowiada częstotliwość 1300 Hz a wartości 1 – 1100 Hz. Dewiacja wynosi więc +/- 100 Hz. Kod ten nosi nazwę kodu VIS (ang. Vertical Interval Signaling) i jest interpretowany przez większoć dostępnych obecnie programów i kontrolerów SSTV. Czas trwania impulsu synchronizacji pionowej został przedłużony do 300 ms, tak że czas trwania pojedyńczego bitu kodu może wynosić 30 ms. Przebieg sygnału dla przykładowego kodu przedstawiony jest poniżej:





***t jest impulsem synchronizacji pierwszej linii. Jego długość zależna jest od przyjętej normy.**

Znaczenie bitów:

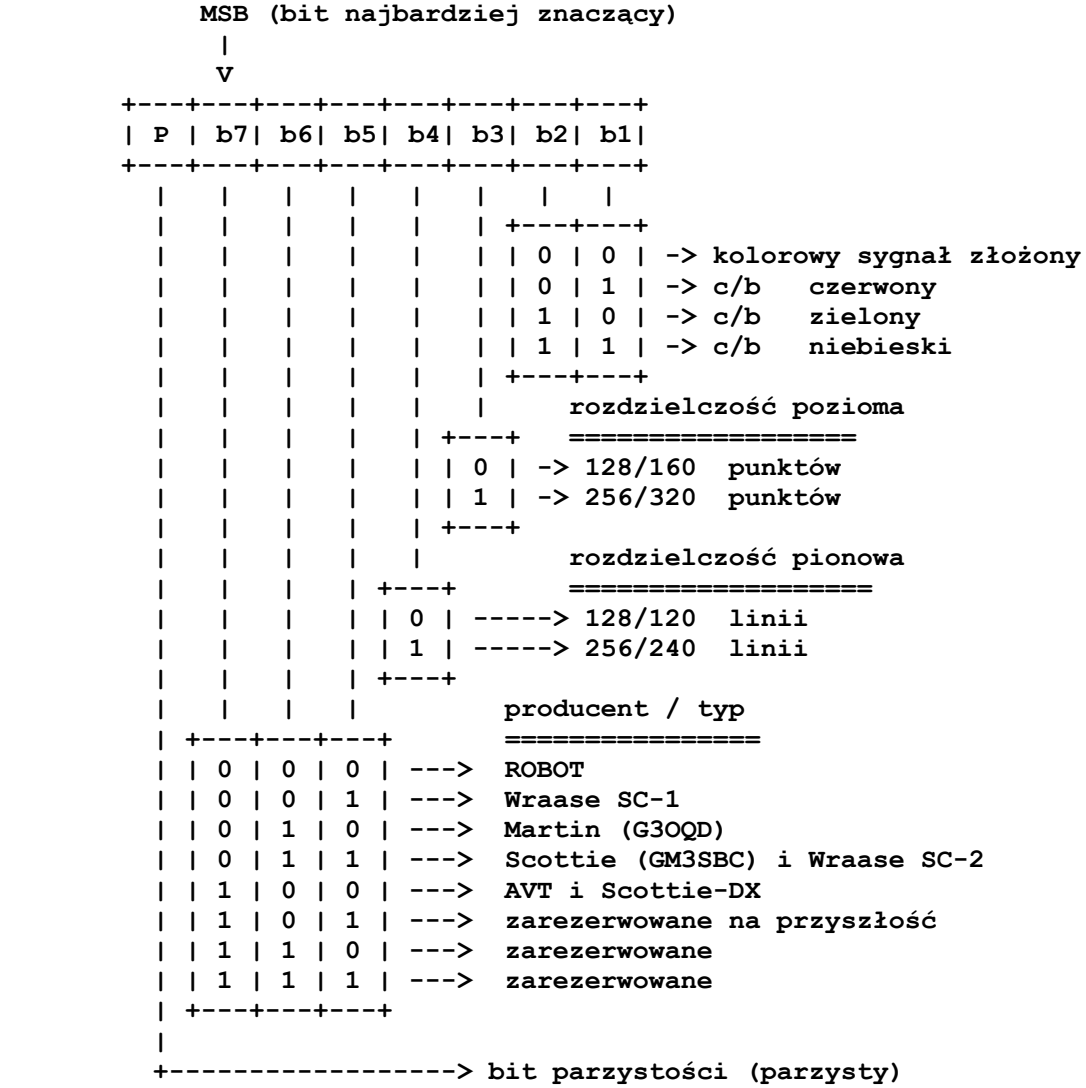


Tabela poniższa zawiera spis wszystkich znanych obecnie kodów VIS.

Oznaczenie	msb bity lsb	wartość dziesiętna
	7 6 5 4 3 2 1	
ROB 12s kol.	0 0 0 0 0 0 0	0
ROB 8s c/b	0 0 0 0 0 x x	1,2,3
ROB 24s kol.	0 0 0 0 1 0 0	4
ROB 12s c/b	0 0 0 0 1 x x	5,6,7
ROB 36s kol.	0 0 0 1 0 0 0	8
ROB 24s c/b	0 0 0 1 0 x x	9,10,11
ROB 72s kol.	0 0 0 1 1 0 0	12

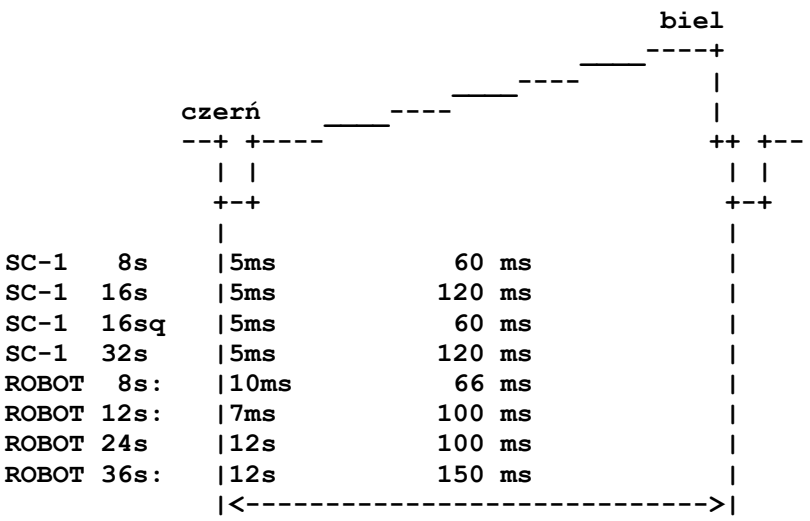
ROB 36s c/b	0 0 0 1 1 x x	13,14,15
24s kol SC-1	0 0 1 0 0 0 0	16
8s c/b SC-1	0 0 1 0 0 x x	17,18,19
48s kol SC-1	0 0 1 0 1 0 0	20
16s c/b SC-1	0 0 1 0 1 x x	21,22,23
48q kol SC-1	0 0 1 1 0 0 0	24
16q c/b SC-1	0 0 1 1 0 x x	25,26,27
96s kol SC-1	0 0 1 1 1 0 0	28
32s c/b SC-1	0 0 1 1 1 x x	29,30,31
Martin-M4	0 1 0 0 0 0 0	32
Martin-M3	0 1 0 0 1 0 0	36
Martin-M2	0 1 0 1 0 0 0	40
Martin-M1	0 1 0 1 1 0 0	44
Scottie-4	0 1 1 0 0 0 0	48
Scottie-3	0 1 1 0 1 0 0	52
Scottie-2	0 1 1 1 0 0 0	56
Scottie-1	0 1 1 1 1 0 0	60
Scottie-DX	1 0 0 1 1 0 0	76 #
SC2 kol 30s	0 1 1 0 0 1 1	51
SC2 kol 180s	0 1 1 0 1 1 1	55
SC2 kol 60s	0 1 1 1 0 1 1	59
SC2 kol 120s	0 1 1 1 1 1 1	63
AVT kol 24s	1 0 0 0 0 0 0	64
AVT kol 90s	1 0 0 0 1 0 0	68
AVT kol 98s	1 0 0 1 0 0 0	72
AVT kol 188s	1 0 0 1 1 0 0	76 #
AVT c/b 125s	1 0 1 0 0 0 0	80

Normom Scottie-Dx i AVT-188s odpowiada ten sam kod VIS.

7.8.2. PRZEBIEGI SYGNAŁÓW NIEKTÓRYCH NORM SSTV

Dla czytelników zainteresowanych szczegółami przedstawiono pomiżej przybliżone przebiegi czasowe sygnałów większości norm SSTV. Zapoznanie się z nimi ułatwia zrozumienie pracy systemu, nie jest ono jednak niezbędne dla przeciętnego operatora stacji SSTV.

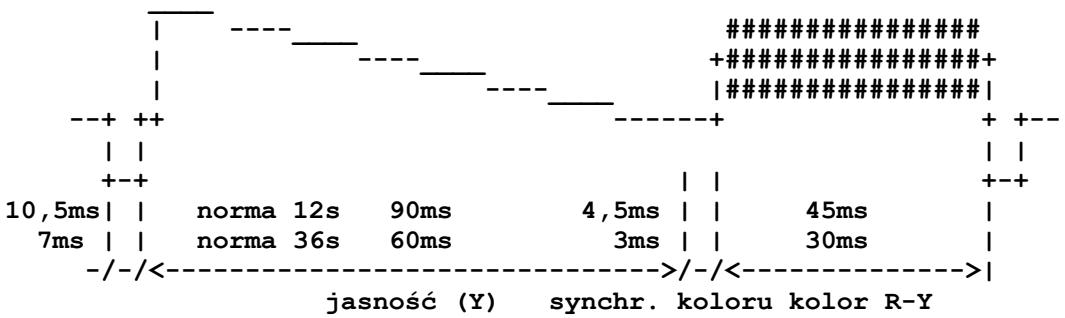
7.8.2.1. NORMY CZARNO-BIAŁE



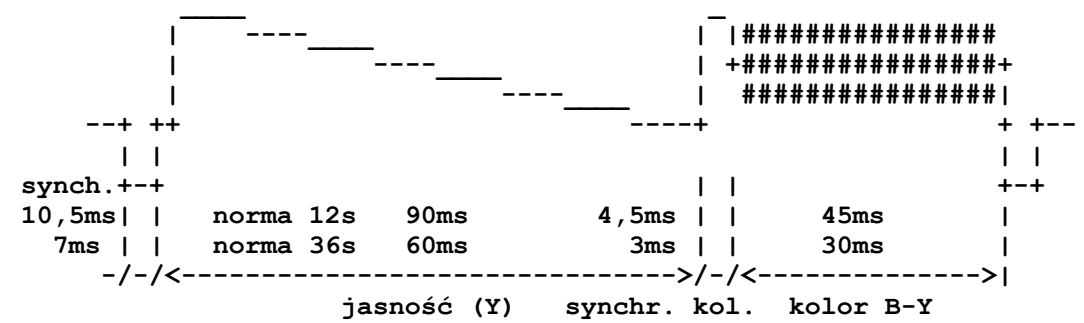
7.8.2.2. NORMY ROBOT (KOLOR)

Typ A – informacja kolorowa R-Y nadawana jest co drugą linię (w liniach nieparzystych). W liniach parzystych nadawana jest informacja B-Y.
Typ B – informacja kolorowa jest identyczna we wszystkich liniach.

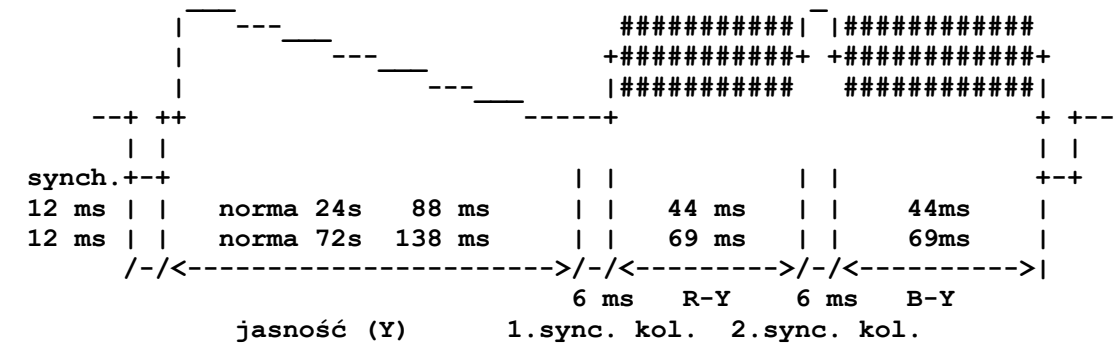
Linie nieparzyste (typ A – kolor R-Y):



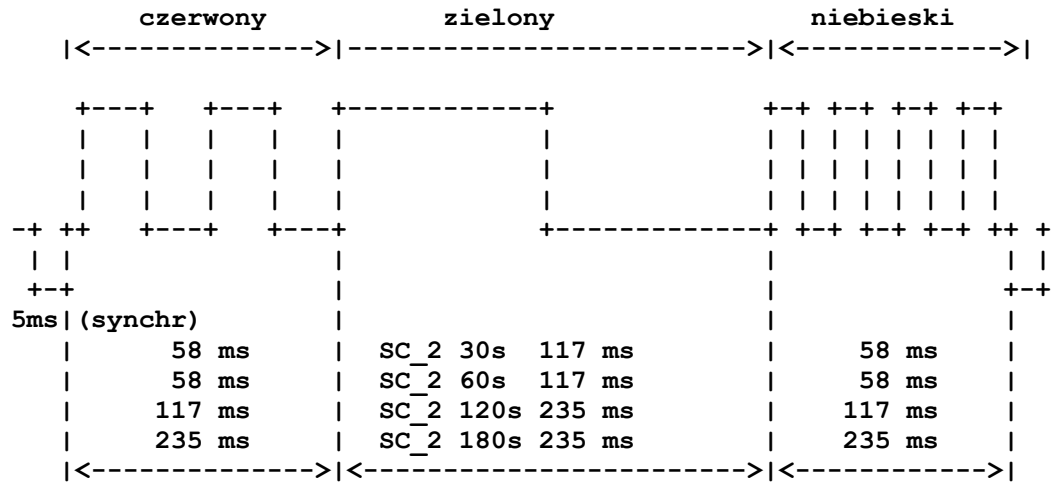
Linie parzyste (typ A – kolor B-Y):



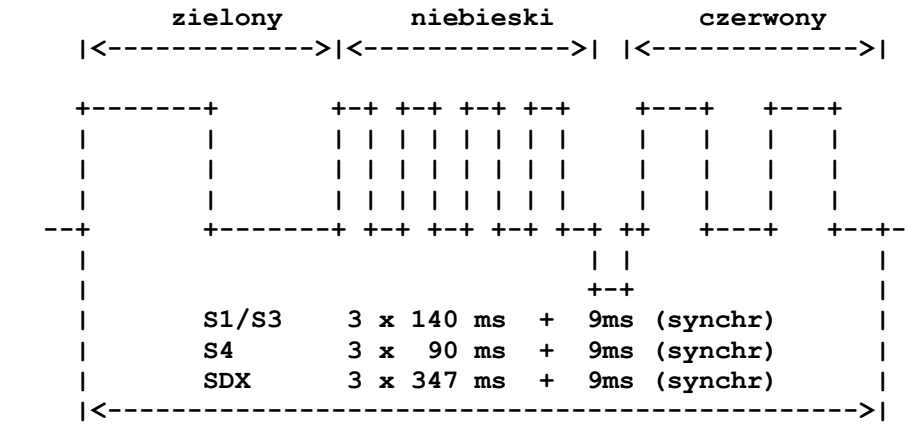
Typ B – każda z linii zawiera sygnały różnicowe R-Y i B-Y:



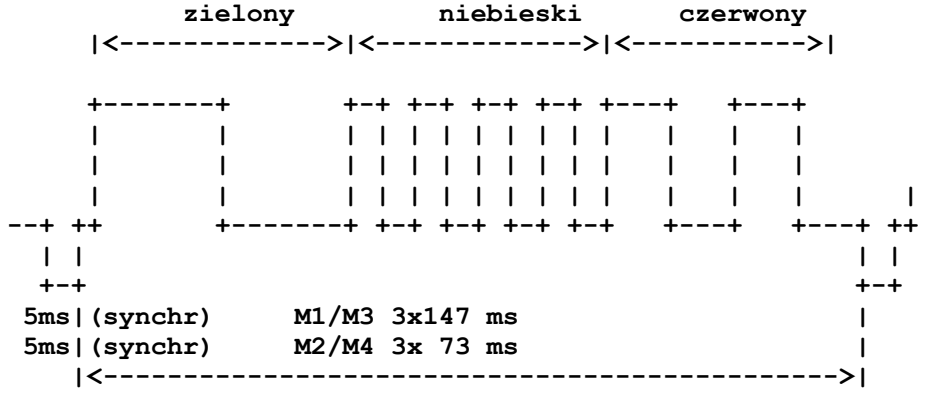
7.8.2.3. NORMY WRAASE SC-2



7.8.2.4. NORMY SCOTTIE



7.8.2.5. NORMY MARTIN



7.9. WYPOSAŻENIE NADAWCZO-ODBIORCZE SSTV

Analogicznie jak dla emisji faksymile w skład wyposażenia stacji SSTV wchodzi oprócz urządzenia nadawczo-odbiorczego KF lub UKF modem (konwerter) SSTV i komputer z odpowiednim oprogramowaniem. Wybór sprzętu nadawczo-odbiorczego SSTV jest obecnie bardziej urozmaicony niż dla emisji faksymile. Spośród wielofunkcyjnych kontrolerów TNC jednak jedynie kontroler MFJ-1278(T) pozwala na nadawanie i odbiór obrazów SSTV w połączeniu z programami MULTICOM lub MFJCOM. Innym wielofunkcyjnym kontrolerem dostosowanym do pracy emisjami faksymile i SSTV jest PTC-II firmy SCS. Jest on wyposażony w procesor sygnałowy i w pierszym rzędzie przewidziany do pracy emisjami PACTOR-I, PACTOR-II, AMTOR, RTTY, CW i pakiet radio (po dodaniu odpowiedniego modemu). Niestety jest to urządzenie ponad dwukrotnie droższe od wielofunkcyjnego kontrolera TNC i ponad 4-krotnie droższe od zwykłego kontrolera TNC.

Stosunkowo najprostszym i najtańszym rozwiązaniem jest użycie jednego z opisanych powyżej konwerterów JVFAX/Hamcom w połączeniu z programami JVFAX, GSH-PC, MSCAN lub EZSSTV. Wcześniejsze wersje programu JVFAX (do wersji 5.1 włącznie) pozwalały jedynie na odbiór emisji SSTV, wersja 6.0 i następne pozwalają na jej nadawanie. Są to rozwiązania najbardziej rozpowszechnione również w krajach zachodnich.

Na rynkach zachodnich dostępne są bardziej skomplikowane konwertery faksymile podobnych do wspomnianego konwertera satelitarnego z wyjściem cztero- lub ośmiobitowym i ewentualnie także z dodatkowym wyjściem impulsów synchronizacji. Wyjście impulsów synchronizacji połączone jest z dwoma najniższymi bitami, co ogranicza efektywną liczbę odcieni szarości do 64. Oprócz konwerterów podłączanych do złącza szeregowego dostępne są także konwertery dla złącza drukarki j.np. "View Port" współpracujący z programami VPVGA, FAX480, JVFAX, HISCAN i MSCAN.

Rozpowszechnione są także konwertery wyposażone we własny układ mikroprocesorowy. Najczęściej zawierają one ośmiobitowe procesory z rodziny 8051 (80C31, 80C32 albo 80C552). Są to już właściwie inteligentne kontrolery o funkcjach analogicznych do kontrolera TNC i pozwalające na pracę nie tylko emisją SSTV ale i faksymile, zarówno FM jak i AM (odbiór map satelitarnych). Większość z konwerterów przewidziana jest do współpracy z programem JVFAX. Typowymi przedstawicielami tego typu konwerterów są "Easy Fax", "HariFax", BO-SSTV, SC-1, SC-2, SC-3 (jest to udoskonalona wersja konwertera BO-SSTV) i SC-4. W krajach zachodnich rozwiązania te znajdują się na trzecim miejscu pod względem rozpowszechnienia za komparatorem JVFAX i wykorzystaniem płytki fonicznej jako modemu.

Najnowsze generacje kontrolerów zawierają już procesory sygnałowe i pracują na zasadzie cyfrowej obróbki sygnałów (COS). Są one jednak narazie dosyć drogie i z tego powodu mało rozpowszechnione. Przykładem konwertera COS jest "EasyDSP" współpracujący z programami MSCAN, GSH-PC, JVFAX, EZSSTV i JVComm95. Innym korzystnym rozwiązaniem jest użycie jako modemu płytki fonicznej ("Soundblaster" lub podobne), która zawiera już przetworniki analogowo-cyfrowe i cyfrowo-analogowe oraz układy cyfrowej obróbki sygnałów. Jednym z programów wykorzystujących płytki foniczne jest Win95-SSTV, który jak sama nazwa wskazuje pracuje pod systemem opera-

cyjnym Windows 95, a innym WinPix pracujący również pod systemem Windows 3.1. Ponieważ płytki foniczne wykorzystywane są także jako modemy nadawczo-odbiorcze pakiet radio jest to rozwiązanie bardzo opłacalne i pod względem rozpowszechnienia znajduje się na drugim miejscu za komparatorem JVFAX. Jedyną wadą tego rozwiązania jest konieczność dodania układu przełącznika nadawanie-odbiór ponieważ płytki foniczne nie dysponują odpowiednim wyjściem. Jako przełączniki stosowane są najczęściej proste układy tranzystorowe (podobne do układów zawartych w konwerterze JVFAX) podłączone do złącza szeregowego komputera lub układy pracujące na zasadzie VOX-u i sterowane akustycznym sygnałem wyjściowym płytki fonicznej.

Program JVFAX pozwala także na korzystanie z kilku z opisanych norm o dłuższym czasie trwania obrazu, oprócz normy podstawowej. Podobnie jak w przypadku systemu faksymile, JVFAX pozwala na rejestrację obrazów SSTV w formacie GIF, zestawianie odebranych obrazów w filmy oraz nadawanie obrazów pochodzących z dowolnego źródła i zarejestrowanych w formacie GIF. W przypadku korzystania z popularnych programów graficznych konieczne może być dokonanie konwersji formatu obrazu. Typowymi formatami są formaty TIFF, CUT, PCX lub IMG. Jako konwertera formatu można użyć np. programu Graphic Workshop odczytujący i zapisujący ok. 20 najbardziej rozpowszechnionych formatów graficznych. Następcą JVFAX pracującym pod systemem operacyjnym Windows 95 będzie najprawdopodobniej JVComm95 autorstwa DK8JV, w obecnej wersji współpracuje on jednak jedynie z drogim i dostępnym tylko w Niemczech konwerterem "EasyDSP". Oprócz modemu-komparatora JVFAX może współpracować z konwerterami "EasyFax", "HariFax", MMI i "ViewPort" (konieczny jest tu dodatkowy program rezydentny). Program wyposażony jest we wskaźnik dostrojenia (gęstości widma) wyposażony w znaczniki ułatwiające dostrojenie nie tylko do sygnału faksymile ale i SSTV. JVFAX nadaje i interpretuje kody VIS.

W amatorskich skrzynkach elektronicznych pakiet radio spotykane są także rozwiązania podobne do programu JVFAX i również wymagające jedynie zastosowania prostego konwertera sygnału. Rozwiązania konwerterów różnią się między sobą, są jednak przeważnie podobnie proste jak konwerter JVFAX. Przykładem może być program FAXSSTV.

Innym rozpowszechnionym programem pracującym pod systemem operacyjnym DOS i współpracującym z modemem-komparatorem jest GSH-PC. Program stawia niewysokie jak na obecny stan techniki wymagania odnośnie wyposażenia komputera i pracuje prawidłowo na komputerach wyposażonych w procesory 80386 i kontroler graficzny SVGA. Program pozwala na wykorzystanie obrazów w wielu formatach graficznych jak GIF, JPG, CMP, PCX, TGA, BMP i TIF.

Program PASOKON-TV współpracuje z wewnętrzną płytką kontrolera dla komputerów klasy AT i pozwala na odbiór i nadawanie emisji SSTV i faksymile w różnych standardach. W obu przypadkach możliwa jest transmisja obrazów czarno-białych i kolorowych. Obrazy zapisywane są w formatach GIF, PCX i TGA. Konwerter wyposażony jest w układ mikroprocesorowy i procesor sygnałowy 68901. Może on także współpracować z układami digitalizacji obrazów. Jego uproszczone wersje PASOKON-LITE i EZSSTV współpracują z modemem-komparatorem JVFAX.

Program BO-SSTV dla komputerów AT przewidziany jest do współpracy z konwerterem mikroprocesorowym podłączonym do złącza szeregowego. Pozwala on na transmisję obrazów czarnobiałych i kolorowych we wszystkich typowych normach SSTV. Jego następcą dla systemu operacyjnego Windows 95 jest BOWIN95 współpracujący z konwerterami SC-3 i SC-4. Specjanie dla konwertera SC-3 opracowany został program "Charlie" pracujący pod systemami Windows 3.1 i Windows 95.

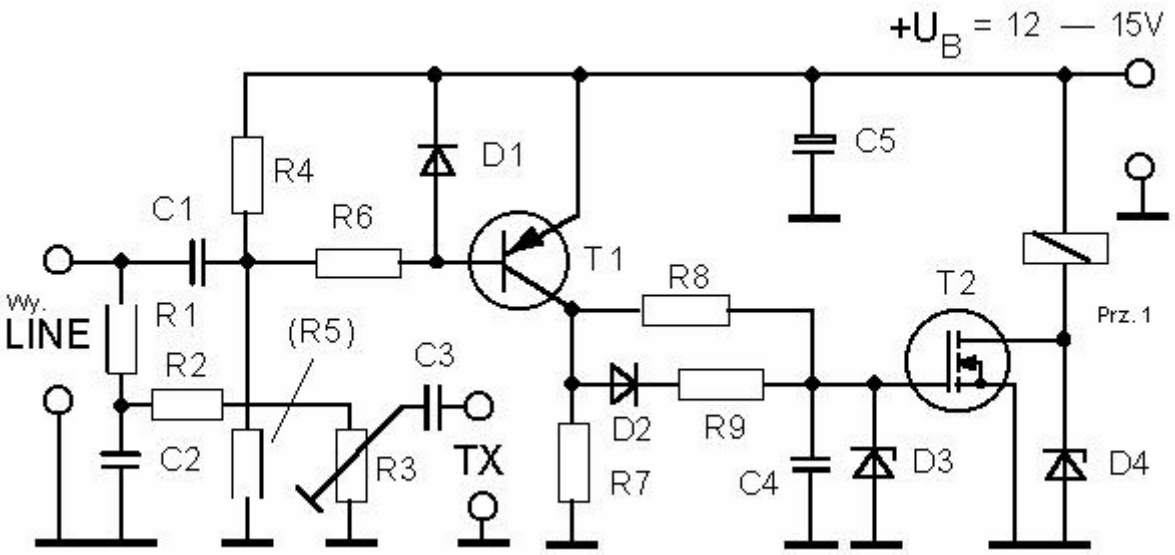
Pracę emisjami SSTV i faksymile za pomocą komputera Amiga umożliwia konwerter mikroprocesorowy ScanMate.

7.9.1. PROGRAM WIN95-SSTV

Program ten opracowany przez N7CXI i VE3EC jest dostępny również w wersji niezarejestrowanej co przesądziło o jego popularności. Jest to program 32-bitowy pracujący wyłącznie pod systemami Windows 95 i Windows 98 i wykorzystujący jako modem płytkę foniczną "Soundblaster" lub podobną. Program charakteryzuje się łatwą obsługą, jest wyposażony w prosty edytor graficzny, okno nadawczo-odbiorcze, okno zawierające galerię miniatur i wskaźnik dostrojenia (gęstości widma odbieranego sygnału). Ostatnie jego wersje zawierają także programowy filtr cyfrowy redukujący wpływ zakłóceń i programowy detektor wizyjny pozwalający na znianę ostrości odbieranych obrazów (wyostrzenie lub rozmycie krawędzi).

7.9.2. AUTOMATYCZNY PRZEŁĄCZNIK N-O

Na rys. 7.5 przedstawiony jest schemat automatycznego przełącznika nadawanie-odbiór (VOX) sterowanego akustycznym sygnałem wyjściowym z płytki fonicznej pochodzącym z wyjścia linii ("Line"). Sygnał ten (a dokładniej jego ujemna połówka fali) po wzmocnieniu za pomocą tranzystora T1 i wyprostowaniu przez diodę D2 steruje przekaźnik "Prz. 1" poprzez tranzystor polowy (MOSFET) T2. Próg czułości układu ustalany jest za pomocą opornika R5. Stała czasu R8C4 musi być wystarczająco duża aby przekaźnik nie opadł w czasie dodatniej połówki fali podnośnej. Po upływie ok. 0,1 sek od zakończenia transmisji oba tranzystory przechodzą w stan zatkania i przekaźnik opada przełączając radiostację na odbiór. Potencjometr R3 służy do ustawienia właściwego poziomu sygnału podawanego na wejście mikrofonowe nadajnika (zaciski TX). Opornik R2 należy dobrać tak aby nadajnik był co najwyżej lekko przesterowany w górnej pozycji suwaka potencjometru R3. Diody Zenera D3 i D4 zabezpieczają tranzystor T2 przed przepięciami.



7.9.2.1. SPIS CZĘŚCI

Oznaczenie	Wartość	Oznaczenie	Wartość	Oznaczenie	Wartość
C1	100 - 220 nF	R1	2,7 k	R8	100 k do 220 k
C2	22 nF	R2	10k (dobrać)	R9	1k do 1k5
C3	100 - 220 nF	R3	1k (ew. do 5k)	D1	1N4148
C4	0,47 - 1 µF (nie elektolit)	R4	6k8 do 10k	D2	1N4148 lub Schottkiego
C5	22 - 47 µF	R5	1 M do 220 k	D3	dioda Zenera 12 V
T1	BC 308B lub pod.	R6	1k2 do 2k2	D4	dioda Zenera 18 V
T2	BS170	R7	4k7 do 6k8	Prz. 1	12 V

Przełącznik można wykorzystać także w trakcie pracy innymi emisjami, jeżeli jako modem wykorzystana jest płytka muzyczna np. do pracy emisją PSK31.

8. TECHNIKI ROZPRASZANIA WIDMA

W przeciwieństwie do normalnej praktyki stosowanej w radiokomunikacji, polegającej na ograniczeniu szerokości pasma przenoszenia do minimalnej wartości niezbędnej dla danego rodzaju modulacji, w technice rozpraszania widma mamy do czynienia ze świadomym poszerzaniem pasma do wartości przekraczających pasmo oryginalne o wiele rzędów wielkości. Na pierwszy rzut oka poszerzanie widma sygnału powyżej niebędnego minimum może się wydać dziwne. Normalnie dąży się przecież do ograniczenia wpływu szumów i zakłóceń przez zawężanie pasma przenoszenia odbiorników. Można jednak wykazać matematycznie, że poszerzanie widma sygnału daje zwiększenie marginesu odporności na zakłócenia w stosunku odpowiadającym w przybliżeniu stopniowi poszerzenia pasma (jest to tzw. zysk przetwarzania). Widać stąd, że stosunki te muszą być bardzo duże dla uzyskania rezultatów liczących się w praktyce. Np. dla poprawy odporności sygnału na zakłócenia o około 40 dB konieczne jest rozproszenie pasma 10000 razy. Sygnał o szerokości pasma 5 kHz zajmowałby w takim przypadku pasmo 50 MHz. Jak widać z powyższego przykładu, techniki rozpraszania widma mogą być stosowane zasadniczo w zakresach UKF i mikrofalowych. W związku z mniejszą szerokością pasm krótkofalowych uzyskiwany zysk przetwarzania jest znacznie niższy.

Dalszymi zaletami tego typu modulacji są: znaczne utrudnienie wykrycia stacji nadawczej dzięki zmniejszeniu spektralnej gęstości mocy, możliwość pomiaru odległości między odbiornikem i stacją nadawczą, zmniejszenie wpływu zaników selektywnych i niemożliwość odczytania informacji przez stacje dostosowane do odbioru klasycznych systemów modulacji, a także nie upoważnione stacje pracujące z modulacją rozpraszającą.

Koncepcja rozpraszania widma powstała w USA jeszcze w czasie drugiej wojny światowej, ówczesny stan techniki nie pozwolił jednak na jej praktyczne zastosowanie. W chwili obecnej metoda ta stosowana jest nie tylko w dziedzinie wojskowej, ale i w takich dziedzinach cywilnych, jak łączność kosmiczna, a w przyszłości znajdzie zastosowanie w sieciach radiokomunikacji ruchomej. Na rynku pojawia się coraz częściej wyposażenie dla lokalnych sieci komputerowych pracujące na zasadzie rozpraszania widma i to przeważnie w paśmie przemysłowym 2,3 GHz. Urządzenia te mają niewielki zasięg np. kilkudziesięciu m. W USA przeprowadzane były także eksperymentalne łączności krótkofalarskie w zakresach KF (80 m) i UKF (50, 144, 220 i 440 MHz). Wymagało to jednak wydania specjalnych zezwoleń. O szerzej zakrojonych eksperymentach krótkofalowców europejskich nic narazie nie słychać. Osobiście znane mi są próby przeprowadzone przez jednego z krótkofalowców austriackich, w których wykorzystał on standardowe kontrolery sieciowe pracujące z rozpraszaniem widma i po dołączeniu do nich anten zewnętrznych uzyskał zasięg kilkunastu km w paśmie 2,3 GHz.

8.1. PODSTAWY TEORETYCZNE

Teoretyczne podstawy techniki rozpraszania widma opracował Shannona w wyniku analizy przepustowości kanału w obecności zakłóceń. Wyniki analizy można przedstawić w najprostszy sposób za pomocą następujących zależności. Oznaczmy moc nadajnika użytecznego wyrażoną w watach przez S, moc nadajnika zakłócającego, również wyrażoną w watach – przez J, szerokość pasma kanału wyrażoną w Hz – przez W i szybkość transmisji danych w Hz – przez R. Dla powiązania z powszechnie stosowaną jednostką szybkości bit/s należy pamiętać, że 1 Hz odpowiada szybkości transmisji 2 bit/s (w przy-

padku transmisji informacji składającej się naprzemian z zer i jedynek dwa kolejne bity składają się na jeden okres fali prostokątnej). Korzystając z powyższych oznaczeń otrzymujemy:
gęstość energii sygnału zakłócającego

```
No = J / W [W/Hz]
```

energię sygnału użytecznego/bit

```
Eb = S / R [Ws]
```

Stosunek sygnału do zakłóceń wyrażony jest więc przez:

```
Eb   S W
-- = -----
No   J R
```

Shannon wykazał również, że stopa błędów transmisji jest odwrotnie proporcjonalna do stosunku poziomu sygnału do zakłóceń.Po przekształceniu równania otrzymujemy wzór wyrażający margines odporności na zakłócenia:

```
J     W/R
-- = -----
S     Eb/No
```

W systemach konwencjonalnych szerokość pasma kanału (W) jest równa R w transmisji SSB lub jej wielokrotności dla innych metod modulacji, np. dla modulacji AM – wynosi 2R. Stosunek W/R jest więc stała zależną od przyjętego sposobu modulacji. Uzyskanie pożądanego marginesu odporności na zakłócenia wymaga więc zapewnienia dostatecznego stosunku sygnału do zakłóceń. W technice rozpraszania widma przyjęto odwrotny sposób postępowania. Wzrost marginesu odporności na zakłócenia uzyskiwany jest przez odpowiednie zwiększenie występującego w liczniku wzoru stosunku W/R, czyli w praktyce przez wzrost szerokości pasma przenoszenia. Przy założonym stosunku Eb/No (a więc i ustalonej stopie błędu) zysk przetwarzania wyraża się wzorem:

```
Gp = W/R
```

Może on być także wyrażony w decybelach:

```
Gp'= 10 log W/R [dB]
```

W rzeczywistych systemach należy od tej wartości teoretycznej odjąć straty w układach i pożądany stosunek sygnału do zakłóceń na wejściu demodulatora (zależny od jego konstrukcji i rodzaju demodulacji). Powracając do zacytowanego na wstępie przykładu sygnału modulującego o szerokości pasma 5 kHz i rozproszonego widma o szerokości 50 MHz otrzymujemy zysk przetwarzania równy 40 dB. Przy założeniu strat wynoszących 3 dB i pożądanego stosunku sygnału do zakłóceń na wejściu detektora 1 dB otrzymujemy efektywny margines wynoszący 36 dB. Oznacza to, że sygnał zakłócający na wejściu odbiornika może być o 36 dB silniejszy od sygnału użytecznego (ok. 5000 razy). Przykład ten obrazuje z jednej strony możliwości systemu, z drugiej rzędy wielkości potrzebnych w tym celu szerokości pasma.

Widmo rozproszone uzyskiwane jest przez dodatkową modulację zmodulowanej wąskopasmowo nośnej. W praktycznych zastosowaniach radiokomunikacyjnych stosowane są dwa rodzaje modulacji rozpraszającej:
1) modulacja z szybkim kluczowaniem fazy dokonywana w modulatorze zrównoważonym znajdującym się na wyjściu nadajnika (ang. direct sequence, skrót DS). Dwustanowe kluczowanie fazy fazy BPSK jest obecnie najczęściej metodą kluczowania fazy,zasadniczo jednak możliwe jest użycie bardziej złożonych metod kluczowania, np. QPSK.
2) modulacja z szybkim lub powolnym wielowartościowym kluczowaniem częstotliwości - skokiem częstotliwości (ang. frequency hopping, w skrócie FH).

Odmianą drugiego sposobu jest liniowy przesuw częstotliwości (liniowa modulacja częstotliwości, w skrócie LFM).

Analogicznie do modulacji rozpraszającej dokonywana jest demodulacja. Generatory sygnałow po obu stronach muszą być ze sobą dokładnie zsynchronizowane. Jest to jeden

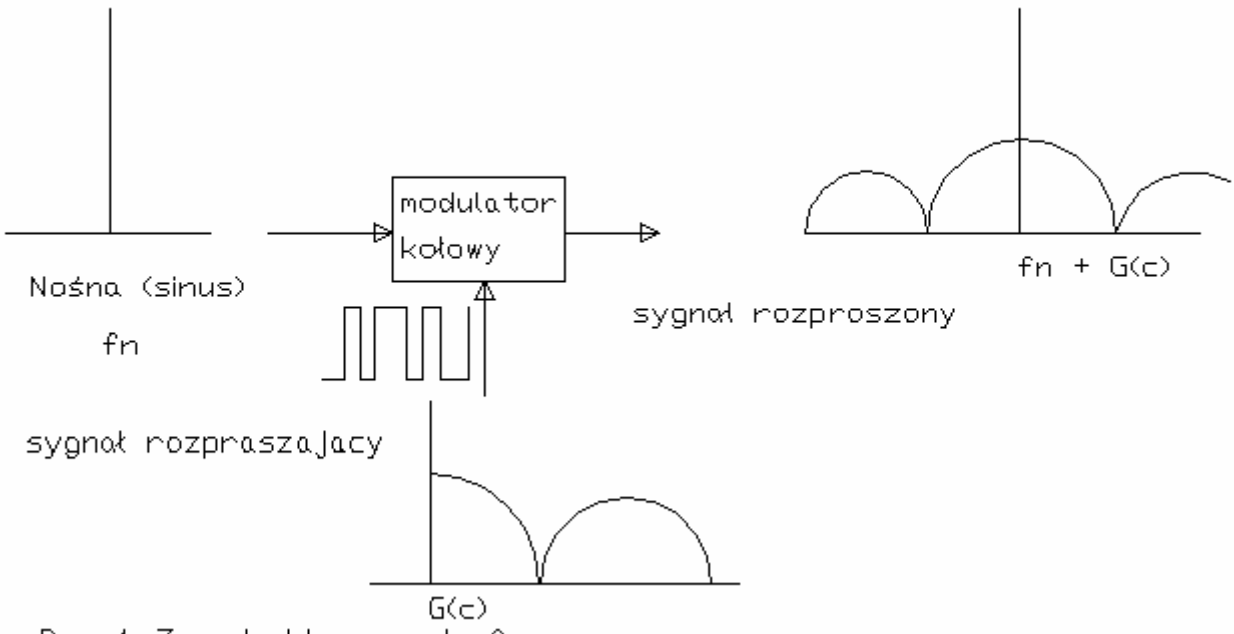
z najtrudniejszych problemów w systemach rozpraszania widma. Sprawa synchronizacji jest omówiona w dalszej części rozdziału.

8.2. SYSTEMY

8.2.1. SYSTEM Z KLUCZOWANIEM FAZY

W systemie z 2-stanowym kluczowaniem fazy (rysunek 8.1) na wyjściu nadajnika wąskopasmowego znajduje się dodatkowy modulator zrównoważony. Sygnał użyteczny mieszany jest z sygnałem cyfrowym o pożądanej szerokości pasma. Jako sygnały rozpraszające stosowane są pseudolosowe ciągi zerojedynkowe. Do ich generacji stosowane są najczęściej rejestry przesuwne ze przężeniem zwrotnym (podobnie jak w koderze modemu G3RUH). Widmo częstotliwości takiego ciągu impulsów ma obwiednię wyrażającą się wzorem: (sin(W)/W)^2.

Dokładny kształt obwiedni zależny jest oczywiście od częstotliwości powtarzania impulsów. Widmo to, oraz widmo sygnału zmodulowanego są także przedstawione na rysunku 8.1. Dwufazowa modulacja fazy odpowiada dwuwstęgowej modulacji amplitudy z wytłumioną falą nośną (DSB). Dlatego też widmo sygnału rozproszonego rozłożone jest symetrycznie względem nośnej użytecznej. Dla uproszczenia, na rysunku nośna ta nie jest zmodulowana. Jako praktyczną szerokość pasma sygnału rozproszonego należy przyjąć szerokość pierwszego listka widma (między pierwszymi miejscami zerowymi obwiedni). W dalszych listkach zawarta jest już tylko znikoma część energii (ok. 10 %). Oprócz dwufazowego, stosowane jest także czterofazowe kluczowanie fazy (QPSK) i modulacja z minimalnym przesuwem częstotliwości (ang. minimum shift keying, w skrócie MSK, indeks modulacji wynosi tu 0,5). Dla uproszczenia oba te rodzaje kluczowania są pominięte w dalszych rozważaniach i pod terminem systemu z kluczowaniem fazy rozumiany jest wyłącznie system BPSK.

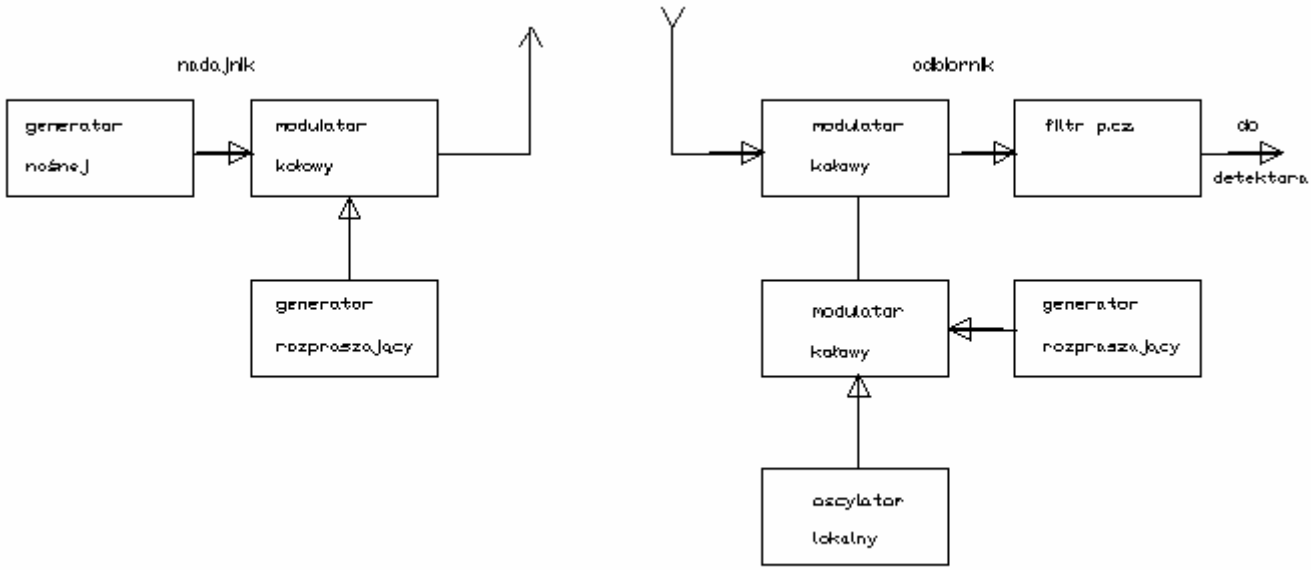


Rys. 1. Zasada kluczowania fazy

Rozłożenie energii widma sygnału rozproszonego w szerokim paśmie częstotliwości oraz pseudolosowy charakter sygnału rozpraszającego powodują, że sygnał taki odbierany jest przez odbiorniki wąskopasmowe jako szum (zwiększony poziom szumów) i nie powoduje zakłóceń w komunikacji wąskopasmowej odbywającej się w tym samym zakresie częstotliwości. W wielu przypadkach sygnał rozproszony ginie wśród pozostałych odbieranych szumów i zakłóceń. Sygnał taki (i sam fakt jego transmisji) jest więc bardzo łatwy do ukrycia przed użytkownikami odbiorników wąskopasmowych.

Sygnał rozproszony mieszany jest w odbiorniku (również w mieszaczu zrównoważonym) z identycznym i zsynchronizowanym sygnałem pseudolosowym w celu odzyskania sygnału wąskopasmowego, który jest następnie demodulowany. Jak łatwo zauważyć, sygnały wąskopasmowe (nierozproszone) ulegają rozproszeniu w odbiorniku, tak że w paśmie przenoszenia znajduje się znikoma część ich energii. Po rozproszeniu sygnały te mają także charakter szumu i wpływają jedynie na pogorszenie stosunku sygnału do szumu na wejściu detektora. Jest to fizycznym wyjaśnieniem odporności systemu na znacznie silniejsze zakłócenia. Sygnały rozproszone za pomocą innych lub niezsynchronizowanych ciągów pseudolosowych także zostaną rozproszone. W tym przypadku w torze przenoszenia odbiornika znajdzie się jeszcze mniejsza część ich energii aniżeli w przypadku sygnałów wąskopasmowych. Jak stąd wynika, strona odbiorcza musi posiadać pewne podstawowe informacje co do sygnału nadawanego w celu prawidłowego odebrania go (musi być do tego upoważniona). Informacjami tymi są: dokładna znajomośc stosowanego ciągu pseudolosowego, moment początkowy ciągu, jego takt zegarowy oraz częstotliwość nośna stacji nadawczej. Przez zastosowanie różnych ciągów (w razie potrzeby mogą one zawierać też dodatkowe kody) możliwe jest zastosowanie wywołania selektywnego (CDMA) lub multipleksu czasowego (TCDMA). W danym podzakresie częstotliwości może pracować więc większa liczba stacji z rozpraszaniem widma, wzajemnie sobie nie przeszkadzając. Wzrost liczby stacji powoduje jedynie odpowiedni wzrost poziomu szumów. W zależności od dopuszczalnego poziomu szumów liczba stacji może nawet przekraczać liczbę stacji wąskopasmowych, które mogłyby pracować w danym podzakresie. Efektywnośc wykorzystania pasma może być więc większa niż w przypadku stosowania systemów wąskopasmowych. Schemat blokowy toru transmisyjnego z kluczowaniem fazy przedstawiam na rysunku 8.2. Wadą systemu z kluczowaniem fazy jest stosunkowo mała odporność na silne sygnały pochodzące od znajdujących się w pobliżu nadajników. Jest to spowodowane między innymi stosunkowo znaczną szerokopasmowością wejścia odbiornika (w literaturze angielskojęzycznej stosowany jest termin "near-far" – czyli problem stacji bliskich i dalekich – dla skrótowego oznaczenia tego problemu).

Sygnał kluczowany dwufazowo może być poddawany powielaniu częstotliwości w stosunku nieparzystym. Parzyste stosunki powielania powodują eliminację modulacji fazy, np. podwojenie częstotliwości powoduje podwojenie skoku fazy ze 180 na 360 stp. co jest równoznaczne z usunięciem modulacji. Sygnały te mogą być poddawane mieszaniu z dowolnymi innymi sygnałami i wzmacniane.



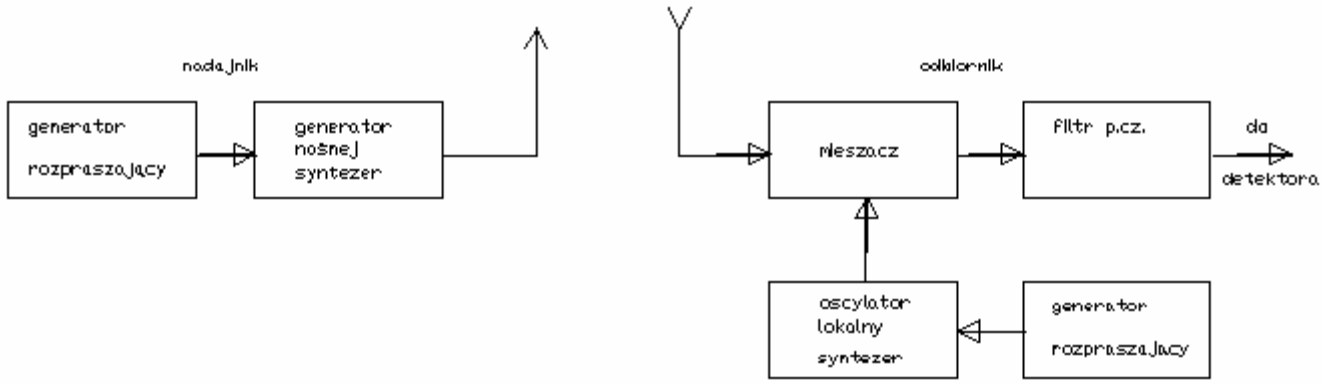
Rys. 2. Tor transmisyjny z kluczowaniem fazy

Dla zwiększenia niezawodności transmisji cyfrowych wskazane jest zastosowanie kodów zabezpieczających (przykładowo samokorygujący kod Reed-Salomona, patrz system CLOVER), przeplatania bitów (patrz modem G3RUH) i odpowiednich protokółow transmisji (np. protokółu AX.25). Reasumując można stwierdzić, że podstawowymi zaletami systemu z kluczowaniem fazy są:
- łatwość generacji sygnału i prostota nadajników,
- osiągana odporność na sygnały zakłócające od 20 do 30 dB,
- możliwość selektywnego adresowania stacji za pomocą kodu rozpraszającego (ang. *Code Division Multiple Access*, w skrócie CDMA, lub *Spread Spectrum Multiple Access*, w skrócie SSMA),
- odporność na zakłócenia o nieznanym charakterze,
- trudność wykrycia sygnału dzięki jego małej gęstości widmowej,
- możliwość koherentnej demodulacji sygnału wąskopasmowego (np. użycia modulacji BPSK lub QPSK w torze informacyjnym),
- możliwość zastosowania systemu do pomiarów odległości.
Do wad systemu z kluczowaniem fazy należy:
- mniejsza niż w innych systemach odporność na silne sygnały bliskich nadajników (ang. *problem near-far*),
- trudniesza niż w innych systemach synchronizacja kodu w odbiorniku, jest to związane z większą częstotliwością zegarową,
- osiągany zysk przetwarzania jest mniejszy niż w systemie z kluczowaniem częstotliwości ze względu na ograniczoną szybkość działania układów cyfrowych (w praktyce stosowane częstotliwości zegarowe rzadko przekraczają 100 MHz).

8.2.2. SYSTEM Z KLUCZOWANIEM CZĘSTOTLIWOŚCI

Druga z metod rozpraszania widma sygnału polega na odpowiednio szybkim przełączaniu częstotliwości nośnej nadajnika. Częstotliwość nośna może w najprostszym przypadku przyjmować wartości odpowiadające kolejnym kanałom danego podzakresu. Najczęściej przełączanie to dokonywane jest za pomocą pseudolosowego ciągu liczb, podobnie jak w przypadku poprzednim. Podobnie również oscylator odbiornika sterowany

jest za pomocą identycznego i zsynchronizowanego ciągu. Po obu stronach muszą być stosowane syntezery częstotliwości. Maksymalna częstotliwość kluczowania ograniczona jest szybkością przełączania syntezera. Ze względu na dłuższe czasy synchronizacji syntezery oparte o pętlę synchronizacji fazy są mniej korzystne niż układy z bezpośrednią syntezą. W doświadczeniach krótkofalowców amerykańskich stosowane były radiostacje wyposażone w syntezery PLL, a uzyskane wyniki były wystarczające do celów amatorskich.
W systemie kluczowania częstotliwości zysk przetwarzania odpowiada liczbie stosowanych kanałów. Dla uzyskania zysku przetwarzania ok. 40 dB konieczne byłoby użycie 10000 kanałów. Fizycznie zysk przetwarzania spowodowany jest tym, że zakłócony kanał wykorzystywany jest jedynie przez odcinek czasu równy 1/N (N – liczba kanałów). Dla zmniejszenia stopy błędów w transmisjach cyfrowych czas pracy w każdym z kanałów musi być kilkakrotnie krótszy od czasu trwania bitu. Np. dla czasu pracy w kanale równym długości bitu i 10000 kanałów stopa błędów wynosiłaby 10^-4. Natomiast przy trzykrotnie większej szybkości przełączania stopa błędów spadłaby do ok. 3 * 10^-8. Tor transmisyjny z kluczowaniem częstotliwości przedstawia rysunek 8.3.



Rys. 3. Tor transmisyjny z kluczowaniem częstotliwości

Zaletami systemu z kluczowaniem częstotliwości są:
- łatwość uzyskania znacznego zysku przetwarzania dzięki użyciu szerokich zakresów częstotliwości, w praktyce osiągane są zyski znacznie przekraczające możliwości systemów z kluczowaniem fazy,
- znaczna odporność na wpływ bliskich nadajników dzięki stosunkowej wąskopasmowości wejścia odbiornika,
- prostota układów synchronizacji związana z niższą częstotliwością zegarową,
- niskie wzajemne zakłócenia związane z pracą systemów wąskopasmowych w tym samym zakresie częstotliwości.
- osiągana odporność na sygnały zakłócające od 30 do 40 dB,
- możliwość podziału pasma na podzakresy w celu wyeliminowania najbardziej dokuczliwych źródeł zakłóceń,
- duża odporność na zakłócenia o nieznanym charakterze,
Do najważniejszych wad należą:
- komplikacja układu syntezera częstotliwości,
- niemożliwość zastosowania demodulacji koherentnej w odbiorniku, jest to związane z trudnością zapewnienia ciągłości fazy kluczowanego syntezera, a także z różnicami tras (co za tym idzie i czasów) propagacji sygnału radiowego o różnych częstotliwościach,
- większe prawdopodobieństwo wykrycia stacji dzięki stosunkowo dużym amplitudom

sygnału w chwilowo używanym kanale,
- w transmisjach cyfrowych konieczność synchronizacji sygnałów zegarowych kodu rozpraszającego i danych, co oznacza dodatkową komplikację układu.

8.2.3. POZOSTAŁE SYSTEMY

Często stosowana jest też kombinacja obu przedstawionych wyżej systemów. Wypadkowy zysk przetwarzania równy jest iloczynowi zysków każdej z metod. Pozwala to na osiągnięcie zysków przetwarzania przekraczających wartości graniczne dla poszczególnych systemów lub osiągnięcie założonych wartości przy mniejszych kosztach niż to ma miejsce w systemach pojedyńczych.

Oprócz tego stosowana bywa czasami metoda czasowego przerywania nadawania i włączania nadajnika w wybranych losowo monentach czasu (ang. *time hopping*, skrót TH), ale tylko w połączeniu z jedną z wymienionych powyżej metod.
Do najważniejszych zalet systemu z kluczowaniem czasowym należą:
- efektywność wykorzystania pasma,
- układy prostsze niż w systemach z kluczowaniem częstotliwości,
- odporność na wpływ bliskich nadajników,
- dobre wykorzystanie nadajnika o niskiej mocy średniej.
Wadami są:
- stosunkowo długi czas synchronizacji,
- konieczność zabezpieczenia sygnału nadawanego za pomocą kodów korekcyjnych lub innych równoważnych metod.

Dla uproszczenia w punktach 2.1 - 2.3 pominięto dokładniejszą analizę charakteru zakłóceń i ich wpływu na właściwości poszczególnych systemów. Analiza ta obejmująca wpływ zakłóceń szumowych, jedno- i wieloczęstotliwościowych nośnych o stałej amplitudzie i stacji zakłócających retransmitujących rozmyślnie zniekształcony sygnał rozproszony przekraczałaby ramy niniejszej publikacji.

8.3. KODY I SYNCHRONIZACJA

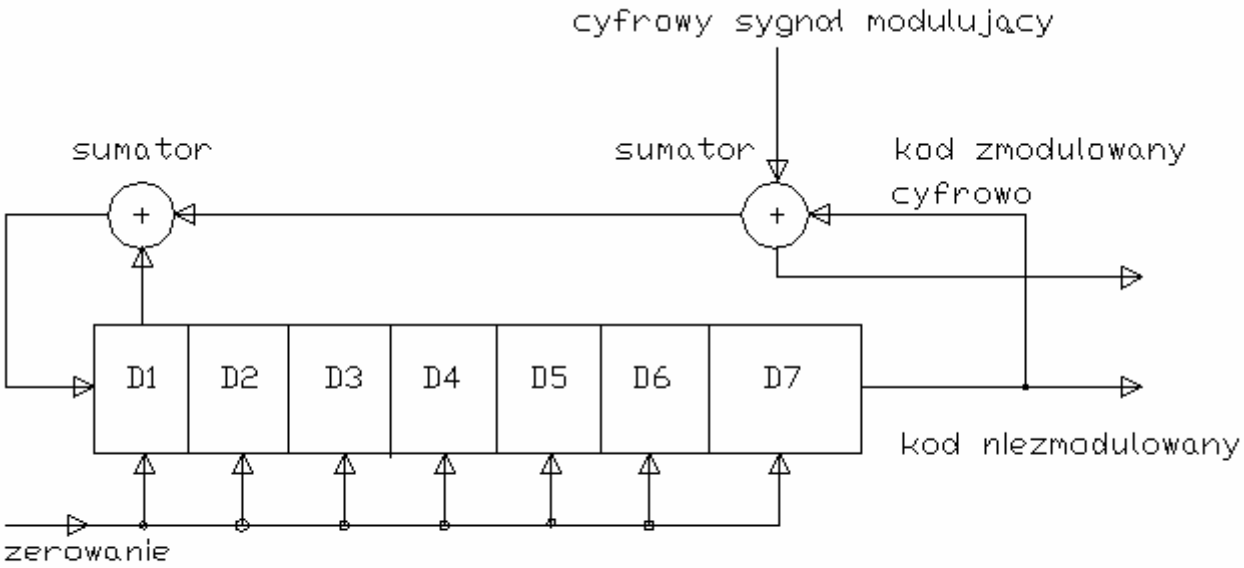
Parametry systemu rozpraszania widma zależne są od właściwości kodu rozpraszającego. Kod ten musi charakteryzować się:
1. Możliwie równą liczbą zer i jedynek w dłuższych odcinkach czasu, tak aby w sygnale nie występowała składowa stała. Występowanie składowej stałej w systemie kluczowania fazy powodowałoby pewne rozrównoważenie modulatora powodujące występowanie nośnej w sygnale nadawanym. Nośna ta mogłaby zostać wykryta i zakłócona lub sama powodować zakłócenia. W systemie z kluczowaniem częstotliwości powodowałoby to niepożądane uprzywilejowanie jednego z kanałów i wzrost wpływu występujących w nim zakłóceń. Właściwość ta była pożądana również w koderze modemu G3RUH.
2. Rozkład zer i jedynek w kodzie musi być możliwie statystyczny, tzn. niedopuszczalne jest występowanie zbyt długich ciągów zer lub jedynek. Zapewnia to pseudoszumowy charakter sygnału.
3. Częstotliwość powtarzania kodu musi być niższa od najniższej częstotliwości sygnału informacyjnego dla uniknięcia zakłóceń. Ponieważ częstotliwość zegarowa kodu musi być odpowiednio wysoka dla osiągnięcia pożądanego stopnia rozproszenia (zysku przetwarzania), kody te mają znaczną długość. Użycie dłuższych kodów zwiększa odporność systemu na zakłócenia, a w systemach z kluczowaniem fazy zapewnia także wyższe tłumienie noś-

nej w modulatorze zrównoważonym.
4. Możliwie dużą łatwością rozpoznania przez upoważnioną stronę odbiorczą (dobrymi właściwościami autokorelacyjnymi), tak aby nie doszło do pomyłek przy odbiorze innych podobnych kodów.
5) Możliwie małym podobieństwem do innych stosowanych kodów (małą korelacją skrośną).

Z warunków tych (a zwłaszcza dwóch ostatnich) wynika konieczność wyboru pewnego zbioru (rodziny) kodów. Jedną z rodzin kodów spełniających podane warunki są tzw. kody maksymalne. Prawdopodobieństwo wystąpienia pojedyńczych zer i jedynek w kodach maksymalnych wynosi około 25 % i maleje o połowę dla każdego dłuższego ciągu o identycznym składzie. Oznacza to, że prawdopodobieństwo wystąpienia ciągu dwóch identycznych bitów wynosi 12,5 %, trzech – 6,25 % itd. Liczba jedynek w kodzie maksymalnym jest o jedną większa od liczby zer, co w systemach z kluczowaniem fazy powoduje pewne niewielkie rozrównoważenie mieszacza wyjściowego. Rozrównoważenie to maleje w miarę przedłużania kodu.

8.3.1. GENERACJA KODÓW

Najczęściej stosowanym sposobem generacji kodów rozpraszających jest użycie wielostopniowego rejestru przesuwnego ze sprzężeniami zwrotnymi (rysunek 8.4). Generowane kody zależne są od długości rejestru i występujących sprzężeń zwrotnych. Długość ciągu (l) dla kodu maksymalnego przy danej liczbie stopni (N) rejestru obliczana jest ze wzoru: l = 2^N - 1.



Rys. 4. Generator sygnału pseudolosowego

Układ sprzężeń zwrotnych rejestru można także zapisać matematycznie za pomocą wielomianu. Każdy z elementów wielomianu reprezentuje bit znajdujący się na odpowiedniej pozycji w rejestrze. Np. trzystopniowy rejestr może być opisany za pomocą wielomianu: 1 + X + X^2 + X^3 i analogicznie dłuższe rejestry za pomocą wielomianów wyższych rzędów. Jedynka na początku wielomianu symbolizuje wejście rejestru, a następujące po niej potęgi zmiennej X – wyjścia odpowiednich stopni rejestru. Również połą-

czenia sprzężenia zwrotnego generatora mogą być opisane za pomocą odpowiedniego wielomianu. W przykładzie przedstawionym na rysunku byłby to wielomian 1 + X + X^7. Zapis ten użyty był też w opisie kodera modemu G3RUH. Alternatywnym, w stosunku do przedstawionego rozwiązania, jest wprowadzenie sumatorów między wejścia i wyjścia odpowiednich stopni rejestru. Do drugiego z wejść sumatora doprowadzony jest sygnał wyjściowy z ostatniego stopnia rejestru. Pierwszy z przedstawionych sposobów jest jednak łatwiejszy w realizacji przy użyciu typowych układów cyfrowych.

Możliwa jest także cyfrowa generacja kodów w układzie komputerowym (zastosowanie metod cyfrowej obróbki sygnałów). Teoria kodów maksymalnych jest dość skomplikowana, dlatego też nie będziemy tutaj zagłębiać się w szczegóły. Należy pamiętać jedynie, że dla danej długości rejestru istnieją tylko pewne kombinacje sprzężeń zwrotnych umożliwiające generację grup kodów maksymalnych.

Transmisje amatorskie powinny być odbierane przez możliwie szerokie grono słuchaczy. Powoduje to konieczność ustalenia długości rejestrów oraz rodzaju i liczby obwodów sprzężenia zwrotnego – wyboru pewnej liczby znanych ogólnie kodów. Teoretycznie możliwa liczba kombinacji jest oczywiście znacznie większa. I tak np. dla rejestru 7-stopniowego liczba kodów maksymalnych wynosi 18, dla 9-stopniowego – 60, a dla 15-stopniowego – już 1800 itd. Jest więc w czym wybierać.

W eksperymentach prowadzonych przez krótkofalowców amerykańskich dozwolone było użycie trzech typów rejestrów:
1. rejestru 7-bitowego ze sprzężeniem z wyjść stopni 1 i 7 na wejście pierwszego stopnia (1 + X + X^7).
2. rejestru 13-bitowego ze sprzężeniem z wyjść stopni 1, 3, 4 i 13 na wejście pierwszego stopnia (1 + X^3 + X^4 + X^13).
3. rejestru 19-bitowego ze sprzężeniem z wyjść stopni 1, 2, 5 i 19 na wejście pierwszego stopnia (1 + X^2 + X^5 + X^19).

Stanem początkowym rejestrów musiało być zero. Niedozwolone było zerowanie rejestru w trakcie łączności i zakłócanie w ten sposób ciągu rozpraszającego. Do rozpraszającego kluczowania fazy stosowany był sygnał wyjściowy ostatniego stopnia rejestru.
W systemach z kluczowaniem częstotliwości syntezer sterowany był sygnałami z kolejnych wyjść rejestru, począwszy od ostatniego.

Kodami alternatywnymi w stosunku do poprzednich mogą być kody generowane przez rejestry:
1. 7-stopniowe ze sprzężeniami z wyjść 6 i 7; 3 i 7; 1, 2, 3 i 7; 2, 3, 4 i 7; 1, 3, 6 i 7; 2, 5, 6 i 7; 1, 2, 4, 5, 6 i 7; 1, 2, 3, 4, 5 i 7;
2. 9-stopniowe ze sprzężeniami z wyjść 4 i 9; 5 i 9; 3, 4, 6 i 9;
3. 15-stopniowe ze sprzężeniami z wyjść 14 i 15;
4) 19-stopniowe ze sprzężeniami z wyjść 1, 5, 6 i 9.

Wybór ten nie wyczerpuje wszystkich dopuszczalnych kombinacji sprzężeń i został dokonany w sposób przypadkowy. Pełny zestaw wypełniłby oddzielną pozycję książkową. Jako ćwiczenie proponuję czytelnikom przedstawienie powyższych sprzężeń w postaci wielomianowej.

Zmiana stosowanego kodu wymaga w generatorach z rejestrami przesuwnymi dokonania czasami bardziej skomplikowanych przełączeń dla zmiany długości rejestru i wyboru odpowiednich wyjść. Alternatywą może być zapisanie gotowych kodów w pamięci EPROM i ich wybór poprzez zmianę zakresu adresowego albo przewodu wyjściowego.

8.3.2. SYNCHRONIZACJA

Najtrudniejszym problemem w systemach rozpraszania widma jest zapewnienie synchronizacji między stronani nadawczą i odbiorczą. Strona odbiorcza musi znać wszystkie istotne parametry sygnału nadawanego, oczywiście poza nadawaną informacją. Przede wszystkim, jak już wspomniano, są to:
- dokładna częstotliwość nośna,
- ciąg pseudolosowy,
- częstotliwość zegarowa ciągu,
- dokładny moment początku (z dokładnością do 0,5 bita).

Synchronizacja musi być zachowana przez cały czas trwania transmisji, niezależnie od ewentualnych utrudnień, jak np. wpływ efektu Dopplera. Pożądane jest zapewnienie jak największej dokładności synchronizacji, ponieważ nawet nieznaczne, wzajemne przesunięcie ciągów nadawczego i odbiorczego powoduje powstanie dodatkowej składowej szumów w odbiorniku. W układach profesjonalnych po osiągnięciu synchronizacji zgrubnej (z dokładnością do 0,5 długości bitu) dokonywana jest synchronizacja dokładna. W tym celu stosowany jest najczęściej specjalny układ pętli synchronizacji fazy.

Możliwe jest zastosowanie jednej z trzech metod synchronizacji:
1. nadawanie sekwencji odniesienia dodatkowo do sygnału rozproszonego,
2. synchronizacja częstotliwości i fazy przez stacje wzorcowe,
3. synchronizacja w oparciu o sygnał odbierany.

Najmniej krytyczna jest metoda pierwsza i dlatego też jest on zalecana w pierwszej fazie eksperymentów. W metodzie tej dodatkowo do zmodulowanej i rozproszonej nośnej użytkowej nadawana jest nośna niemodulowana, a jedynie rozproszona za pomocą tego samego kodu. Nośna ta doprowadzona jest po stronie odbiorczej do drugiego wejścia modulatora zrównoważonego, dzięki czemu uzyskuje się prawidłową demodulację sygnału. Metoda ta może być stosowana w systemach kluczowania fazy i częstotliwości. Wadą jej jest większa łatwość zakłócenia i odebrania informacji przez nieupoważnione stacje. W łącznościach amatorskich aspekt ten jest bez znaczenia.

W metodzie drugiej częstotliwości i fazy sygnałów obu korespondentów synchronizowane są za pomocą sygnału częstotliwości wzorcowej (przykładowo Warszawy 1, DCF77 albo lokalnej stacji średniofalowej) lub telewizyjnych sygnałów synchronizacji. Jedyną wielkością wymagającą regulacji jest faza ciągu rozpraszającego. W warunkach amatorskich faza ciągu może być regulowana ręcznie.

W metodzie trzeciej, pod warunkiem znajomości kodu rozpraszającego (co jest oczywiste w łącznościach amatorskich), możliwe jest przesuwanie w fazie generowanego lokalnie kodu aż do uzyskania możliwie największego podobieństwa z odbieranym (autokorelacji). Ze względu na znaczne długości stosowanych kodów proces synchronizacji trwa dość długo, musi on być jednak przeprowadzony tylko jednorazowo na początku łączności. Dla skrócenia czasu synchronizacji można nadawać specjalne (krótsze) kody synchronizacyjne. Jednym z takich kodów jest kod Thue-Moora składający się z kolejnych bitów parzystości n-stopniowego licznika dwójkowego.

8.4. ZASTOSOWANIA

W zastosowaniach wojskowych najważniejszą zaletą modulacji z rozpraszaniem widma jest trudność wykrycia i zakłócenia stacji nadawczej. W łącznościach amatorskich szczególnie interesującymi aspektami są odporność na zakłócenia i zaniki selektywne, zwłaszcza na falach krótkich i możliwość lepszego wykorzystania przyznanych zakresów częstotliwości, zwłaszcza dzięki brakowi wzajemnych zakłóceń między systemami wąsko- i szerokopasmowymi. Dalszą korzyścią jest redukcja zakłóceń pracy urządzeń powszechnego użytku przez stacje amatorskie i osiągnięcie poziomów gęstości energii leżących poniżej jakichkolwiek granic istotnych dla problematyki kompatybilności elektromagnetycznej. Ten ostatni aspekt może okazać się szczególnie ważny wobec narastającej histerii związanej z rzekomą szkodliwością fal elektromagnetycznych.

Modulacja z rozpraszaniem widma pozwoliłaby na lepsze wykorzystanie kanałów przekaźnikowych i opracowanie zupełnie nowych konceptów sieci. Mogłaby ona także w przyszłości być wykorzystana w amatorskich łącznościach satelitarnych. W transmisjach pakiet radio technika rozpraszania widma może przyczynić się do zlikwidowania problemu kolizji pakietów na łączach międzywęzłowych, ponieważ każda ze stacji węzłowych może odbierać w danym czasie jedynie pakiety pochodzące od stacji stosującej tą samą sekwencję rozpraszającą.

W zastosowaniach amatorskich należałoby więc w pierwszym rzędzie zwrócić uwagę na wykorzystanie systemu rozpraszania widma w szybkich łączach sieci pakiet radio i w łączach sprzęgających sieć pakiet radio z innymi, np. z siecią Internetu.

W radiokomunikacji ruchomej istotnymi zaletami modulacji z rozpraszaniem widma są: brak zaników całego sygnału przy transmisji wielodrożnej, małe zasięgi zakłóceniowe nadajników i możliwość wykorzystania tych samych częstotliwości przez sąsiednie stacje dzięki zastosowaniu zwielokrotnienia kodowego. Np. głębokość zaników sygnałów szerokopasmowych w terenie miejskim wynosi tylko 2 - 3 dB, podczas gdy dla sygnałów wąskopasmowych przekracza ona 30 dB.

Technika rozpraszania widma była także zastosowana w jednej z sieci telewizji kablowej w USA. Pozwalało to na odbiór płatnych programów tylko uprawnionym abonentom i na lepsze wykorzystanie pasma przenoszenia sieci. Innymi dziedzinami zastosowań są lokalne sieci komputerowe o niewielkim zasięgu (około kilkudziesięciu metrów) i transmisja danych telemetrycznych w przewodach sieci energetycznej.

8.5. AMATORSKA TECHNIKA ROZPRASZANIA WIDMA

W eksperymentach amatorskich stosowane były oba systemy: kluczowania fazy i częstotliwości. Na falach krótkich stosowany był system kluczowania częstotliwości w połączeniu z emisją SSB, w zakresach UKF – system kluczowania fazy lub częstotliwości i emisja FM. Początkowo stosowane były niewielkie liczby kanałów – ok. kilkudziesięciu. Oczywiście zysk przetwarzania był w tych przypadkach nieznaczny. Ze względu na użycie nadajników wyposażonych w syntezery z pętlą synchronizacji fazowej stosowane były niewielkie szybkości przełączania od 5 do 10 skoków/s. Była to szybkość wystarczająca dla łączności fonicznych. W niektórych przypadkach szybkości przełączania dochodziły do 50 - 80 skoków/s, o ile pozwalał na to czas synchonizacji syntezera. Możliwe jest zwiększenie szybkości kluczowania częstotliwości nawet do 2000 skoków/s, jeżeli syntezer przełączany jest tylko na sąsiedni kanał, a nie na przypadkowo wybraną częstotliwość. Łączności cyfrowe wymagają zastosowania szybkości kluczowania równej szybkości transmisji albo jej wielokrotności (dla zwiększenia odporności na zakłócenia jak to wykazano uprzednio). Kluczowanie częstotliwości musi odbywać się synchronicznie z transmisją danych. Używane były nadajniki o mocy od kilku do 25 W. Często były to nawet tylko przenośne radiostacje z dorobionymi wejściami pozwalającymi na sterowanie syntezera częstotliwości z zewnątrz. Kody rozpraszające były generowane przez domowe komputery.

Uruchomiono także próbne radiolatarnie (ang. beacon) pracujące w systemie kluczowania częstotliwości. Szybkość przełączania częstotliwości wynosiła 10 Hz, odstęp kanałów 25 kHz, a zakres częstotliwości pracy rozciągał się od 144,9 do 147,8 MHz. Moc stacji wynosiła po 25 W. Sekwencja synchronizująca była transmitowana na częstotliwości 144,9 MHz. Prowadzone były także próby ze stacjami przekaźnikowymi pracującymi w paśmie 900 MHz.

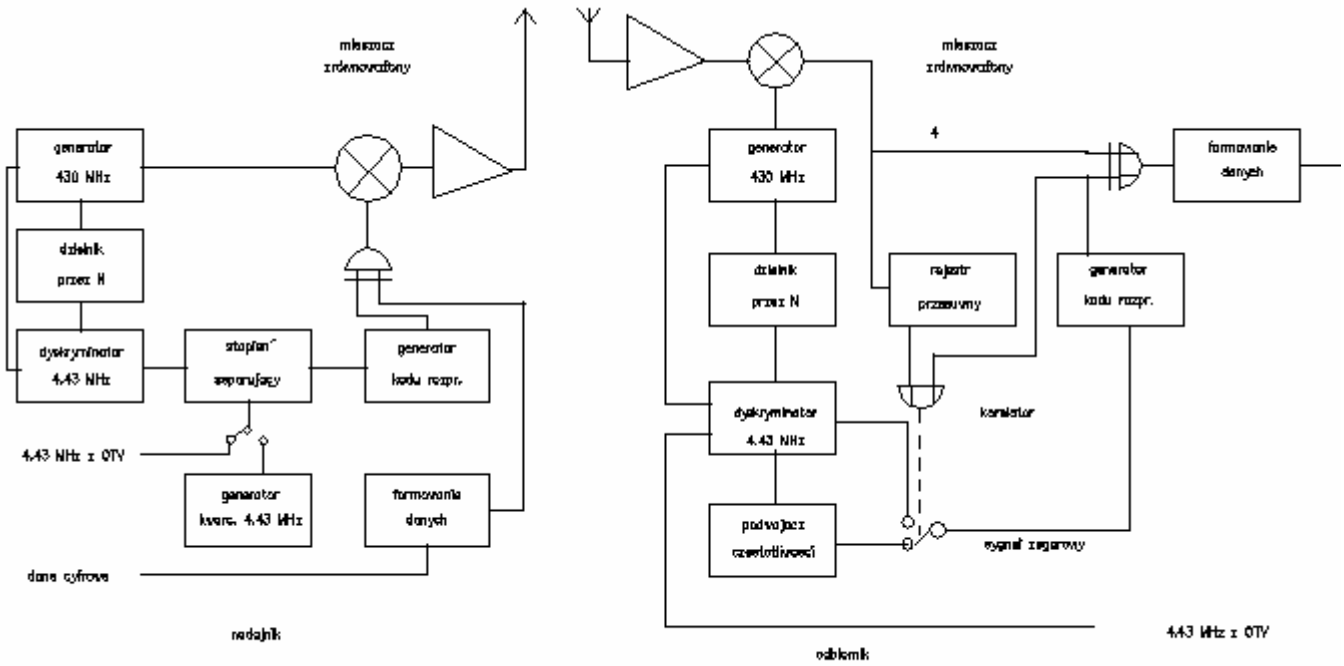
Dalej przedstawiam dwa zasadnicze rozwiązania układów rozpraszania widma. W układzie pierwszym synchronizacja obu stron dokonywana jest za pomocą źródła zewnętrznego. Może to być sygnał częstotliwości wzorcowej nadawany przez stację długo- lub średniofalową (w Polsce np. częstotliwość Warszawy 1), stacje nawigacyjne systemu LORAN lub podnośna koloru uzyskiwana z odbiornika telewizyjnego. Innymi możliwościami jest wykorzystanie sygnałów odchylania z odbiornika telewizyjnego, częstotliwości różnicowej fonii lub podnośnej sygnału stereofonicznego Zewnętrzna synchronizacja powoduje uzależnienie od stacji synchronizującej, ale w początkowej fazie eksperymentów może być stosowana ze względu na prostotę systemu (dotyczy to zwłaszcza eksperymentów amatorskich). W drugim rozwiązaniu generator częstotliwości zegarowej synchronizowany jest za pomocą nośnej odzyskiwanej w trakcie procesu skupiania widma. W obu układach wykorzystano system kluczowania fazy wykorzystywany przeważnie w zakresach UKF. Przedstawione układy synchronizacji i generacji sygnału pseudolosowego mogą być oczywiście wykorzystane w systemach kluczowania częstotliwości. Częstotliwość sygnału zegarowego stosowana w systemach kluczowania częstotliwości może być znacznie niższa od wymaganej w systemach kluczowania fazy.

Wykorzystanie jednego z zaprezentowanych rozwiązań układu synchronizacji, kombinacja różnych źrodeł sygnału synchronizującego i dopasowanie do interesującego systemu kluczowania, nie powinno nastęczać trudności.

8.5.1. SYNCHRONIZACJA ZEWNĘTRZNA

8.5.1.1. SYNCHRONIZACJA ZA POMOCĄ PODNOŚNEJ KOLORU

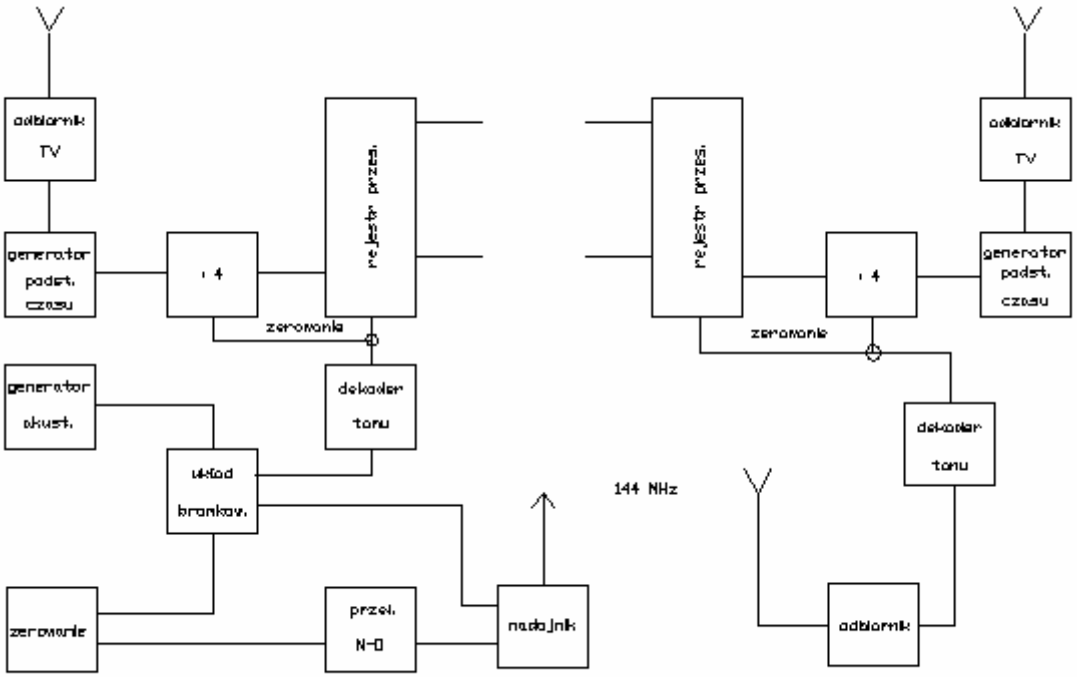
Na rysunku 8.5 przedstawiono schemat blokowy układu synchronizacji z wykorzystaniem podnośnej koloru. Dostrojenie odbiorników telewizyjnych po obu stronach do tego samego programu TV (a najlepiej do tej samej stacji) gwarantuje uzyskanie synchronizmu. Generatory: VCO nadajnika i oscylator odbiornika pracują w paśmie 70 cm. Częstotliwość nadawania powinna leżeć możliwie najbliżej środka pasma. W przypadku podnośnej koloru w systemie PAL (częstotliwość 4,43 MHz) może być wykorzystana jej 98 harmoniczna (stosunek podziału w pętli równy jest 98). W oryginalnych rozwiązaniach amerykańskich wykorzystywano podnośną NTSC, a stosunek podziału wynosił 121. Sygnał podnośnej koloru wykorzystywany jest także jako sygnał zegarowy generatora sygnału pseudolosowego. W przykładowym rozwiązaniu nadajnik wykorzystywano do transnisji danych cyfrowych (pakiet radio). Dane te sumowane są z sygnałem rozpraszającym w sumatorze zrealizowanym na bramce EX-OR (exclusive-or). Po stronie odbiorczej sygnał nośnej odtwarzany jest również w oparciu o podnośną koloru, a następnie podawany na mieszacz zrównoważony (odpowiada to układowi odbiornika homodynowego). Na wyjściu mieszacza (pkt. 4) otrzymywany jest sygnał pseudolosowy zawierający transmitowaną informację. Na początku transmisji zawiera on tylko sekwencję rozpraszającą, która jest ładowana do rejestru przesuwnego. Generator sygnału pseudolosowego o konstrukcji identycznej z generatorem nadawczym jest taktowany za pomocą podwojonego sygnału podnośnej koloru. Układ korelatora otrzymuje do porównania dwa sygnały, przy czym jeden z nich taktowany jest z podwójną szybkością. Po uzyskaniu synchronizacji sygnał wyjściowy bramki OR powoduje przełączenie na takt o częstotliwości podstawowej (pkt. 5). Sekwencje rozpraszające po stronie odbiorczej i nadawczej pozostają zsynchronizowane. Po zsumowaniu sygnału rozpraszającego i odbieranego w bramce EX-OR otrzymywane są transmitowane dane.



Rys. 5 Synchronizacja za pomocą podnośnej koloru

8.5.1.2. SYNCHRONIZACJA ZA POMOCĄ IMPULSÓW ODCHYLANIA RAMKI

Inną możliwością synchronizacji generatora sygnału pseudolosowego jest synchronizacja za pomocą impulsów odchylania pobieranych z odbiornika telewizyjnego. W podanym przykładzie do tego celu zostały wykorzystane impulsy odchylania ramki. Zastosowany dzielnik częstotliwości przez cztery daje częstotliwość zegarową rejestru przesuwnego równą 12,5 Hz (zmieniając stosunek podziału można wybrać inną częstotliwość zegarową). Układ może być więc wykorzystany jedynie do powolnego kluczowania częstotliwości nadawania. Schemat blokowy przedstawiono na rysunku 8.6. Zerowanie rejestrów po obu stronach dokonywane jest za pomocą krótkiego tonu synchronizującego nadawanego przed rozpoczęciem łączności. Ton ten nadawany jest na umownej częstotliwości w.cz., która może być różna od częstotliwości pracy. Zeruje on (po zdekodowaniu w dekoderze) dzielniki częstotliwości i rejestry u obu korespondentów. Po zakończeniu tonu po obu stronach rozpoczyna się synchroniczna generacja kodu pseudolosowego. Synchronizacja stacji musi być dokonana jednorazowo na początku łączności, a nie za każdym razem przy zmianie kierunku transmisji.



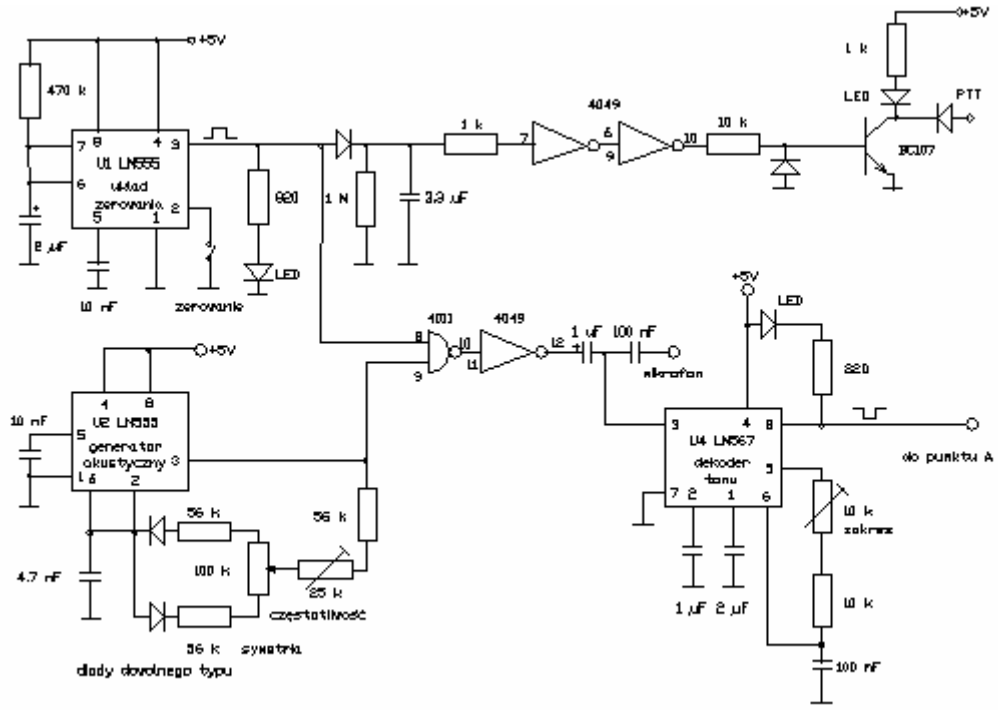
Rys.6.Zasada synchronizacji za pomocą sygnału telewizyjnego

Dokładny schemat przedstawiono na rysunku 8.7. Scalony generator LM555 (U2) generuje sygnał prostokątny o częstotliwości ok. 2 kHz. Drugi z obwodów LM555 pracuje w układzie przerzutnika monostabilnego i generuje pojedyńczy impuls o długości ok. 1 sekundy po wyzwoleniu go za pomocą zwarcia nóżki 2 do masy (synchronizacja stacji). Impuls ten powoduje przepuszczenie tonu 2 kHz przez bramkę U7C do wejścia mikrofonowego nadajnika. Ten sam impuls po przedłużeniu go w układzie złożonym z opornika 1 MΩ i kondensatora 3,3 µF steruje przez bramki U8C, U8D i tranzystor przełączaniem nadawanie-odbiór radiostacji. Dzięki przedłużeniu impulsu nadajnik zostaje włączony przez pewien czas po zakończeniu impulsu synchronizującego. Jednocześnie ton synchronizujący podawany jest na dekoder tonu LM567 (U4), którego sygnał wyjściowy zeruje dzielnik częstotliwości i rejestr przesuwny stacji nadawczej. Tylne zbocze impulsu jest

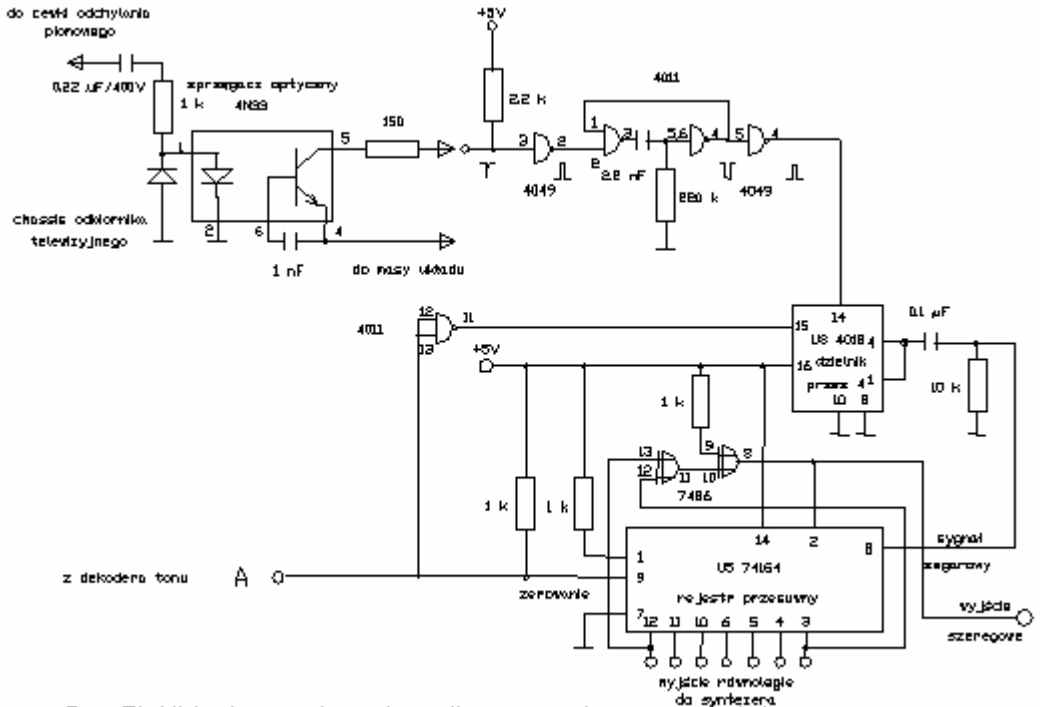
właściwym momentem synchronizacji obu korespondentów. Dzielnik częstotliwości odchylania ramki zbudowany jest na obwodzie 4018 (U3), a generator ciągu pseudolosowego na rejestrze przesuwnym 74164 (U5). W rozwiązaniu tym zastosowano (ze względu na prostotę) rejestr 7-stopniowy ze sprzężeniami z wyjść stopni pierwszego i siódmego. Można tu oczywiście użyć rejestru o większej długości, np. jednego z dwu opisanych poprzednio. Jako sumatory w układzie sprzężenia zwrotnego pracują bramki EX-OR typu 7486 lub ich odpowiedniki CMOS (można tu użyć obwodów 4015 i 4070). Użycie innego typu rejestru (z równoległymi wejściami ładującymi) pozwalałoby na ładowanie go dowolną inną kombinacją bitów (zamiast zerowania) i otrzymywanie różnych ciągów rozpraszających, a przez to pracę większej liczby stacji w tym samym kanale. Dokonanie odpowiednich zmian w układzie nie powinno nastręczyć większych trudności.

Wyjścia rejestru mogą być użyte do sterowania syntezera częstotliwości bezpośrednio lub przez koder zrealizowany na pamięci EPROM (jest to zależne od konstrukcji syntezera i wymaganych przez niego kodów sterujących). Wymaga to dokładnego zapoznania się ze schematem używanej radiostacji.

Sygnał zegarowy pobierany jest z cewek odchylania pionowego odbiornika telewizyjnego. Dla zapewnienia izolacji układu od napięcia sieci zastosowano sprzęgacz optyczny. Uzyskane w ten sposób impulsy są przedłużane za pomocą multiwibratora zbudowanego na bramkach U7A i U7B. Dla uzyskania wyższej częstotliwości zegarowej można skorzystać z impulsów odchylania linii i dobrać inny stosunek ich podziału.



Rys.7a.Uklad synchronizacji generatora pseudolosowego



Rys.7b.Układ synchronizacji generatora pseudolosowego

Po stronie odbiorczej sygnał z wyjścia głośnikowego odbiornika doprowadzony jest bezpośrednio do wejścia dekodera tonu (U4), a generatory tonu i impulsu (LM555, U1 i U2), bramki na ich wyjściach i układ przełączania nadawanie-odbiór są zbędne. Reszta układu pozostaje bez zmian. W obu układach diody świecące mogą być wogóle pominięte.

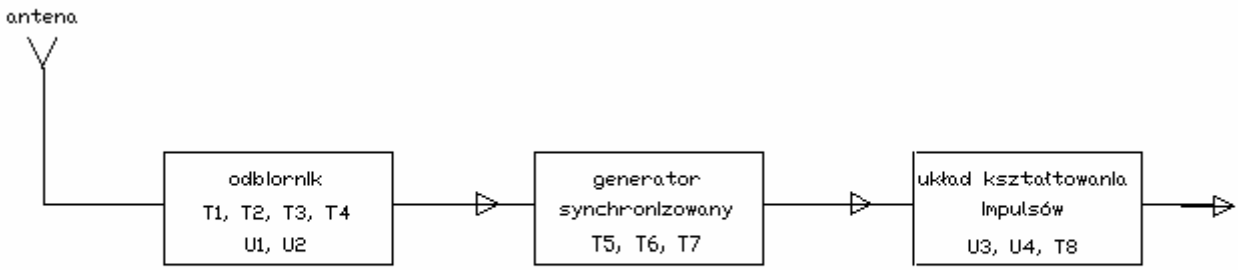
Jedną z możliwości udoskonalenia układu jest zastąpienie generatorów i dekoderów tonu przez układ generujący/dekodujący pary tonów DTMF. Odpowiednie obwody scalone dostępne są powszechnie na rynku. Większość z nich jest sterowana kwarcem, co oszczędza konieczności zestrajania i zapewnia większą niezawodność pracy. Wiele modeli fabrycznych radiostacji (zwłaszcza przenośnych) wyposażonych jest w koder DTMF, co znacznie upraszcza konstrukcję układu.

Przedstawiony układ nie jest jedynym możliwym rozwiązaniem, może on jednak stanowić dobrą podstawę do własnych eksperymentów.

8.5.1.3. SYNCHRONIZACJA ZA POMOCĄ SYGNAŁU DŁUGOFALOWEGO

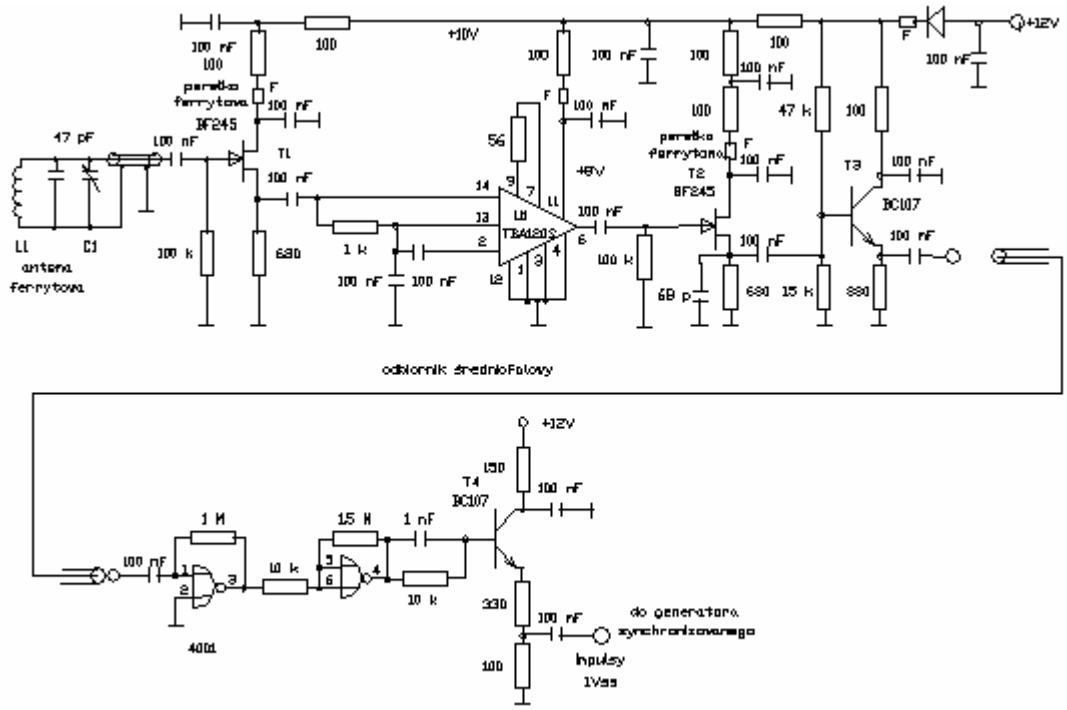
Odbiornik sygnału wzorcowego nadawanego w zakresie długo- lub średniofalowym wyposażony jest w odpowiedni dzielnik częstotliwości pozwalający na uzyskanie sygnału zegarowego. Dla częstotliwości ok. 1500 kHz stosunek podziału wynosi od 281 do 299, dla częstotliwości 225 kHz odpowiednio mniej (w przypadku kluczowania częstotliwości). W systemach kluczowania fazy można wykorzystać sygnał bezpośredni. Wykorzystanie sygnału stacji średniofalowej pozwala na uzyskanie większych częstotliwości sygnału zegarowego niezbędnych w systemach kluczowania fazy. Powielanie uzyskanego w ten sposób sygnału zegarowego, np. za pomocą pętli synchronizacji fazy, nie jest zalecane ze względu na wprowadzaną w ten sposób pasożytniczą modulację fazy. W praktyce do eksperymentów amatorskich wystarczy wykorzystanie sygnałów stacji leżących w górnej części zakresu średniofalowego. Dla częstotliwości 1,5 MHz szerokość głównego listka widma sygnału z kluczowaniem fazy wynosi 3 MHz. Pozwala to na prowadzenie prób w paśmie 70 cm i wyższych. Częstotliwość 225 kHz może być użyta w trakcie prób w paśmie 2 m. W razie potrzeby można zastosować podwajacz częstotliwości w postaci

prostownika dwupołowkowego włączonego na wyjściu generatora. Schemat blokowy odbiornika przedstawiono na rysunku 8.8.

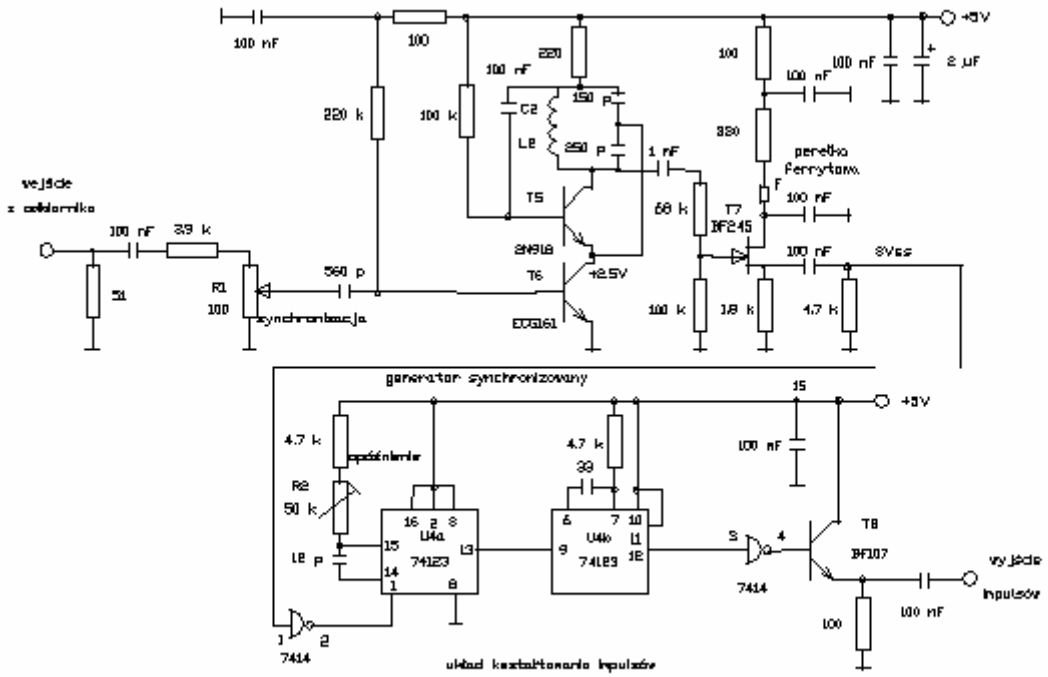


Rys.8. Odbiornik sygnału synchronizującego

Układ odbiorczy składa się z trzech bloków: odbiornika właściwego, generatora synchronizowanego i układu kształtowania impulsów. Dokładny schemat przedstawiono na rysunku 8.9.



Rys.9a. Synchronizacja za pomocą sygnału średniofalowego



Rys.9b.Synchronizacja za pomocą sygnału średniofalowego

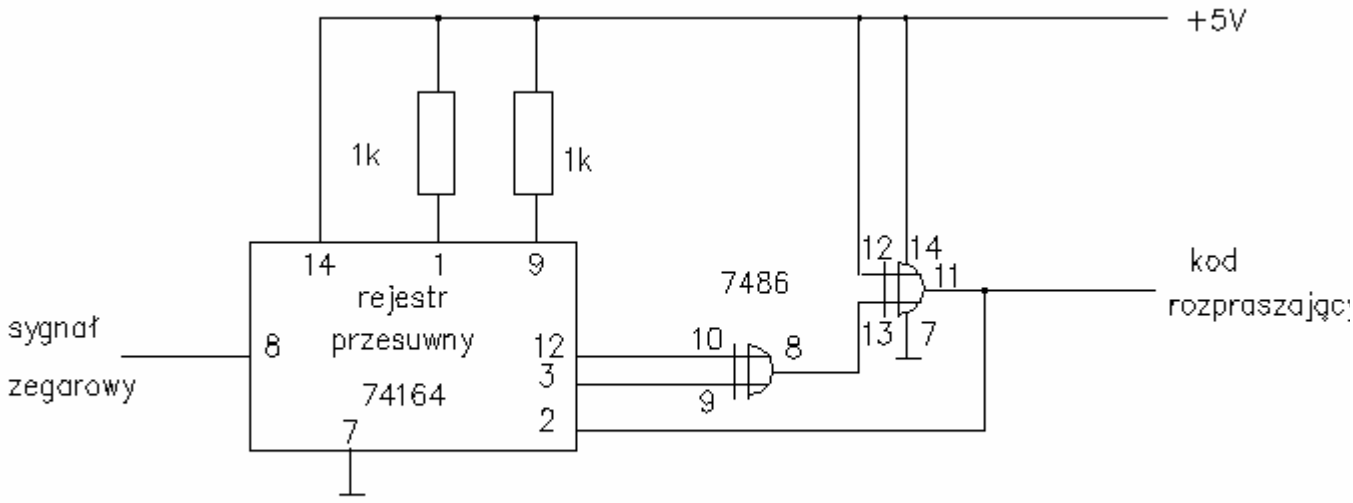
Człon odbiorczy zrealizowany jest na obwodzie scalonym TBA120 charakteryzującym się skutecznym ograniczaniem amplitudy, pozwalającym na eliminację wpływu modulacji amplitudy. Część odbiorcza, wyposażona w antenę ferrytową, może być zmontowana w oddzielnym pudełku ekranującym i zainstalowana w miejscu o najkorzystniejszych warunkach odbioru. Zastosowany na wyjściu wtórnik emiterowy pozwala na połączenie odbiornika z dalszymi członami za pomocą kabla koncentrycznego. Ekranowanie odbiornika (i umieszczenie go w innym miejscu) jest pożądane ze względu na eliminację zakłóceń pochodzących z generatora synchronizowanego. Częstotliwość pracy generatora równa jest częstotliwości odbieranej. Ekranowanie generatora nie jest niezbędne, ale może być korzystne w niektórych przypadkach. Sygnał wyjściowy odbiornika, wzmocniony za pomocą bramek 4001 pracujących w liniowym obszarze pracy, synchronizuje generator LC. Generator ten stanowi swego rodzaju filtr dostrojony do częstotliwości nośnej i odfiltrowujący wstęgi boczne.

Wyjściowy sygnał sinusoidalny po ograniczeniu w układzie przerzutnika Schmitta (7414) doprowadzony jest do układu kształtującego złożonego z dwóch przerzutników monostabilnych. Pierwszy z nich generuje impulsy o regulowanej długości, dzięki czemu możliwa jest regulacja fazy sygnału wyjściowego. Drugi z nich generuje właściwe impulsy wyjściowe o zadanej długości. W miarę potrzeby impulsy te mogą być doprowadzone do dzielnika częstotliwości. Wtórnik emiterowy na tranzystorze T8 dopasowuje wyjście układu do impedancji kabla koncentrycznego.

Synchronizacja fazy może być dokonana za pomocą układu analogicznego do opisanego w p. 5.1.2 lub w najprostszym przypadku ręcznie.

8.5.1.4. GENERATOR SYGNAŁU PSEUDOLOSOWEGO

Rysunek 8.10 przedstawia układ generatora sygnału pseudolosowego zbudowany na rejestrze przesuwnym TTL typu 74164. W układzie można oczywiście wykorzystać dowolne rejestry przesuwne TTL lub CMOS, najlepiej odpowiadające jednej z wymienionych powyżej norm. Jako sumatory mogą być także wykorzystane dowolne bramki EX-OR TTL lub CMOS. Rejestry o większej długości mogą być zestawione z kilku układów scalonych. Sygnał zegarowy pochodzi z jednego z przedstawionych układów synchronizacji. Jako stanu początkowego rejestru najlepiej jest użyć na początek stanu zerowego. Wszystkie inne stany początkowe powodują uzyskanie ciągu maksymalnego przesuniętego w fazie (pozwala to na pracę większej liczby stacji i lepsze wykorzystanie kanału). Wymuszone zerowanie rejestru w trakcie łączności, powodujące skok fazy sygnału rozpraszającego nie jest zalecane i było nawet zakazane w trakcie eksperymentów amerykańskich.



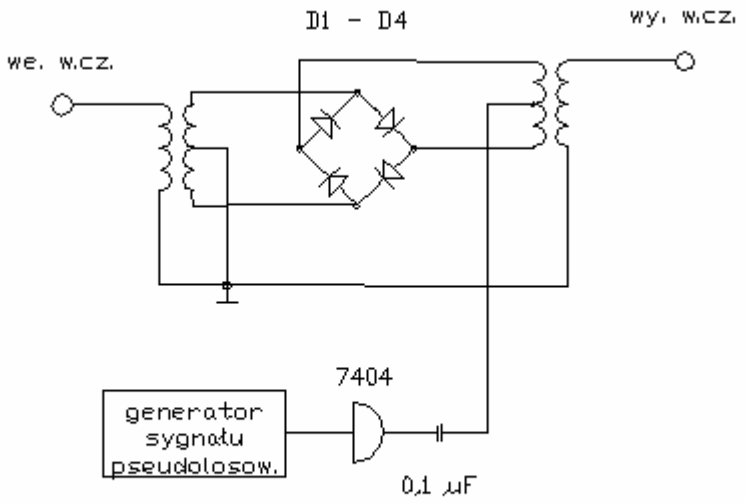
Rys. 10 Generator kodu rozpraszającego

W systemach kluczowania fazy jako sygnał rozpraszający wykorzystywany jest sygnał wyjściowy ostatniego stopnia rejestru, w systemach kluczowania częstotliwości odpowiednia liczba wyjść równolegle.

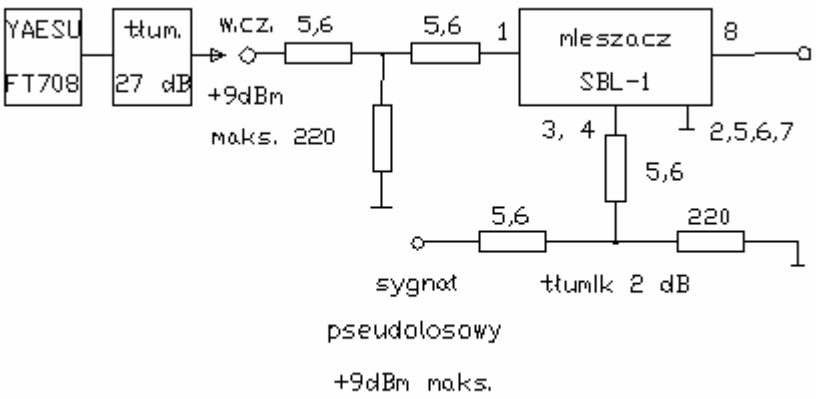
8.5.1.5. MODULATOR ZRÓWNOWAŻONY

Na rysunku 8.11 przedstawiony jest układ diodowego mieszacza zrównoważonego stosowanego w systemach dwufazowego kluczowania fazy. Mieszacz zasilany jest sygnałem TTL pochodzącym z ostatniego stopnia rejestru przesuwnego. Sygnał wielkiej częstotliwości z nadajnika musi być doprowadzony przez tłumik, aby uniknąć przesterowania mieszacza. Przykładowe rozwiązanie mieszacza z wykorzystaniem modułu SBL-1 (IE-500) przedstawia rysunek 8.12. Mieszacz ten dołączony jest do wyjścia antenowego radiostacji FT-708 (moc 1 W, pasmo 70 cm) przez tłumik o tłumieniu 27 dB. W przypadku radiostacji o większej mocy należy zwiększyć tłumienie. Stopień wytłumienia nośnej na wyjściu zależny jest od stopnia zrównoważenia mieszacza i długości kodu rozpraszającego. Różnica liczby stanów zero i jeden w kodzie wynosi jeden, maksymalne tłumienie nośnej obliczane jest więc ze stosunku 1/l gdzie l oznacza długość kodu, np. dla rejestrów

7-bitowych jest to 1/127 czyli ok. 21 dB, dla rejestrów 9-bitowych - 1/511 (ok. 27 dB). Na wyjściu mieszacza konieczne jest dołączenie selektywnego wzmacniacza mocy. Po stronie odbiorczej na wyjściu mieszacza (przed wejściem odbiornika) zalecany jest tłumik o tłumieniu ok. 96 dB. Oczywiście można tu zastosować dowolny scalony mieszacz zrównoważony (np. S042 lub podobne). Powinien to być mieszacz podwójnie zrównoważony dla zminimalizowania na wyjściu składowych związanych z sygnałem rozpraszającym. Jak wynika z podanych przykładów do eksperymentów amatorskich można zastosować nawet radiostacje przenośne. Rozwiązania takie były najczęściej stosowane w trakcie doświadczeń wykonywanych przez krótkofalowców amerykańskich.

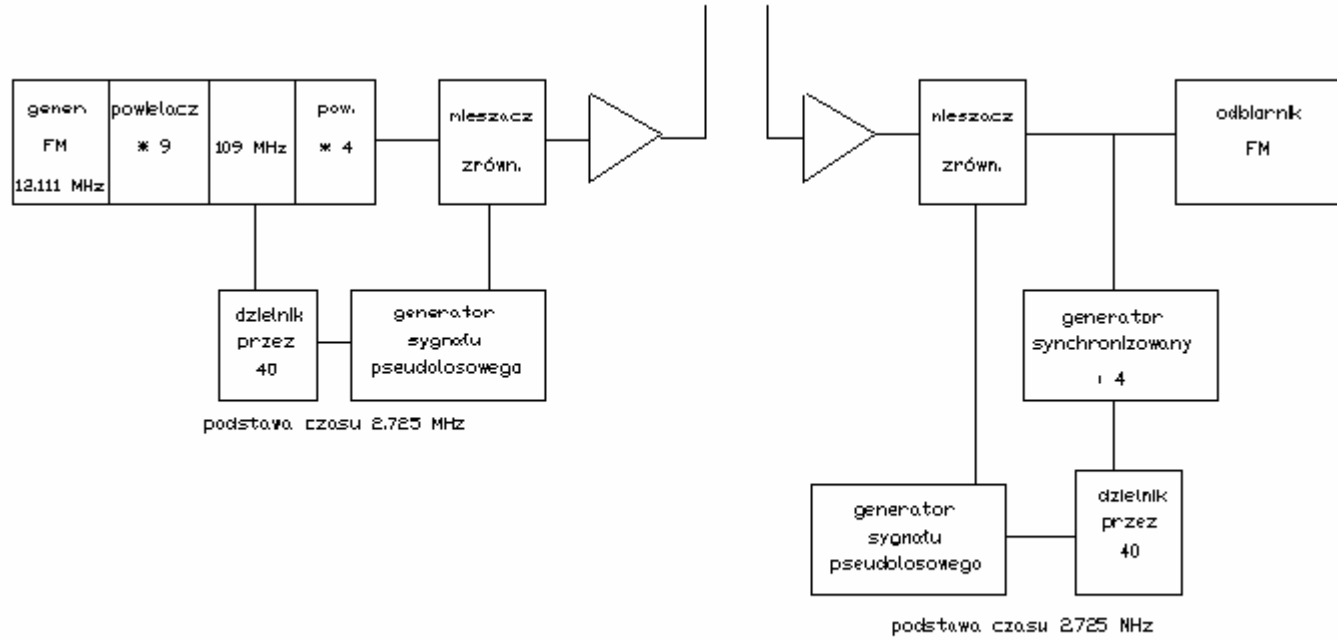


Rys.11.Mieszacz zrownowazony



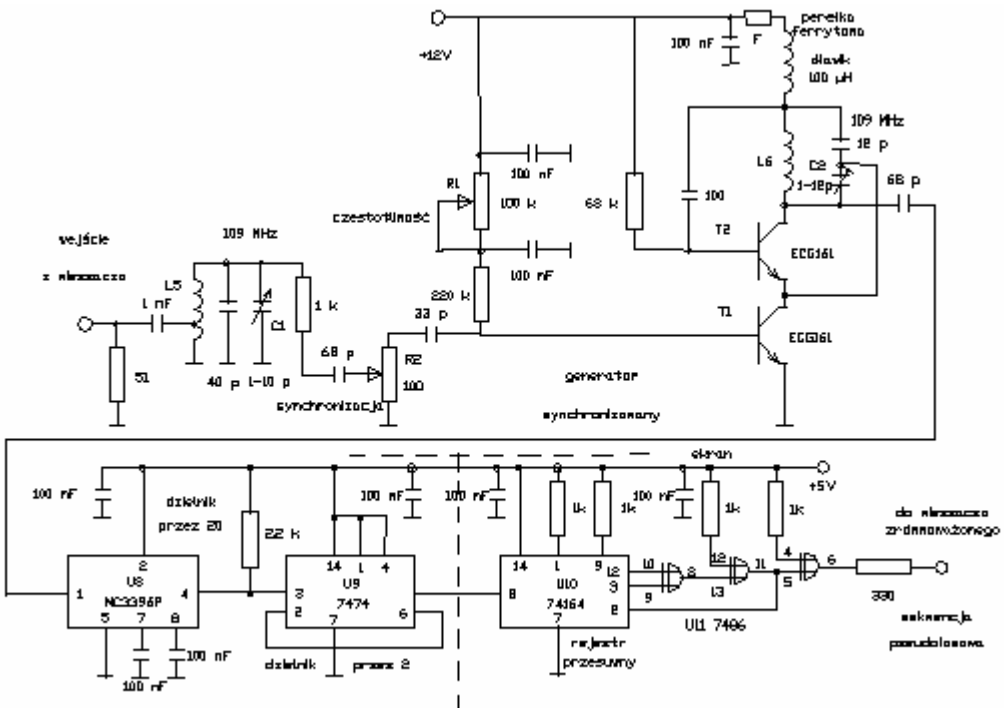
Rys.12.Mieszacz po stronie nadawczej

8.5.2. SYNCHRONIZACJA ZA POMOCĄ NOŚNEJ

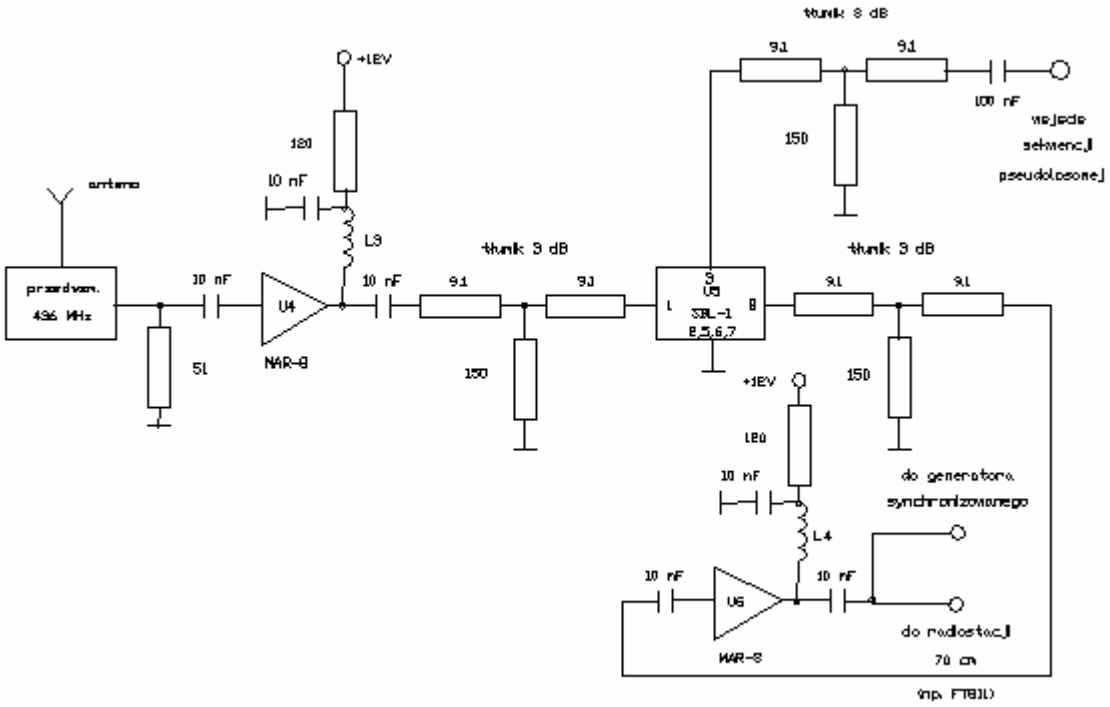


Rys.13.Tor transmisyjny z rozpraszaniem widma

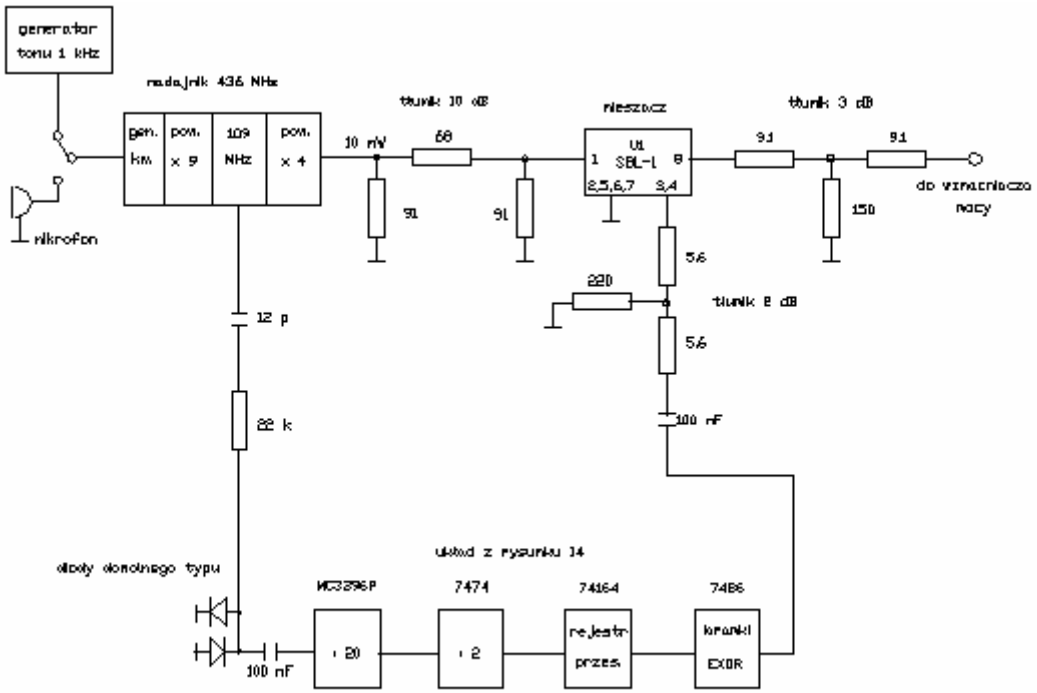
Schemat blokowy układu z synchronizacją za pomocą nośnej sygnału nadawanego przedstawia rysunek 8.13. Charakteryzuje się on znaczną prostotą i uniezależnieniem błędu synchronizacji od odległości między korespondentami (czasu propagacji sygnału radiowego). W układzie tym generator sygnału pseudolosowego w nadajniku otrzymuje sygnał zegarowy uzyskany z podziału 1/4 częstotliwości nośnej. W przedstawionym przykładzie sygnał ten jest dzielony dalej przez 40. Po stronie odbiorczej rejestr przesuwny zasilany jest sygnałem pochodzącym z synchronizowanego generatora o tej samej częstotliwości. Przy braku synchronizmu generator pracuje na częstotliwości zbliżonej do częstotliwości stosowanej w nadajniku. Częstotliwość zegarowa rejestru różni się więc nieznacznie od częstotliwości po stronie nadawczej. Generowany ciąg rozpraszający przesuwa się z wolna w fazie w stosunku do ciągu nadawanego. W momencie zgodności czasowej obu ciągów na wyjściu modulatora zrównoważonego pojawia się nośna synchronizująca generator. Od tego momentu oba ciągi pozostają w stanie synchronizacji przez długi czas (wystarczający do przeprowadzenia łączności). W układzie mogą być użyte modulatory opisane w punkcie 5.1.5. Przykładowo dla częstotliwości nośnej 436 MHz jej 1/4 wynosi 109 MHz, a częstotliwość zegarowa rejestru po podziale przez 40 - 2,725 MHz (szerokość głównego listka równa jest 5,450 MHz). Możliwe jest także zastosowanie innych stosunków podziału. Wadą tego rozwiązania jest konieczność wyprowadzenia z nadajnika sygnału sprzed ostatniego powielacza (przeróbek radiostacji). Możliwe byłoby także użycie dzielnika sygnału wyjściowego podłączonego do wyjścia antenowego radiostacji. Zaletą jest brak uzależnienia od zewnętrznego źródła synchronizacji. Schematy torów odbiorczego i nadawczego przedstawione są na rysunkach 8.14 i 8.15. Jako dzielników częstotliwości można użyć dowolnych dzielników TTL lub CMOS.



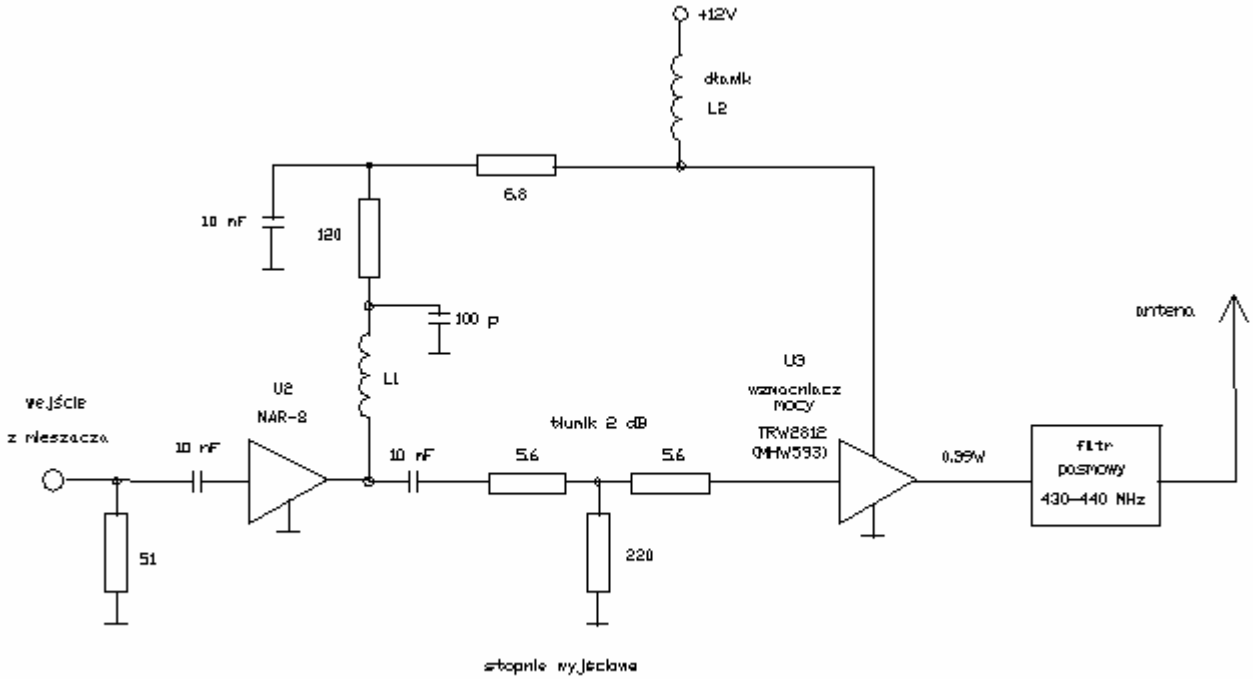
Rys.14a.Synchronizacja generatora w odbiorniku



Rys.14b.Odbiornik systemu z kluczowaniem fazy



Rys.15a.Nadajnik systemu z kluczowaniem fazy



Rys.15b.Nadajnik systemu z kluczowaniem fazy

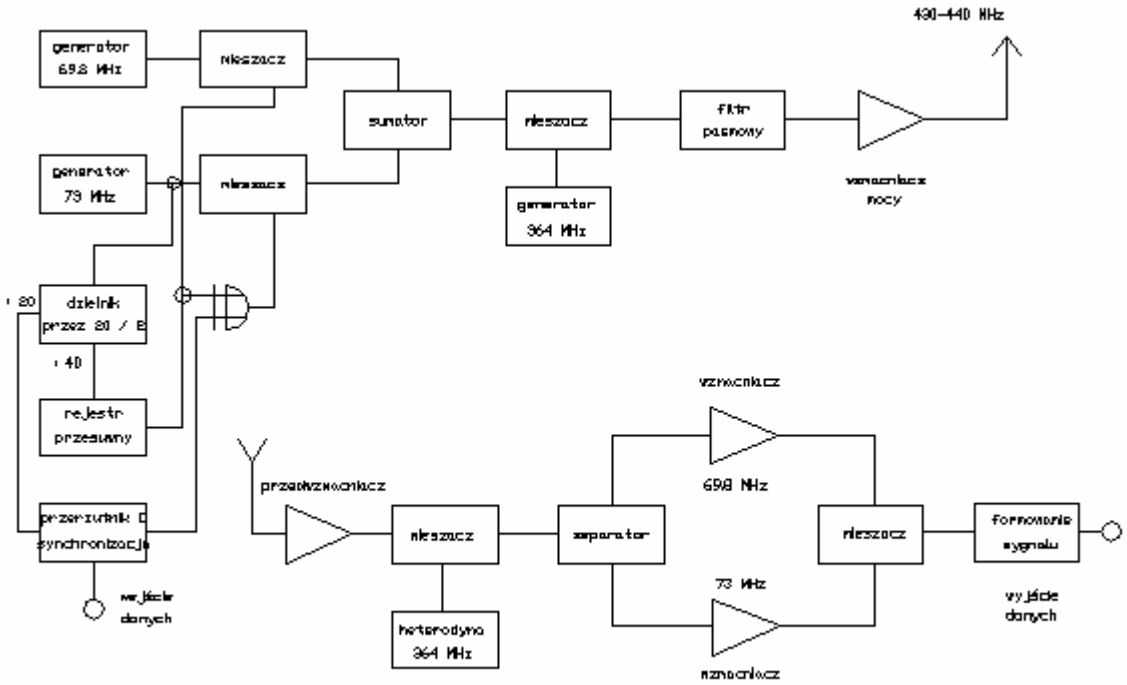
Nadajnik powinien dostarczać sygnału o stosunkowo małej mocy, ok. 10 mW aby nie przesterować mieszacza. Dodatkowo na wejściu mieszacza znajdują się tłumiki zapobiegające jego przesterowaniu i powstawaniu nieliniowych zniekształceń sygnału wyjściowego. Dołączony na wyjściu wzmacniacz mocy dostarcza sygnału o mocy 0,4 W. Można tu oczywiście użyć dowolnego innego wzmacniacza mocy, także konstrukcja nadajnika może być dowolna.

W układzie odbiorczym sygnał w.cz. po odpowiednim wzmocnieniu doprowadzony jest do wejścia mieszacza zrównoważonego. Sygnał wyjściowy mieszacza synchronizuje gene-

rator zbudowany na tranzystorach T1 i T2. Generator ten dostrojony jest do częstotliwości będącej 1/4 częstotliwości sygnału wejściowego, a więc np. – 109 MHz. Możliwe byłoby tu zastosowanie pętli synchronizacji fazy, jednak rozwiązanie to jest dużo prostsze i mniej wrażliwe na zakłócenia. Dalszą zaletą jest krótki czas reakcji (synchronizacji układu). Osiągane zasięgi ograniczone są przez czułość synchronizacji generatora. Sygnał wyjściowy generatora po podziale częstotliwości przez 40 zasila rejestr przesuwny. Wyjściowy sygnał pseudolosowy jest podawany na drugie wejście mieszacza zrównoważonego po odpowiednim dopasowaniu poziomu. Jako odbiornika można użyć dowolnej radiostacji na pasmo 70 cm. W razie potrzeby na wejściu odbiornika należy włączyć tłumik sygnału w celu uniknięcia przesterowania.

8.5.3. TRANSMISJE CYFROWE

Na rysunku 8.16 przedstawiono szybki modem z rozpraszaniem widma. Cechą charakterystyczną układu jest równoległa transmisja sygnału rozpraszającego. Dopuszczalne są szybkości transmisji przekraczające 38 kbit/s.



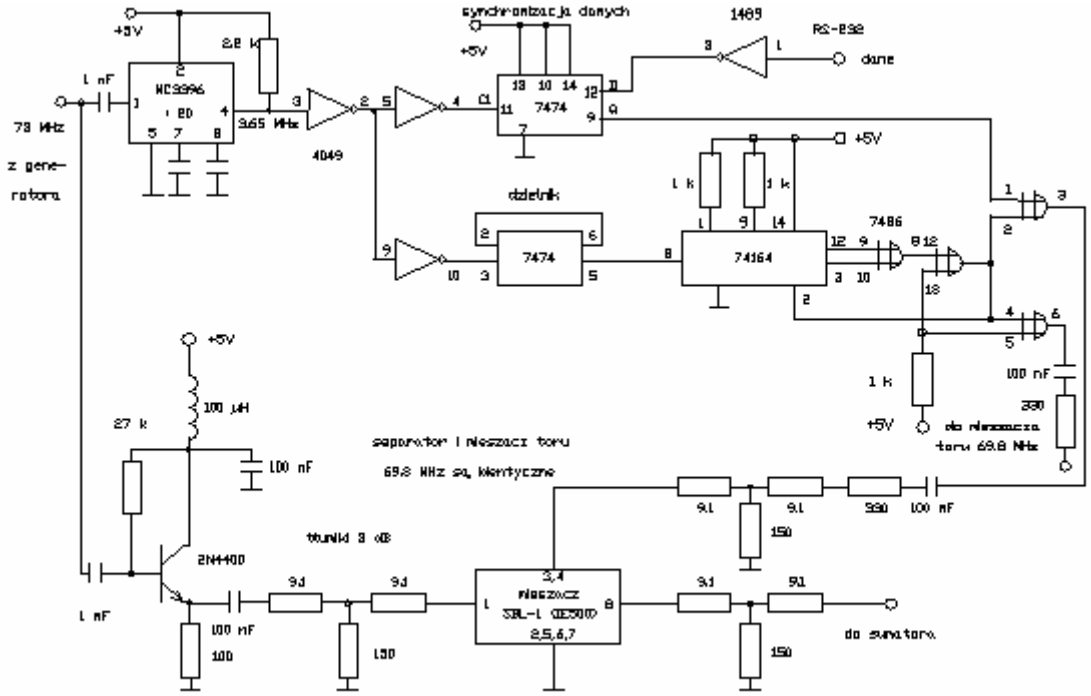
Rys.16.Szybki modem

Nadajnik składa się z dwóch generatorów pracujących na częstotliwościach 69,8 MHz i 73 MHz. Mogą to być dowolne generatory kwarcowe. Częstotliwości generatorów są również dowolne. Sygnały wyjściowe generatorów mieszane są wmieszaczach zrównoważonych z sygnałem rozpraszającym. Generator 73 MHz synchronizuje także układ generatora ciągu pseudolosowego. Stosunek podziału częstotliwości wynosi 40. Można tu zastosować dzielniki MC3396P i 7474. Częstotliwość zegarowa wynosi więc 1,825 MHz. Sygnały wyjściowe z mieszaczy są następnie sumowane (nie mieszane) ze sobą. Układem sumującym może być cewka nawinięta trifilarnie (trzy druty równolegle) na rdzeniu ferrytowym. W dalszej częsci nadajnika następuje zmieszanie tego sumarycznego sygnału (o częstotliwości środkowej 71,4 MHz) z sygnałem generatora lokalnego w celu otrzymania pożądanej częstotliwości pracy, leżącej np. w paśmie 430 MHz. Całkowita szerokość pasma wynosi ok. 6,9 MHz i rozciąga się (przed zmieszaniem) między 67,975 MHz a 74,825 MHz. Dane cyfrowe sumowane są w układzie sumatora logicznego (bramki EX-

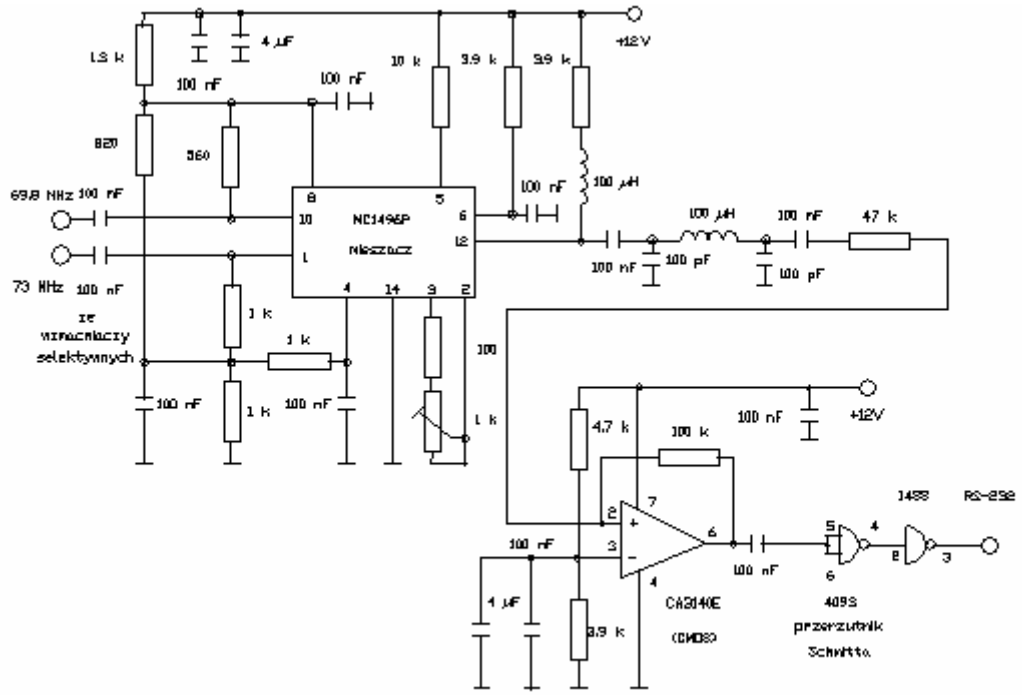
OR) z ciągiem pseudolosowym. Przed zsumowaniem są one synchronizowane w układzie przerzutnika D (7474). Do wejścia zegarowego przerzutnika doprowadzony jest sygnał o częstotliwości 3,65 MHz (z wyjścia dzielnika przez 20).

W odbiorniku sygnał o częstotliwości pośredniej 71,4 MHz rozdzielany jest na dwa tory wzmacniaczy selektywnych o częstotliwościach środkowych równych 69,8 MHz i 73 MHz. Sygnały wyjściowe wzmacniaczy doprowadzone są do obu wejść mieszacza zrównoważonego. W torze 69,8 MHz transmitowany jest sygnał rozpraszający, a w torze 73 MHz – sygnał zmodulowany danymi użytecznymi. Odpada tutaj skomplikowany problem synchronizacji odbiornika. Otrzymywany na wyjściu mieszacza zrównoważonego sygnał użyteczny może być następnie wzmacniany i kształtowany w dalszych stopniach w zależności od potrzeb.

Główne fragmenty układów nadajnika i odbiornika przedstawiono na rysunkach 8.17 i 8.18.

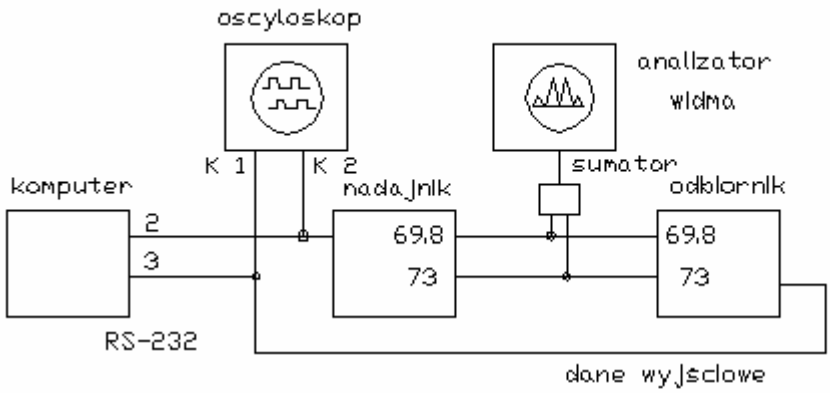


Rys.17.Tor nadawczy modemu



Rys.18.Demodulator modemu

Rysunek 8.19 przedstawia uproszczony układ pomiarowy. W układzie tym człony nadawczy i odbiorczy modemu są sprzężone ze sobą bezpośrednio, bez udziału kanału w.cz. Komputer dostarcza sygnału cyfrowego, np. w wyniku transmisji odpowiednio długiego zbioru. Nadawane i odbierane dane obserwowane są na dwukanałowym oscyloskopie. Podłączenie analizatora widma nie jest konieczne.

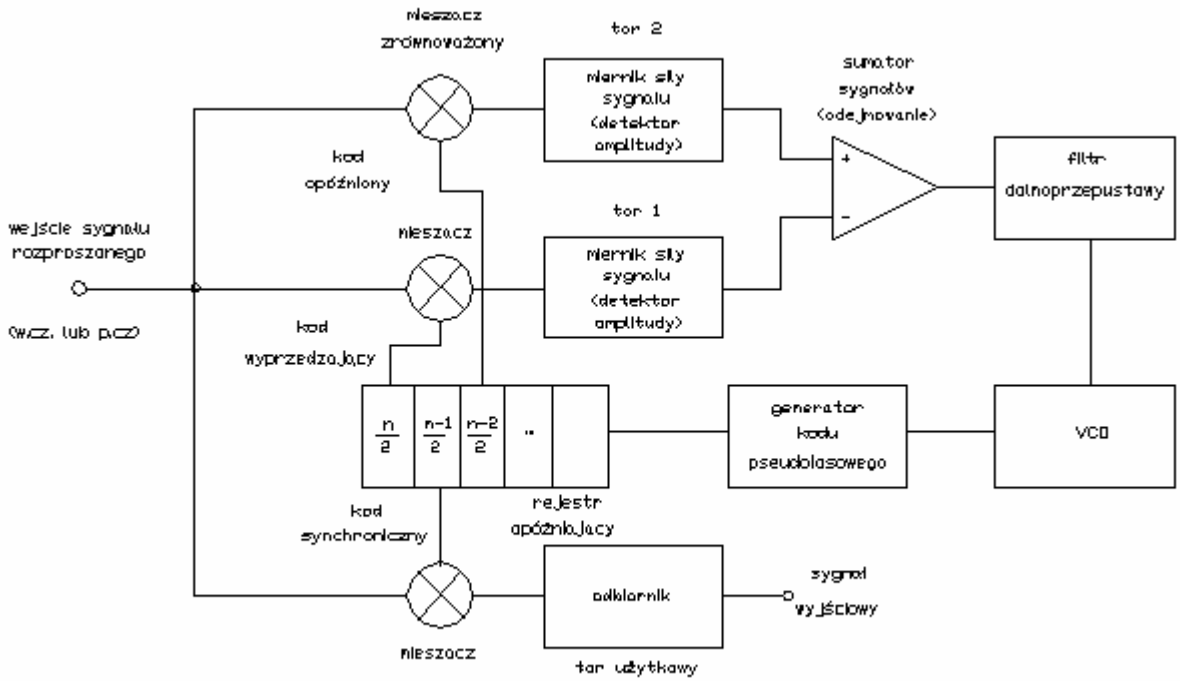


Rys.19.Układ pomiarowy modemu

Zasadę równoległej transmisji ciągu rozpraszającego i sygnału zmodulowanego można oczywiście stosować także w transmisjach fonicznych.

8.5.4. SYNCHRONIZACJA ZA POMOCĄ CYFROWEJ PĘTLI FAZOWEJ

Obwód synchronizacji fazy przedstawiony na rysunku 8.20 zawiera dwa mieszacze skupiające, do których doprowadzony jest kod przesunięty wzajemnie w fazie o czas trwania pojedyńczego bitu. Możliwe jest też przyjęcie jako różnicy faz czasu trwania dwóch bitów. W celu otrzymania wymaganego przesunięcia w fazie zastosowano dodatkowy rejestr przesuwny. Amplitudy skupionych sygnałow na wyjściu mieszaczy są mierzone i po zsumowaniu wyników (a dokładniej rzecz biorąc odjęciu w celu otrzymania charakterystyki regulacji o kształcie litery S) uzyskiwane jest napięcie regulujące częstotliwość generatora zegarowego. W stanie braku synchronizacji częstotliwość zegarowa powinna się różnić od wymaganej, tak aby umożliwić wzajemne przesuwanie się w fazie kodu odbieranego i generowanego lokalnie. Po osiągnięciu różnicy faz mniejszej od czasu trwania bitu następuje zaskok synchronizacji i pętla dąży do zminimalizowania różnicy faz między kodem "środkowym" i odbieranym (kompensuje ona niestabilności generatorów zegarowych w nadajniku i odbiorniku, wpływ zmian czasu propagacji itp.). Optymalny punkt pracy znajduje się na środku charakterystyki. Kod synchroniczny doprowadzony jest do trzeciego mieszacza, którego sygnał po skupieniu steruje odbiornik. Dla skrócenia czasu zaskoku odbiorniki są często wyposażone w układy synchronizacji zgrubnej. W warunkach amatorskich dla uproszczenia układu można, biorąc pod uwagę niewielkie długości kodów, zrezygnować z synchronizacji zgrubnej. Częstotliwość zegarowa nadawanego kodu może, ale nie musi być synchronizowana nośną.

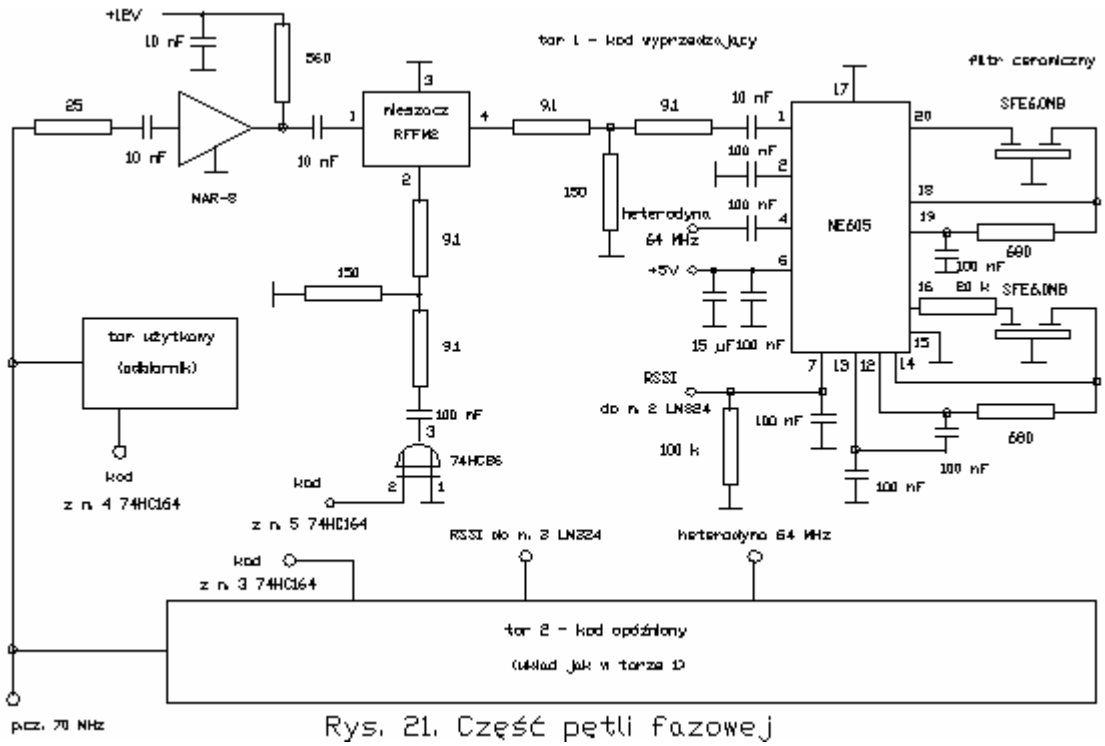


Rys. 20. Synchronizacja za pomocą pętli fazowej

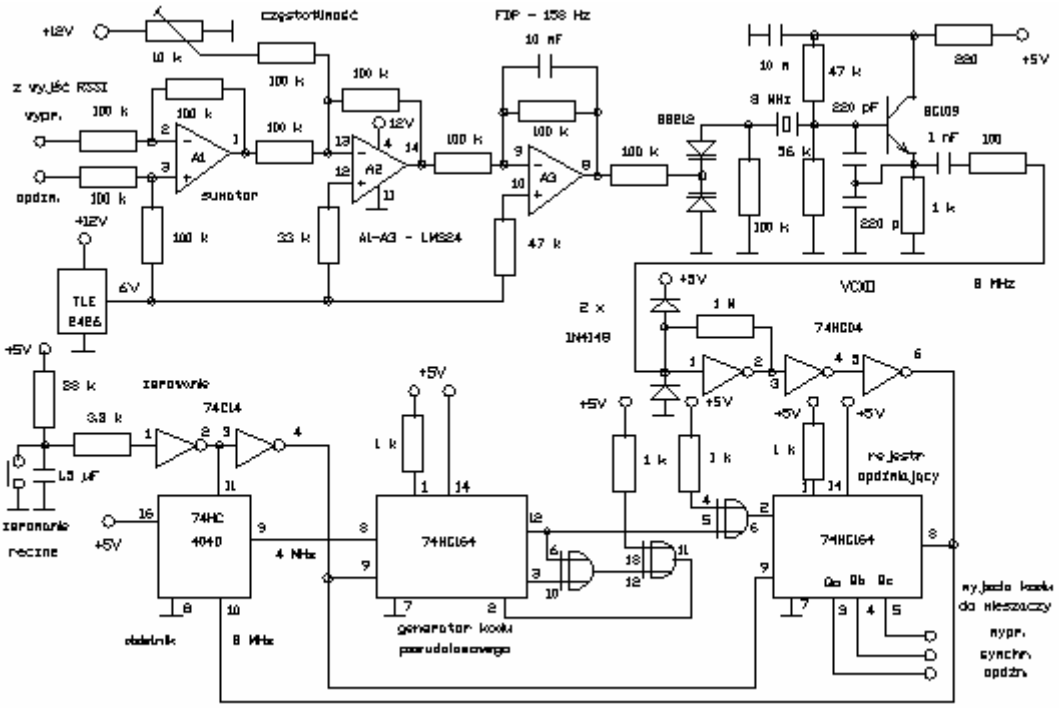
Na rysunkach 8.21 - 8.23 przedstawione są szczegółowe schematy najważniejszych członów odbiornika z pętlą fazową. Pętla synchronizacji fazy składa się z dwóch identycznych części, w których zastosowano mieszacze RFFM2 i scalone odbiorniki FM typu NE605. Dostarczają one napięcia proporcjonalnego do siły sygnału (na wyjściu S-metra – RSSI). Pracują one więc jedynie jako mierniki amplitudy i mogą być zastąpione przez inne dowolne obwody odbiorników albo wzmacniaczy p.cz. pod warunkiem, że są one wyposażone w wyjście siły odbioru (np. MC3361). Zakres dynamiki pomiarów wynosi dla obwo-

dów NE605 ok. 90 dB. Trzeci tor (użytkowy) może być zbudowany identycznie – zdemodulowany sygnał pobierany jest wówczas z nóżki 11 obwodu NE605. Na wyjście mieszacza skupiającego można także dołączyć dowolny odbiornik albo radiostację jak to przedstawiono w poprzednich przykładach. Oryginalny układ, opracowany przez G1PVZ składał się z trzech identycznych bloków i pracował na częstotliwości pośredniej 70 MHz. Częstotliwość pośrednia może być oczywiście dowolna, np. 145 MHz tak aby w odbiorniku na pasmo 70 cm zastosować radiostację na 2 m, jest ona także zależna od częstotliwości granicznych użytych obwodów scalonych. Pętla fazowa może także pracować bezpośrednio w zakresie w.cz. Dzięki stosunkowo dużemu wzmocnieniu i zakresowi dynamiki scalonych odbiorników czułość synchronizacji jest wyższa, aniżeli w przedstawionym poprzednio układzie z generatorem synchronizowanym bezpośrednio. Częstotliwość zegaroea kodu może być dowolnie wybrana i nie musi być stałym stosunkiem podziału z częstotliwością nośnej. Wzmacniacze MAR6 mogą być zastąpione przez dowolne układy tranzystorowe.

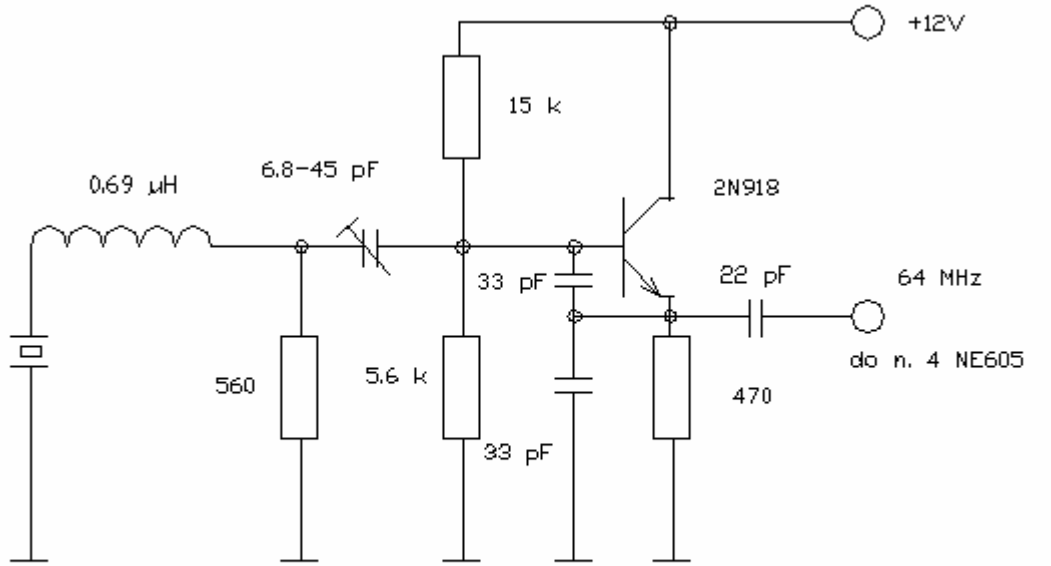
Napięcia proporcjonalne do siły odbioru z wyjść RSSI doprowadzone są do układu odejmującego zrealizowanego na wzmacniaczu operacyjnym A1 (LM324), po wzmocnieniu i odfiltrowaniu sygnał regulacji steruje częstotliwością generatora zegarowego (VCXO). Generator ten dostarcza sygnału o częstotliwości 8 MHz do rejestru opóźniającego, po dalszym podziale przez dwa otrzymywany jest sygnał zegarowy dla generatora kodu. Dzięki podziałowi częstotliwości otrzymywane są opóźnienia wynoszące +/- 1/2 czasu trwania bitu. Generator kodu jest identyczny z przedstawionymi uprzednio. Scalony dzielnik napięcia TLE2426 może być zastąpiony przez dzielnik napięcia zrealizowany na czwartym wzmacniaczu znajdującym się w obudowie LM324.



Rys. 21. Część pętli fazowej



Rys. 22. Synchronizowany generator kodu



Rys. 23 Heterodyna 64 MHz

8.5.4.1. SPIS CZĘŚCI

Tor mieszacza w pętli (pojedyńczy):
oporniki: 2 x 9,1, 25, 2 x 150, 560, 2 x 680, 20 k, 100 k,
kondensatory: 4 x 10 nF, 8 x 100 nF, 15 uF,
filtry ceramiczne: 2 x SFE6.0MB,
obwody scalone: NE605, 74HC86, MAR6 (MAR1 - MAR8, MSA0104 - MSA1104).

Generator kodu:
oporniki: 100, 120, 470, 4 x 1 k, 3,3 k, 2 x 33 k, 47 k, 56 k, 10 x 100 k, 1 M,
potencjometr: 10 k,
kondensatory: 2 x 220 pF, 1 nF, 2 x 10 nF, 1,5 uF,
tranzystor: BC109,
diody: dwie pojemnościowe BB212, dwie dowolne krzemowe,
obwody scalone: 74HC04, 74HC14, 74HC86, 2 x 74HC164, 74HC4040, TLE 2426, LM324,
kwarc 8MHz.

Heterodyna:
oporniki: 470, 560, 5,6 k, 15 k,
kondensatory: trymer 6,8-45 pF, 22 pF, 2 x 33 pF,
tranzystor: 2N918 (dowolny npn o odpowiedniej częstotliwości granicznej),
cewka 0,69 uH, kwarc.

9.CYFROWA OBRÓBKA SYGNAŁÓW

Wzrastająca szybkość pracy układów komputerowych otwiera przed nimi nową dziedzinę zastosowań – cyfrową obróbkę sygnałów COS (ang. Digital Signal Processing – DSP). Technika ta jest coraz szerzej stosowana nie tylko w profesjonalnej aparaturze łączności, sprzęcie akustycznym i komputerowym, ale także w sprzęcie amatorskim w:
- radiostacjach,
- odbiornikach,
- filtrach akustycznych,
- modemach i kontrolerach TNC/PTC.

Zrozumienie zasady działania układów cyfrowej obróbki sygnałów wymaga przytoczenia pewnego minimum wzorów i schematów blokowych. Ich wyprowadzenia wymagające znajomości rachunku różniczkowego i całkowego zostały pominięte. Czytelnicy, którym zrozumienie wzorów sprawi mimo to trochę trudności, mogą pominąć je za pierwszym razem i zapoznać się z nimi później.

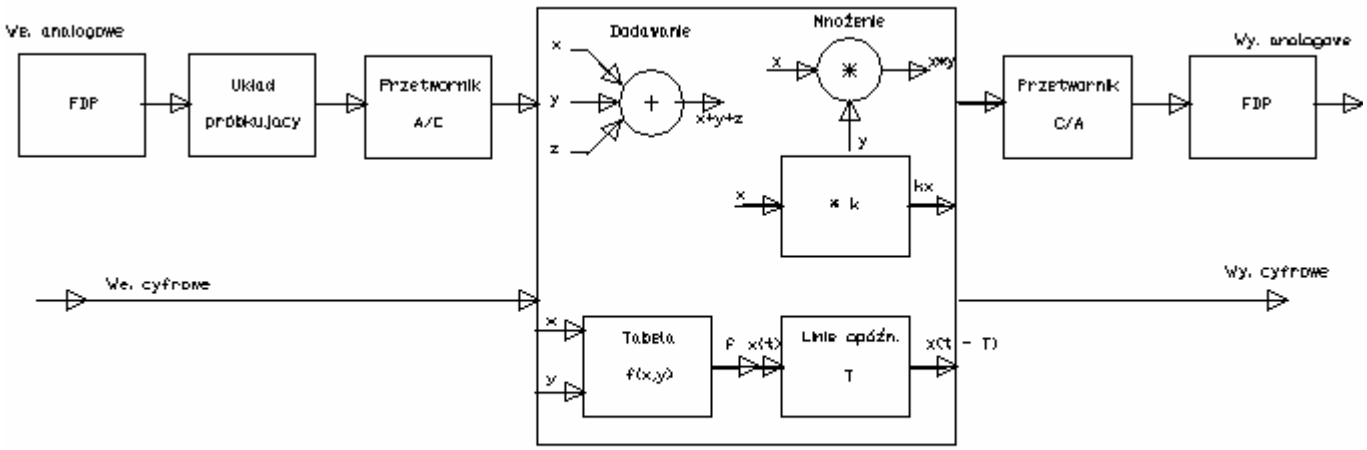
W ostatnim czasie na rynku pojawiły się niedrogie zestawy eksperymentalne zawierające procesory sygnałowe. Pozwalają one szerszym rzeszom amatorów na podjęcie eksperymentów z techniką COS. Programy tego typu spotykane są nawet w skrzynkach elektronicznych pakiet radio. W procesory sygnałowe wyposażone są również płytki muzyczne do komputerów PC. Ich rozpowszechnienie i coraz niższa cena predystynują je do eksperymentów amatorskich. Eksperymenty te nie są jednak możliwe bez minimalnego przygotowania teoretycznego.

9.1. ZASADY PRACY

Zasadę działania obróbki cyfrowej wyjaśnia rysunek 9.1. Analogowy sygnał zmienny przetwarzany jest w stałych odstępach czasu na postać cyfrową w przetworniku analogowo-cyfrowym. Zasada próbkowania sygnałów wymaga, aby dla bezbłędnego uchwycenia przebiegu częstotliwość próbkowania była co najmniej dwa razy wyższa od maksymalnej częstotliwości sygnału próbkowanego (zasada Nyquista). Pasmo sygnału wejściowego musi więc być ograniczone za pomocą filtru dolnoprzepustowego. Charakterystyka filtrów rzeczywistych odbiega od idealnie prostokątnej, co w praktyce oznacza, że częstotliwość graniczna filtru musi być mniejsza od połowy częstotliwości próbkowania. W niektórych systemach częstotliwość próbkowania jest nawet wielokrotnie wyższa od minimalnej, wynikającej z zasady Nyquista (ang. oversampling). Liczby odpowiadające wartościom sygnału w momentach próbkowania są zapisywane w pamięci i używane do obliczeń matematycznych naśladujących funkcje elementów i podzespołów elektronicznych – np. filtrów, detektorów amplitudy i fazy, wzmacniaczy, generatorów, modulatorów itp. Wynik obliczeń jest zamieniany w przetworniku cyfrowo-analogowym na sygnał analogowy sterujący dalsze stopnie urządzenia akustycznego lub radiokomunikacyjnego. Dane wyjściowe podawane są na przetwornik analogowo-cyfrowy w regularnych odstępach czasu równych cyklowi próbkowania i obliczeń. Wyjściowy filtr dolnoprzepustowy odfiltrowuje wyższe harmoniczne schodkowego sygnału przetwornika analogowo-cyfrowego (a/c).

Cyfrowy układ przetwarzający może być oczywiście zbudowany w postaci klasycznego układu logicznego, realizuje on jednak wówczas jedną wybraną funkcję lub zespół funkcji pokrewnych i nie pozwala na łatwe zmiany i dopasowanie do zmieniających się potrzeb.

Zastosowanie układów mikroprocesorowych zapewnia pożądaną elastyczność – możliwość zmiany parametrów lub całych funkcji układu przez prostą wymianę programu lub wywołanie innego zbioru zainstalowanych podprogramów. Stosunkowo skomplikowana konstrukcja klasycznych układów logicznych powoduje konieczność upraszczania algorytmów i stosowania daleko idących przybliżeń. Ich zaletą jest za to dużo większa, niż w przypadku systemów mikroprocesorowych, szybkość działania. Układy te mogą pracować w zakresie wyższych częstotliwości - do kilkudziesięciu, a nawet kilkuset MHz. Do tych zastosowań produkowanych jest wiele typów obwodów realizujących określone funkcje. Są to m.in. syntezery częstotliwości i dekodery systemu telewizyjnego D2MAC. Niektóre z nich przewidziane do rozszerzenia możliwości systemów mikroprocesorowych są odrazu dostosowane do bezpośredniego podłączenia do szyn adresowych i danych mikroprocesorów. W zależności od pożądanej szybkości pracy są one konstruowane w technice TTL lub ECL. Obwody te wytwarzane wielkoseryjnie pozwalają na obniżenie kosztów gotowego sprzętu, do celów amatorskich i eksperymentalnych korzystniejsze jest jednak zastosowanie rozwiązania mikroprocesorowego lub wspomnianych już gotowych zestawów eksperymentalnych zawierających procesor sygnałowy i produkowanych przez znane firmy j.np. "Texas Instruments".



Rys.1.Zasada pracy układu COS

Cyfrowa obróbka sygnałów niesie ze sobą wiele korzyści dla konstruktorów i użytkowników urządzeń elektronicznych. Raz sprawdzony i funkcjonujący zadowalająco program może być powielany i instalowany w produkowanych seryjnie urządzeniach bez konieczności skomplikowanego zestrajania i regulacji. Upraszcza to nie tylko produkcję, ale i naprawy aparatury oraz pozwala na obniżenie kosztów.

Dalsze obniżenie kosztów osiągane jest dzięki uniknięciu stosowania drogich elementów, jak np. filtrów kwarcowych, a wymiana oprogramowania na nowsze wersje pozwala na łatwe dopasowywanie możliwości sprzętu do nowych wymagań techniki bez jego rozbudowy i przeróbek. Rozpowszecznienie się nowego rodzaju modulacji wymaga od użytkowników klasycznych rozwiązań kontrolerów TNC nabycia dodatkowego modemu o ile w układzie jest przewidziany wtyk do jego podłączenia i w trakcie użytkowania mniej lub bardziej skomplikowanego przełączania modemów w zależności od potrzeb. Liczba zainstalowanych fabrycznie modemów jest mocno ograniczona i zależna m.in. od rozmiarów obudowy. W przypadku gdy rozbudowa nie jest możliwa lub okazuje się zbyt skomplikowana konieczne jest nabycie nowego urządzenia. Kontrolery TNC zrealizowane w tech-

nice COS mogą być odrazu wyposażone w znaczną liczbę modemów np. kilkanaście, a ich liczba ograniczona jest jedynie pojemnością pamięci programu. Dodanie nowej odmiany modemu wymaga jedynie wymiany programu na nowszą wersję. Analogicznie jak w powyższym przykładzie wygląda rozbudowa innych urządzeń COS.

Funkcje zrealizowane za pomocą odpowiednich algorytmów matematycznych (np. filtry) są niewrażliwe na tolerancje użytych elementów, wpływy temperatury i starzenie się podzespołów, a uzyskane wyniki są w wysokim stopniu powtarzalne i pozwalają na konstrukcję układów trudnych do uzyskania w wydaniu analogowym (filtrów o b. dużej dobroci) lub zbyt skomplikowanych, by mogły być skonstruowane w sposób klasyczny (analogowy).

Stosowane obecnie procesory sygnałowe nadają się do użycia w układach cyfrowej obróbki sygnałów pracujących w zakresach częstotliwości akustycznych, wizyjnych lub co najwyżej na niższych częstotliwościach pośrednich odbiorników. W niedługim czasie z pewnością możliwe będzie rozszerzenie zakresu pracy do członów wielkiej częstotliwości.

Ze względu na konieczną bardzo dużą szybkość przetwarzania, realizacja układów cyfrowej obróbki sygnałów stała się możliwa dopiero po wprowadzeniu szybkich procesorów 16- i 32- bitowych. W ostatnim czasie skonstruowano wiele typów procesorów specjalnie przewidzianych do tego celu – procesorów o odpowiednio dobranej architekturze i zestawie rozkazów (tzw. procesorów sygnałowych).

Pożądana szybkość pracy osiągana jest w nich m.in. dzięki użyciu większej liczby szybkich rejestrów wewnętrznych, rozdzieleniu obszarów adresowych programu i danych (architektura Harvard) co pozwala na ich równoległy odczyt, wczytywaniu kolejnych rozkazów do wewnętrznej kolejki – rejestru FIFO (ang. *First In First Out*) oraz zastąpieniu mikroprogramów ich realizacją układową wewnątrz procesora.

W klasycznych mikroprocesorach każdy z rozkazów języka maszynowego (asemblera) powoduje wywołanie odpowiedniego mikroprogramu zawartego w jednostce arytmetyczno-logicznej (ang. ALU). Mikroprogram taki składa się z wielu kroków, w każdym z nich dokonywane są odpowiednie przełączenia wejść i wyjść rejestrów, układów sumacyjnych, przesunięcia danych w rejestrach itp. Poszczególne kroki mikroprogramu wykonywane są kolejno. Czas wykonywania mikroprogramu zależny jest od stopnia komplikacji rozkazu i wynosi od kilku do kilkuset okresów sygnału zegarowego (taktów). W jednostkach arytmetyczno-logicznych procesorów sygnałowych zawarte są odpowiednie układy sumatorów, układy mnożące itp. złożone z bramek logicznych. Operacja wykonywana jest równolegle na wszystkich bitach wchodzących w skład słowa maszynowego, a czas jej wykonania może być nawet równy tylko jednemu okresowi sygnału zegarowego.

Wprowadzenie cyfrowej obróbki sygnałów spowodowało też zmiany w realizowanych układach. Niektóre, dotąd mało popularne rozwiązania (np. trzecia metoda generacji sygnału SSB albo metoda fazowa) są łatwiejsze do przedstawienia w postaci algorytmu matematycznego niż obecnie stosowane rozwiązania klasyczne (w tym przypadku niż metoda filtrowa).

Występującym w układach analogowych podstawowym grupom układów, jak wzmacniacze, tłumiki, filtry, generatory i układy nieliniowe (mieszacze i detektory) można przyporządkować odpowiednie grupy algorytmów stosowanych w technice COS.

Wzmocnienie lub tłumienie sygnału osiągane jest przez pomnożenie sygnału wejściowego przez odpowiedni stały współczynnik (lub jego odwrotność dla uniknięcia czasochłonnego dzielenia).

Algorytmy filtrów wykorzystują odpowiednio dobrane opóźnienia czasowe, na ogół równe wielokrotności okresu próbkowania, natomiast układy nieliniowe zastąpione są odpowiednimi funkcjami nieliniowymi – np. prostowanie sygnału sprowadza się do zwykłej zmiany jego znaku.

W przypadku bardziej skomplikowanych obliczeń trygonometrycznych, pierwiastkowania itp. algorytm obliczający może korzystać z tablic wartości zapisanych w pamięci systemu. Operacja obliczenia sprowadza się wówczas do odczytu z pamięci odpowiednio zaadresowanego słowa a ew. przeliczenia adresów są naogół mniej skomplikowane.

9.2. PROCESORY I UKŁADY LOGICZNE

Klasyczne procesory nie są zasadniczo dostosowane do wymogów cyfrowej obróbki sygnałów – różnią się od procesorów sygnałowych architekturą, wyposażeniem w rejestry i zbiorami rozkazów. Konstrukcja procesorów sygnałowych jest dostosowana do wykonywania tej ściśle określonej grupy zadań dzięki czemu osiągają one znacznie wyższe szybkości przetwarzania.

W odróżnieniu od rozpowszechnionej architektury Von Neumanna (charakteryzującej się wspólnym obszarem adresowym programu i danych), procesory sygnałowe wyposażone są w oddzielne szyny danych i rozkazów (a co za tym idzie oddzielne obszary adresowe), najczęściej 16- lub 32-bitowe a nieraz nawet szersze. Architektura ta znana jest pod nazwą architektury Harvard. W zależności od konstrukcji procesora sygnałowego rozróżnianych jest kilka wariantów architektury Harvard. W najprostszym przypadku oddzielne szyny służą do komunikacji jedynie z pamięcią wewnętrzną, a na zewnątrz wyprowadzona jest szyna kombinowana – jest to tzw. ograniczona archtektura Harvard. W najnowszych generacjach procesorów stosowana bywa także rozszerzona architektura Harvard: ze względu na to, że większość operacji wymaga wprowadzenia dwóch operandów, procesory wyposażone są nie w jedną, a w dwie niezależne szyny danych. Procesory sygnałowe zawierają dodatkowo wewnętrzne układy sumatorów, przesuwników i mnożące. Układy te zastępują mikroprogram odpowiedzialny za dekodowanie i wykonywanie rozkazów w zwykłych układach mikroprocesorów. Dzięki temu większość rozkazów może być wykonana w trakcie pojedyńczego cyklu sygnału zegarowego.

Struktura wewnętrzna procesorów sygnałowych jest bardziej skomplikowana, a rozmiary obszarów adresowych – mniejsze niż w przypadku zwykłych procesorów. W wielu przypadkach pamięć robocza ma pojemność tylko kilku tysięcy słów. Dla zwiększenia szybkości pracy i zmniejszenia liczby połączeń zewnętrznych pamięć RAM, a także pamięć stała ROM (lub EPROM) jest scalona we wspólnym obwodzie z jednostką centralną CPU. W przypadku konieczności dołączenia pamięci zewnętrznej czasy dostępu do niej są dłuższe niż czasy dostępu do pamięci wewnętrznej nawet jeżeli na zewnątrz wyprowadzone są obie szyny występujące w architekturze Harvard. Z tego też powodu stosuje się często ładowanie programu (lub jego części) z zewnętrznej pamięci stałej EPROM do pamięci wewnętrznej. W wielu układach konieczne jest też użycie dodatkowego zwykłego mikroprocesora sterującego pracą procesora sygnałowego i obsługującego wskaźniki i elementy regulacyjne (klawiaturę, przełączniki).

Mała (w porównaniu ze zwykłymi mikroprocesorami) pojemność pamięci nie powinna dziwić ponieważ większość algorytmów COS daje się przedstawić w stosunkowo prostej postaci. Jest to zresztą konieczne ze względu na ich dużą częstotliwość powtarzania. Algorytmy COS muszą być wykonywane cyklicznie dla każdej próbki.

Dla przyspieszenia pracy jednostki centralne (ang. *arithmetic logic unit* – ALU) wyposażone są w większe ilości rejestrów, które mogą pełnić funkcje akumulatorów – tzn. zawierać zarówno dane wyjściowe jak i wyniki przeprowadzonych na nich operacji. Oprócz tego jednostki centralne zawierają dłuższe lub krótsze bufory dla rozkazów

(bufory FIFO), pamięci buforowe (ang. *cache*) i przełącznikowe rejestry przesuwne (ang. *barrel shifter*). W przeciwieństwie do sposobu przesuwu danych spotykanym w klasycznych mikroprocesorach czy układach logicznych i polegającym na cyklicznym przesuwaniu o jeden bit stosowane tu jest łączenie pożądanych komórek (pozycji) przez przełącznik elektroniczny i przeładowanie wartości w trakcie pojedyńczego cyklu zegarowego. Często w skład wyposażenia jednostki centralnej wchodzą specjalne układy mnożące – operacje mnożenia i dzielenia są najbardziej czasochłonne i przyspieszenie ich daje zauważalne różnice w wypadkowej szybkości przetwarzania.

Szybkości przetwarzania procesorów sygnałowych wynoszą od kilkudziesięciu do kilkuset milionów operacji na sekundę. Początkowo były to głównie procesory stałoprzecinkowe, obecnie przeważają procesory zmiennoprzecinkowe.

Wiele typów procesorów wyposażonych jest w większą liczbę złączy pozwalających na łączenie ich w systemy wieloprocesorowe o strukturach dwu- i trójwymiarowych w postaci pierścieni, siatek czy komórek. Oddzielne złącza przeznaczone są do komunikacji ze sterującymi pracą systemu mikroprocesorami.

Niektóre typy procesorów wyposażone są w przetworniki analogowo-cyfrowe i cyfrowo-analogowe CODEC lub specjalne złącza do komunikacji z przetwornikami zewnętrznymi. Czasami spotyka się też wewnętrzne układy cyfrowych pętli synchronizacji fazy – PLL.

Do najbardziej znanych producentów procesorów sygnałowych należą Analog Devices, Texas Instruments, Motorola, NEC i Philipps.

9.3. PRZETWORNIKI A/C I C/A ORAZ INNE UKŁADY POMOCNICZE

Oprócz systemów procesorowych ważną rolę w technice COS odgrywają przetworniki analogowo-cyfrowe i cyfrowo-analogowe. Są one członami łączącymi układ COS ze światem zewnętrznym, a ich parametry i właściwości decydują w dużym stopniu o parametrach całego systemu.

Rozważając działanie przetworników analogowo-cyfrowych nie można pominąć źródeł błędów konwersji wynikających z samej zasady ich działania. Podstawowym błędem jest tzw. błąd kwantyzacji. Ciągła wartość sygnału wejściowego np. jego napięcie, które może przyjmować dowolne wartości (w pewnym przedziale oczywiście) jest zamieniana na pewną skończoną liczbę wartości. Dla przetworników 8-bitowych jest to 256 możliwych wartości liczbowych, dla 16-bitowych 65536 itd. Jak stąd wynika wartości liczbowe na wyjściu przetwornika są przeważnie wartościami przybliżonymi – zaokrąglonymi do najbliższej dopuszczalnej liczby. Przetwornik 8-bitowy może dostarczać na wyjściu wartości od 0 do 255. Zastosowanie go do pomiaru napięcia w zakresie do 10 V oznacza, że uzyskiwana jest rozdzielczość 10 V /256 = 39 mV. Napięciu 390 mV odpowiada więc stan wyjściowy równy 10. Ten sam wynik uzyskiwany jest przy pomiarze napięcia np. 400 mV. Błąd kwantyzacji równy jest połowie wartości najniższego bitu (rozdzielczości) a więc w tym przykładzie +/- 19,5 mV. Zastosowanie 16-bitowego przetwornika spowodowałoby 256-krotny rozdzielczości do ok. 153 uV i redukcję błędu kwantyzacji do +/- 76,5 uV.

Dalszymi źródłami błędów są nieliniowość charakterystyki przetwornika, niedokładność skalowania i niedokładności oraz niestabilność napięcia odniesienia.

W zależności od pożądanego zakresu pracy przetworniki muszą pracować z szybkoś-

ciami od dziesiątków kHz do dziesiątków MHz. Wymagania te są szczególnie trudne do spełnienia przez przetworniki analogowo-cyfrowe.

Konstrukcja przetworników cyfrowo-analogowych jest znacznie prostsza – przetworniki zawierające oporowe sieci drabinkowe R-2R pracują jeszcze zupełnie dobrze w zakresach częstotliwości wizyjnych.

Jako przetworniki analogowo-cyfrowe stosowane są m.in. przetworniki z kolejną aproksymacją wymagające pewnej (zależnej od dokładności) liczby cykli wewnętrznych w celu obliczenia wyniku. W tym czasie wartość napięcia wejściowego musi być utrzymywana na stałym poziomie przez układ próbkująco-magazynujący (ang. *sample & hold*). Czas konwersji jest dość długi – tak więc osiągalne są maksymalne częstotliwości próbkowania ok. 100 kHz. Zaletą ich jest możliwość osiągnięcia stosunkowo dużej dokładności – np. 16 bitów.

Stosowane często w urządzeniach COS przetworniki telefoniczne o dokładności 12 bitów tzw. CODEC zaliczają się do wspomnianej grupy, z tym że wartość 12-bitowa zostaje wewnętrznie przetworzona na ośmiobitową postać logarytmiczną. Pięć bitów słowa zawiera mantysę, trzy – cechę, a ósmy bit – znak. Na wyjściu przetwornika CODEC otrzymywany jest sygnał cyfrowy w postaci szeregowej przeznaczonej do transmisji w łączu telefonicznym. W układach COS konieczne jest przetworzenie go na postać równoległą. Zmusza to konstruktorów procesorów sygnałowych do wyposażania ich w złącza szeregowe. Nieliniowa charakterystyka przetworników pozwala na zwiększenie stosunku sygnału do szumu. Rozdzielczość przetwornika jest większa dla małych sygnałów i stopniowo redukuje się dla większych. W standardzie amerykańskim przyjęta jest linia 15-segmentowa (charakterysyka μ), w europejskim – 13-segmentowa (charakterystyka A). Szybkość transmisji na wyjściu leży najczęściej pomiędzy 64 kbit/s (częstotliwość próbkowania 8 kHz x 8 bitów) a 2048 kbit/s. Niektóre z przetworników pozwalają na cyfrową regulację ich wzmocnienia.

Drugą stosowaną grupę stanowią przetworniki zawierające odpowiednią (zależną od pożądanej dokładności) liczbę komparatorów. Wyjścia komparatorów połączone są z układem kodującym wynik do postaci dwójkowej. Szybkość zamiany sygnału ograniczona jest tu jedynie szybkością działania komparatorów oraz układu logicznego, są więc one znacznie szybsze od poprzednich. Najprostsze i najtańsze rozwiązania pracują w zakresie częstotliwości do 20 MHz, rozwiązania specjalne nawet do kilkuset MHz. Zbędne jest także stosowanie analogowego elementu magazynującego. Dokładność ich jest ograniczona liczą wbudowanych (scalonych) komparatorów – przy dokładności ośmiu bitów konieczne jest zastosowanie 256 komparatorów, rejestru wewnętrznego o tej samej szerokości oraz kodera o 256 wejściach. W czasie między kolejnymi momentami próbkowania wartość cyfrowa zapamiętywana jest w rejestrze wewnętrznym.

Przetworniki cyfrowo-analogowe otrzymują na wejściu ciąg wartości zmieniających się w odstępach czasu równych okresowi próbkowania (i przetwarzania), na ich wyjściu otrzymujemy więc w idealnym przypadku przebieg schodkowy. Skończone czasy propagacji impulsów w rzeczywistych układach liniowych powodują dodatkowo powstanie stanów nieustalonych – krótkich impulsów napięcia zakłócających przebieg wyjściowy. Zakłócenia te oraz wyższe harmoniczne przebiegu schodkowego muszą być odfiltrowane przez filtr dolnoprzepustowy. Skończony czas trwania poszczególnych stopni przebiegu schodkowego powoduje jednocześnie tłumienie wyższych składowych przebiegu wyjściowego w stosunku sin(x)/x, tłumienie to musi być w miarę potrzeby skorygowane przez dodatkowy filtr górnoprzepustowy o charakterystyce odwrotnej. Idealnym rozwiązaniem byłby przetwornik dostarczający nieskończenie krótkich impulsów delta filtrowanych następnie przez filtr dolnoprzepustowy o prostokątnej charakterystyce przenoszenia.

Istotny wpływ na działanie układu COS ma zastosowana dokładność konwersji (szerokość słowa) decydująca o dynamice układu oraz o poziomie szumów kwantyzacji. Obie te

wielkości zależne są też od zastosowanych w programie algorytmów, występujące tam operacje matematyczne jak dodawanie i mnożenie powiększają w znacznym stopniu wartości bezwzględne przetwarzanych sygnałów i powodują m.in. konieczność stosowania większej wewnętrznej długości słowa. Zależnie od potrzeb stosowane są różne wewnętrzne reprezentacje przetwarzanych wartości – formaty danych.

Jednym z najprostszych i często stosowanych formatów jest reprezentacja dwójkowa liczb całkowitych z lub bez uwzględnienia znaku – reprezentacja typu integer.

Dynamika układu wyrażona w dB wynosi ok. 6 dB x szerokość słowa (w bitach). Dla układu 16-bitowego maksymalna dynamika wynosi więc 96 dB. Odchyłki od podanej wartości spowodowane są wpływem szumów kwantyzacji oraz błędami konwersji przetwornika.

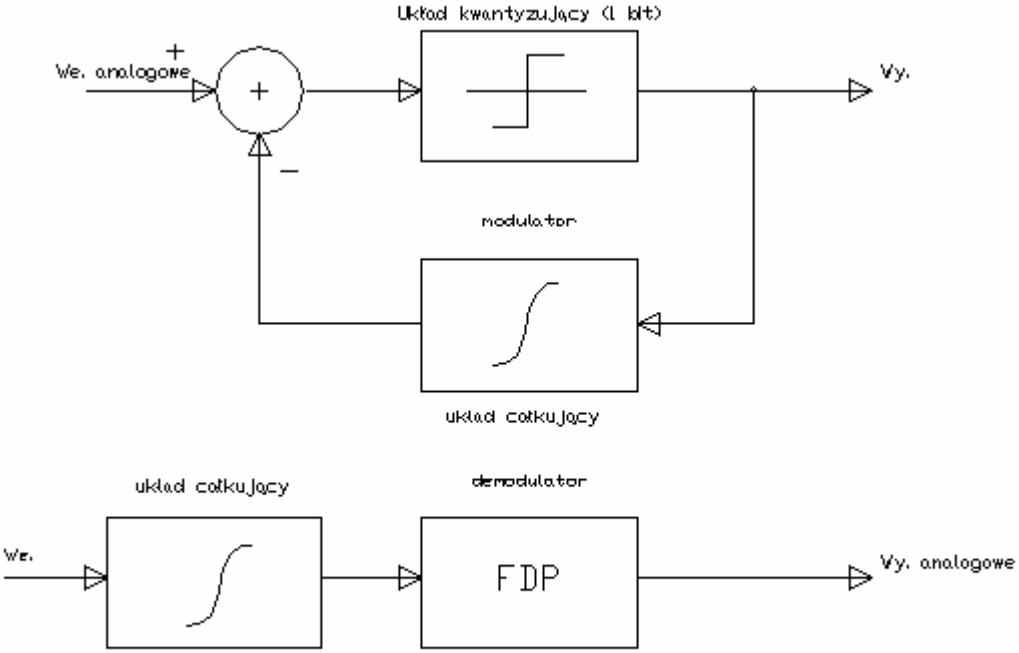
Reprezentacja zmiennoprzecinkowa pozwala na przedstawienie szerszego zakresu wartości. Wartość liczbowa przedstawiona jest za pomocą trzech elementów: znaku, cechy i mantysy. Zmiennoprzecinkowe operacje arytmetyczne są bardziej skomplikowane i zajmują więcej czasu, dlatego też ich użycie rozpowszechniło się dopiero po opracowaniu szybkich procesorów sygnałowych. Skrócenie czasu wykonywania operacji osiąga się dzięki odpowiedniemu wyposażeniu układowemu w dodatkowe układy arytmetyczne. Przypadkiem szczególnym formatu zmiennoprzecinkowego jest format o szerokości ośmiu bitów stosowany przez przetworniki telefoniczne typu CODEC. Przetworniki te są produkowane wielkoseryjnie i w związku z tym są stosunkowo łatwo dostępne i tanie. Mała szerokość formatu CODEC ułatwia korzystanie z gotowych tablic funkcyjnych. Niektóre typy procesorów sygnałowych zawierają w pamięci ROM tablice przewidziane do adresowania w tym właśnie formacie.

Osobną grupę stanowią przetworniki pracujące w oparciu o modulację sigma-delta stanowiącą odmianę modulacji delta. Przez porównanie sygnału wejściowego z sygnałem odniesienia generowany jest tu ciąg danych jednobitowych. Jeżeli poziom sygnału wejściowego przekracza poziom sygnału odniesienia, generowana jest jedynka, w przeciwnym przypadku zero. Otrzymany w ten sposób ciąg danych oscyluje wokół wejściowej wartości analogowej. Odpowiada to nałożeniu na sygnał wejściowy sygnału błędu zależnego od rozdzielczości przetwornika – częstotliwości próbkowania. Przetworzenie otrzymanego w ten sposób sygnału na postać analogową wymaga zastosowania układu całkującego w przetworniku c/a.

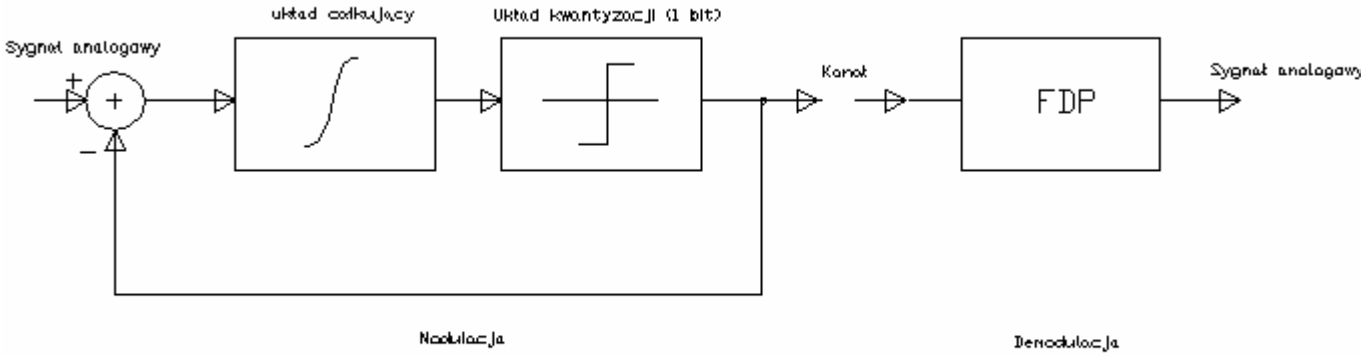
Zasadę modulacji delta przedstawiono na rysunku 9.2. Przeniesienie układu całkującego na stronę przetwornika a/c nie zmienia właściwości całego toru. Otrzymany w ten sposób przetwornik jest właśnie przetwornikiem sigma-delta (rysunek 9.3).

Nie wymaga on zastosowania układów magazynujących (przy odpowiednio dużej częstotliwości próbkowania sygnał wejściowy w czasie próbkowania zmienia swą wartość b. nieznacznie) ani filtrów wejściowych. Częstotliwość próbkowania jest wielokrotnie wyższa od częstotliwości wynikającej z zasady Nyquista. Sygnał błędu przetwornika sigma-delta zbliżony jest do sygnału szumowego o szerokości pasma (a więc i energii leżącej w paśmie użytkowym) zależnej od częstotliwości próbkowania (długości bitu). Właściwości szumowe przetwornika ulegają poprawie po dodaniu dalszych stopni i układów sprzężenia zwrotnego (przetworniki wyższego rzędu). Energia szumów skupia się w tym przypadku w zakresie wyższych częstotliwości, co pozwala na ich stosunkowo łatwe odfiltrowanie. Wymagana częstotliwość próbkowania, a konkretnie jej stosunek do częstotliwości minimalnej, wynikającej z zasady próbkowania zależy od pożądanej zawartości szumów i struktury przetwornika. Dla przetwornika trzeciego rzędu powinien on wynosić minimum 48. Przykładem może być przetwornik typu DSP56ADC16, w którym zastosowano 128-stopniowy układ sterujący i 128-krotny stosunek częstotliwości próbkowania (dla 12,8 MHz częstotliwości zegarowej) oraz dwuczłonowy filtr składający się z czterostopniowego członu grzebieniowego i członu filtru FIR. Stosunek sygnału

użytecznego do zakłóceń przekracza tu 90 dB.



Rys.2.Przetwornik A/C z modulacja delta



Rys.3.Przetwornik sigma-delta pierwszego rzędu

9.4. ZASADA DZIAŁANIA NIEKTÓRYCH UKŁADÓW

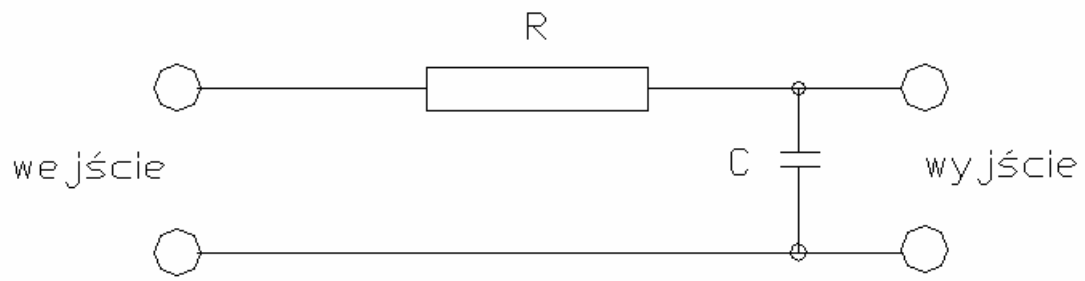
Dla każdego analogowego układu liniowego istnieje odpowiednie równanie różniczkowe opisujące jego funkcję. Stopień i złożoność tego równania zależne są od liczby występujących w układzie niezależnych elementów magazynujących energię (cewek, kondansatorów). Wyprowadzenie równań przekraczałoby ramy obecnej książki i wymagało znajomości elementów wyższej matematyki. Dlatego też w następujących podpunktach podane są jedynie wzory ostateczne w możliwie najprostszej i zrozumiałej postaci. Są one dodatkowo zobrazowane za pomocą schematów blokowych. Poszczególne bloki na schematach odpowiadają elementom układu i jednocześnie opisującym je operacjom matematycznym (oprócz obliczeń występuje tu także operacja opóźnienia odpowiadająca późniejszemu odczytowi danych z pamięci). Połączenia między blokami ilustrują przepływ danych tzn. wykorzystanie wyników jednej z operacji przez następną. Tak rozumiany schemat blokowy algorytmu nie jest schematem elektrycznym prezentowanego układu. Oznaczenia elementów i napięć występujące na schematach odpowiadają użytym we wzorach.

Algorytm cyfrowej obróbki sygnałów musi realizować równanie różniczkowe pożądanego układu – dokładnie lub z dostatecznie dobrym przybliżeniem. W praktyce mamy zawsze do czynienia z przybliżeniami ze względu na konieczną dużą szybkość przetwarzania danych. Poza tym wielkości przetwarzane występują tu w postaci dyskretnej – w postaci próbek wczytywanych w określonych odstępach czasu, dlatego też konieczne jest (przybliżone) zastąpienie pochodnej różnicą wartości kolejnych próbek. Dla krótkich okresów próbkowania otrzymana różnica nie odbiega znacznie od wartości pochodnej.

9.4.1. ALGORYTMY I ICH REALIZACJE

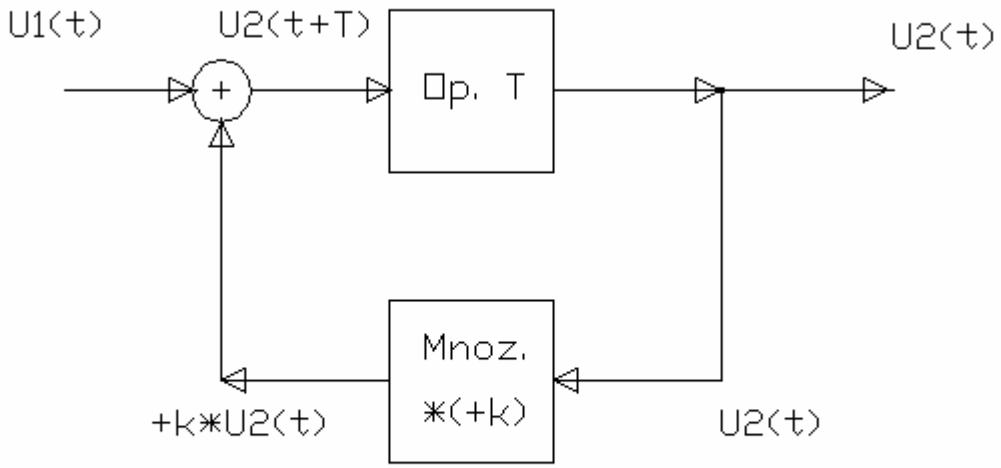
9.4.1.1. OBWODY LINIOWE

Jednym z najprostszych obwodów liniowych jest filtr dolnoprzepustowy RC pierwszego rzędu (składający się z pojedyńczego kondensatora i opornika). Jest on przedstawiony na rysunku 9.4.



Rys.4. Filtr dolnoprzepustowy RC

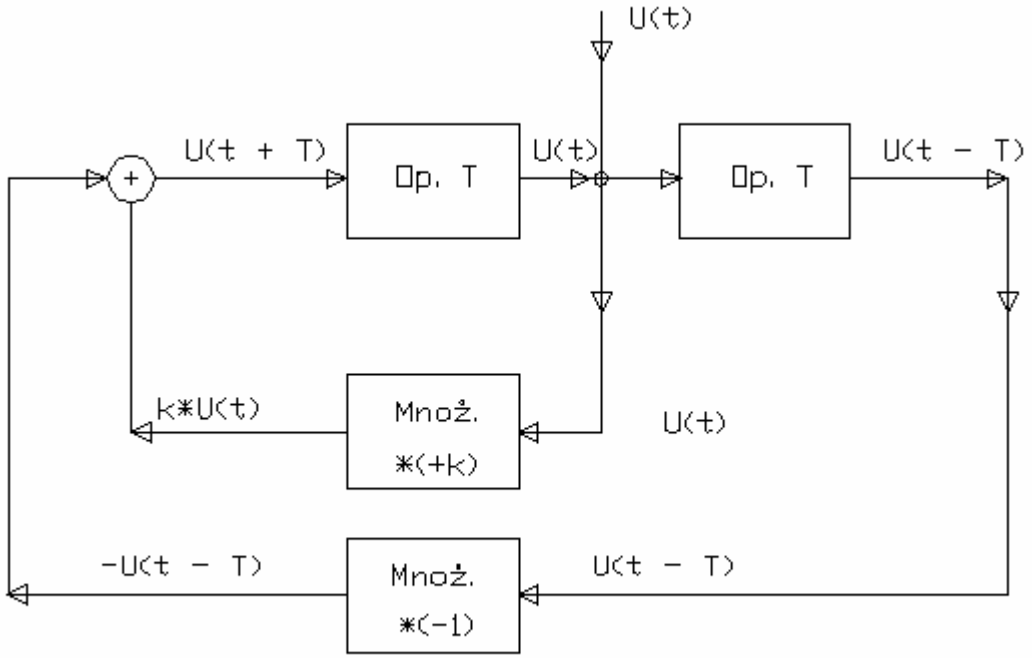
Układ zawiera jeden element magazynujący energię – kondensator – co oznacza, że napięcie wyjściowe w danym momencie zależne jest nie tylko od aktualnej wartości napięcia wejściowego ale także i od poprzedniego stanu – wartości napięcia na kondensatorze. Napięcie na wyjściu układu w momencie t + T można więc wyrazić wzorem:
u2(t + T) = u1 (t) + ku2(t)
gdzie T jest odstępem między uwzględnianymi próbkami równym okresowi próbkowania lub jego wielokrotności. Blokowo równanie to jest przedstawione na rysunku 9.5.



Rys.5. Filtr dolnoprzepustowy

Otrzymany schemat zastępczy składa się z układu opóźniającego (realizowanego przez uwzględnienie w obliczeniach odpowiednio jednej z poprzednich próbek zamiast próbki bieżącej) i sprzężenia zwrotnego realizowanego w postaci sumy wartości próbki bieżącej z odpowiednio wzmocnioną (pomnożoną przez współczynnik k) próbką opóźnioną. Filtr wielostopniowy wymaga wielokrotnego zastosowania wspomnianego algorytmu z uwzględnieniem odpowiedniego opóźnienia czasowego (starości) próbek.

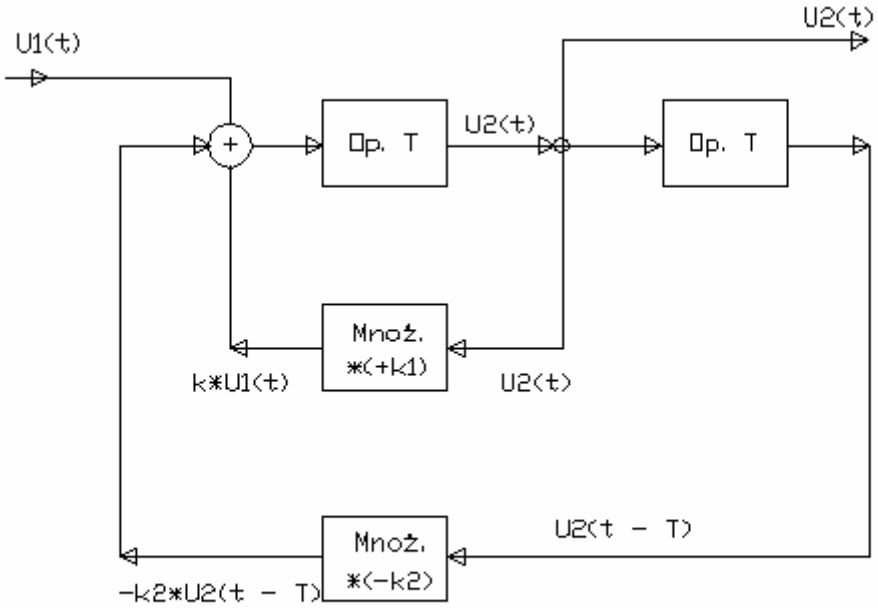
Najprostszy obwód rezonansowy LC (rysunek 9.10) zawiera dwa elementy magazynujące energię – może więc być opisany poniższym równaniem:
u(t + T) = k u(t) - u(t - T)
Blokowo jest ono przedstawione na rysunku 9.06.



Rys.6. Obwód LC

Analogowy obwód rezonansowy LC ma skończoną dobroć ze względu na straty w elementach rzeczywistych. W wykonaniu COS możliwe jest uzyskanie stabilnego obwodu bezstratnego (Q równe nieskończoności). Wzmocnienie (lub straty) w układzie wyrażane są przez współczynnik wzmocnienia k sygnału wyjściowego z drugiego elementu opóźniającego. Wartość -1 odpowiada obwodowi bezstratnemu – układowi generatora – i jest łatwa w realizacji programowej, ponieważ odpowiada jedynie zmianie znaku liczby, nie występują tu więc problemy z dokładnością (zaokrągleniem) wyniku obliczeń, dzięki czemu algorytm zachowuje się stabilnie i może dostarczać sygnału sinusoidalnego o stałej amplitudzie.

Obydwa filtry należą do grupy filtrów rekursywnych, tzn. ich reprezentacja w postaci algorytmicznej zawiera człony sprzężenia zwrotnego. Odpowiedź filtru rekursywnego na pobudzenie impulsowe trwa teoretycznie nieskończenie długo, dlatego są też one znane pod angielską nazwą *Infinite Impulse Response Filter* (IIF). Postać ogólną tego typu filtru przedstawia rysunek 9.7.



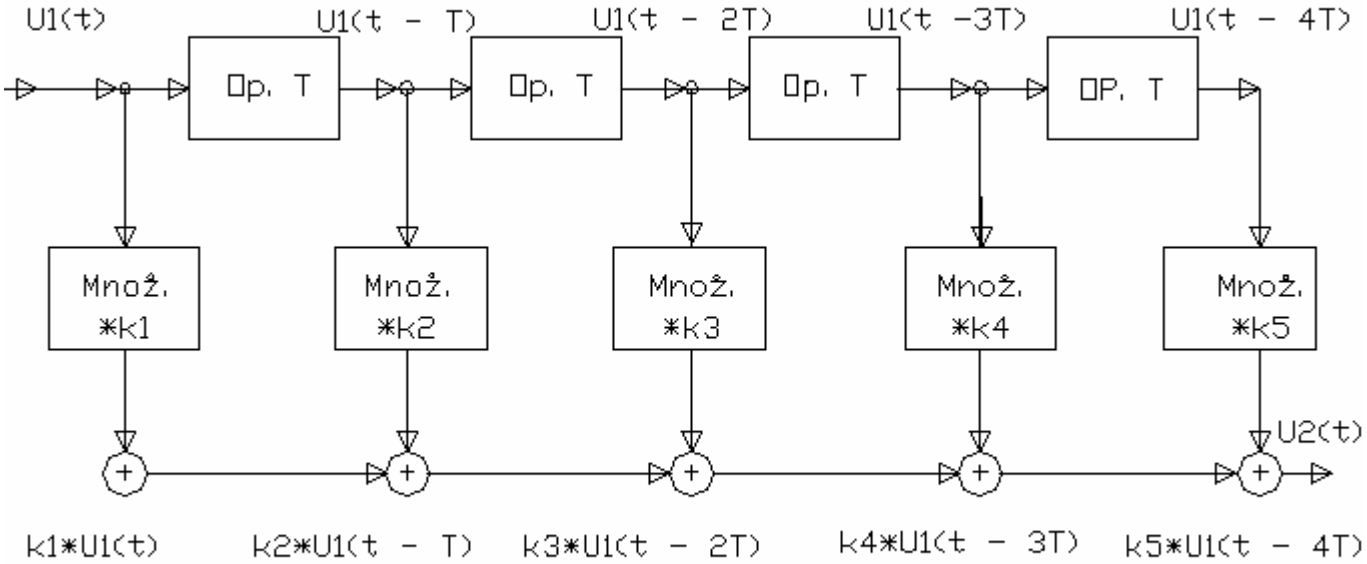
Rys.7. Filtr środkowoprzepustowy IIR

Jednostopniowy filtr środkowoprzepustowy opisany jest równaniem różnicowym (wywodzącym się ze wzorów przedstawionych wyżej):
u2(t + T) = u1(t) + k1 u2(t) - k2 u2(t - T)
W odróżnieniu od bezstratnego obwodu rezonansowego wartość bezwzględna współczynnika k2 jest mniejsza od 1. Wzór ten oznacza, że nowa wartość sygnału wyjściowego zależna jest od bieżących wartości sygnałów wejściowego i wyjściowego oraz od poprzedniej wartości sygnału wyjściowego.

Wielostopniowe filtry programowane są w postaci szeregowego połączenia układów jednorezonatorowych lub w postaci filtru o większej liczbie członów opóźniających. Połączenie szeregowe jest rozwiązaniem pewniejszym, ponieważ wzajemne wpływy poszczególnych członów są mniejsze niż w przypadku drugim, a wypadkowa funkcja przenoszenia równa jest iloczynowi funkcji pojedyńczych obwodów i jest łatwa do obliczenia.

Drugą grupę stanowią filtry o skończonym czasie trwania odpowiedzi impulsowej (ang. *Finite Impulse Response* – FIR). Algorytmy ich zawierają (podobnie jak algorytmy filtrów pierwszej grupy) człony opóźniające i iloczyny, nie występuje tu jednak sprzężenie zwrotne. Czas trwania odpowiedzi impulsowej takiego filtru równy jest sumie opóźnień wszystkich członów opóźniających. Ich odpowiednikiem w technice analogowej są wielowyjściowe linie opóźniające stosowane m.in. w filtrach z falą powierzchniową.

Dla osiągnięcia pożądanej charakterystyki przenoszenia muszą one zawierać większą liczbę członów opóźniających (a więc większą liczbę obliczeń) niż filtry rekursywne. Ponieważ pozwalają one na łatwe ukształtowanie różnicowej charakterystyki fazy (co zapewnia niezniekształcone przenoszenie przebiegów impulsowych) są często stosowane w układach wizyjnych lub w torach transmisji danych i torach telegraficznych. Występują też jako filtry korekcyjne fazy w urządzeniach nadawczo-odbiorczych (rysunek 9.8). Przyjmując wartość wszystkich (poza jednym, wybranym) współczynników mnożenia równą zero otrzymujemy układ opóźniający, stosowany często w urządzeniach nagłaśniających i pozwalający na kompensację pogłosu. Regulacja opóźnienia wymaga jedynie zmiany zestawu współczynników (kolejnego numeru współczynnika niezerowego).



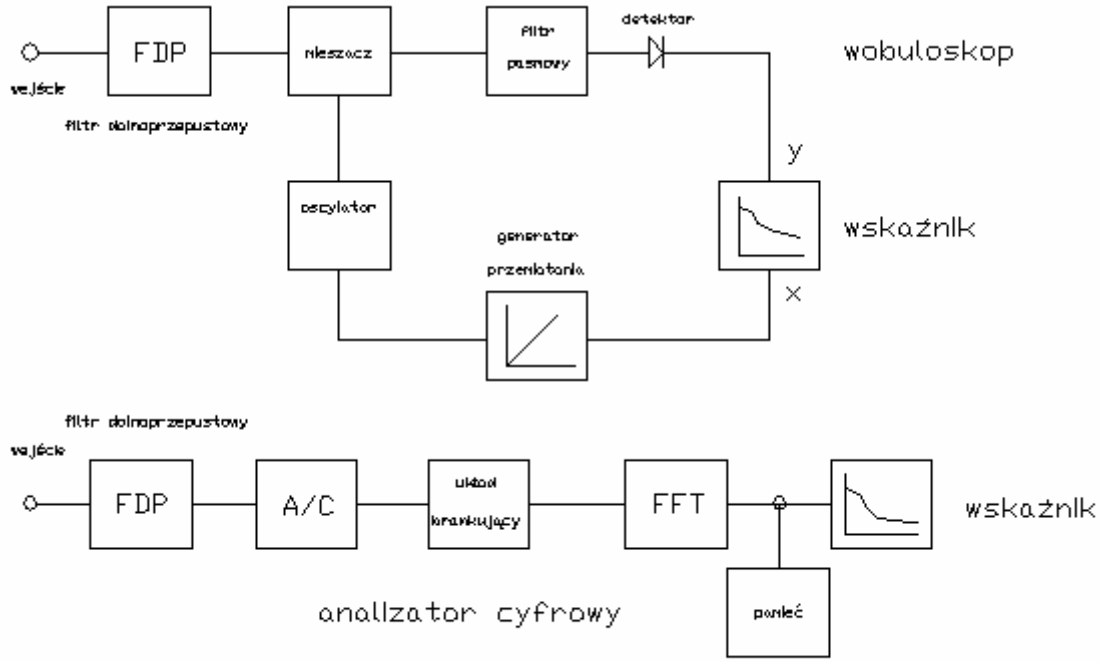
Rys.10.Filtr typu FIR

Szeroko stosowanym w technice cyfrowej algorytmem jest szybka transformata Fouriera (ang. *Fast Fourier Transform* – FFT). Znana w matematyce wyższej klasyczna transformata Fouriera pozwala na obliczenie widma częstotliwościowego sygnału na podstawie jego przebiegu czasowego. Znalezienie przebiegu czasowego sygnału w oparciu o dane widmo możliwe jest za pomocą transformaty odwrotnej. Obie one mają bardzo zbliżoną postać całki nieskończonej, a uzyskany wynik jest również funkcją argumentu w granicach od minus do plus nieskończoności. Teoretycznie wymagana jest więc znajomość przebiegu o nieskończonej długości podczas gdy wszystkie przebiegi rzeczywiste mają skończony czas trwania. Klasyczne wzory Fouriera są łatwe w użyciu w obliczeniach analitycznych, tzn. jeśli posługujemy się zapisami przebiegu sygnału w postaci funkcji matematycznych.

W obliczeniach numerycznych, gdzie zamiast tego do dyspozycji stoją jedynie liczbowe wartości np. przebiegu napięcia w pewnym skończonym przedziale czasu stosuje się metody przybliżone do których należą szybka transformata Fouriera FFT i dyskretna transformata Fouriera DFT. Pozwalają one na obliczenie widma sygnału w oparciu o pewną ustaloną liczbę jego próbek. Dokładność obliczeń (ale również i potrzebny na to czas) zależne są od liczby próbek. Liczba próbek jest ze względów praktycznych wyrażana przez potęgę 2, a więc brane są np. 1024 próbki.

Szybka transformata Fouriera znajduje zastosowanie w cyfrowych analizatorach widma sygnału zastępujących analogowe wobulatory (rysunek 9.11), a także w detektorach sygnałów o różnych częstotliwościach. Cyfrowe analizatory widma mogą w miarę potrzeby wyświetlać charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowe albo fazowo-częstotliwościowe, a także dokonywać dodatkowych obliczeń rozkładu gęstości widma. Wiele z nowszych rozwiązań wobulatorów analogowych wyposażonych jest także w filtry cyfrowe. W zakresach częstotliwości akustycznych stosowane są też często analizatory tercji – analizatory widma o szerokości pasma 3/8 oktawy (zakres obejmujący trzy kolejne nuty nosi w muzyce nazwę tercji).

Oprócz tego szybka transformata Fouriera stosowana jest do analizy zniekształceń nieliniowych sygnałów, filtracji i ogólnej analizy nieznanych sygnałów np. w celu rozpoznania szybkości transmisji, dewiacji itp.



Rys. 9. Analizatory widma

9.4.1.2 UKŁADY NIELINIOWE

Następną grupę algorytmów stanowią algorytmy układów nieliniowych. Proste funkcje nieliniowe mogą być obliczane na bieżąco, tak jak w grupie poprzedniej. Bardziej skomplikowane obliczenia mogą (lub ze względów czasowych muszą) być uproszczone poprzez zastosowanie tablic wartości funkcji zapisanych w pamięci układu. Rozwiązanie takie zostało zastosowane np. w cyfrowym detektorze AM. Na rysunku 9.10b przedstawiono dla porównania jego schemat elektryczny.

Klasyczne analogowe rozwiązania detektorów wymagają użycia na ich wyjściu filtrów dolnoprzepustowych w celu odfitrowania resztek fali nośnej. Gdy częstotliwość fali nośnej bliska jest górnej granicy pasma sygnału zdemodulowanego konstrukcja filtru musi być dość złożona.

Przykładowy detektor cyfrowy (rysunek 9.10a) pracuje poprawnie bez użycia filtru i może być zastosowany np. jako detektor sygnału wizyjnego odbieranego z satelitów meteorologicznych.

Amplituda sinusoidalnej nośnej o częstotliwości W/2P obliczana jest na podstawie dwóch kolejnych próbek:

```
                  ____________________
f(x,y) = k1 Örx^2 + y^2 - k2 xy
```

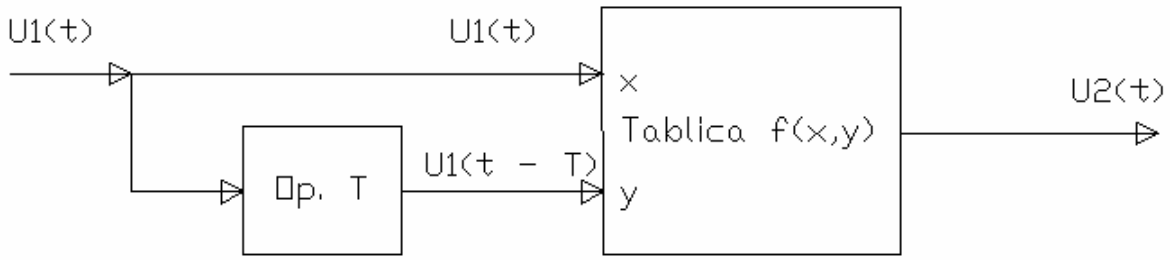
gdzie:

```
        1
k1  = -------
      sin(WT)
k2  = 2 cos(WT)
```

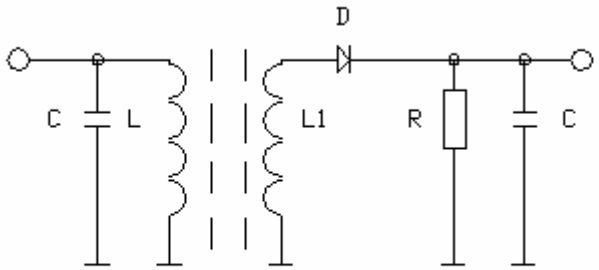
Jest to, jak widać, operacja dość skomplikowana, składająca się z 4 mnożeń, 2 dodawań i pierwiastkowania. Przyjmując częstotliwość próbkowania równą 4-krotnej częstotliwości nośnej można uprościć obliczenia do postaci:

f(x,y) = Ö$\overline{\text{rx^2 + y^2}}$
wynika to z równości: WT = **P / 2**

W dalszym ciągu pozostaje dość skomplikowane i długie pierwiastkowanie. Zastosowanie logarytmicznego przetwornika analogowo-cyfrowego dostarczającego danych w formacie CODEC upraszcza obliczenia do jednego odczytu wartości z tablicy. Wynik jest funkcją dwóch wartości 7-bitowych (razem 14 bitów), a więc liczba wszystkich możliwych wartości równa jest 2^14 - długość tablicy wynosi 16 kB. Rozwiązanie to jest bardzo proste i praktyczne, o ile dysponujemy dostateczną pojemnością pamięci. Jednocześnie zastąpienie wielokrotnych operacji mnożenia i pierwiastkowania przez pojedyńczy dostęp do pamięci jest często jedynym możliwym sposobem uzyskania niezbędnej szybkości przetwarzania. Dlatego też niektóre z procesorów sygnałowych zawierają tablice funkcji sinus.



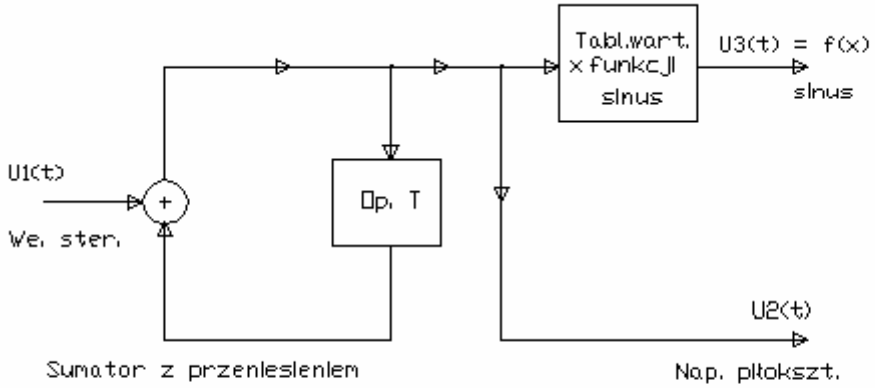
Rys. 10a. Cyfrowy demodulator AM



Rys. 10b. Obwód LC i demodulator AM

W technice COS realizowane są także generatory sygnałów nośnych, mieszacze, detektory iloczynowe itp. Podobnie jak układy poprzednie, również układ generatora można opisać za pomocą odpowiedniego równania. Możliwe są jednak i realizacje prostsze. Jedną z nich jest uprzednio przedstawiony bezstratny obwód rezonansowy.

W wielu przypadkach szczególnych możliwe są dalsze uproszczenia jak na przykład w układzie generatora sygnałów piłokształtnych i sinusoidalnych przedstawionym na rysunku 9.11.



Rys.11.Generator przebiegów sinusoidalnych i piłokształtnych

Sumowanie sygnału odniesienia u1(t) z sygnałem opóźnionym daje za każdym razem napięcie o wartości większej od poprzedniej aż do momentu wystąpienia przeniesienia. Powstaje wówczas skok napięcia z wartości maksymalnej do zera, co daje w efekcie przebieg piłokształtny o amplitudzie ograniczonej zakresem dynamiki przetwornika cyfrowo-analogowego równej Nmax - Nmin.

Częstotliwość sygnału piłokształtnego zależy od stosunku sygnału odniesienia do zakresu dynamiki oraz od częstotliwości próbkowania. Sygnał odniesienia może być sygnałem stałym lub zmiennym pochodzącym z innych układów COS albo elementów sterujących. Generator taki może być więc wykorzystany jako generator VCO w układach synchronizacji fazy (PLL) lub syntezerach częstotliwości. Zmiana kierunku zliczania w momencie wystąpienia przeniesienia pozwala na otrzymywanie sygnału trójkątnego.

Wyjściowy sygnał sinusoidalny odczytywany jest z tabeli wartości adresowanej przez sygnał piłokształtny. Dalsze operacje matematyczne na sygnale piłokształtnym pozwalają na łatwe przetworzenie go na postać trójkątną lub prostokątną o pożądanym współczynniku wypełnienia. Proste mnożenie (z przeniesieniem) jest równoznaczne z generacją sygnałów harmonicznych. Szybszy (dzięki mnożeniu) wzrost amplitudy sygnału piłokształtnego powoduje częstsze występowanie przeniesienia w sumatorze.

Sygnał sinusoidalny może być także obliczany przez rozwinięcie funkcji sinus na szereg potęgowy:

$$\sin(x) = x - \frac{x^3}{3!} + \frac{x^5}{5!} + \frac{x^7}{7!} \ldots$$

Teoretycznie szereg ten jest nieskończony, w praktyce wystarczy użycie kilku pierwszych członów, w zależności od wymaganej dokładności. W powyższym przykładzie osiągana jest dokładność 16 bitów.

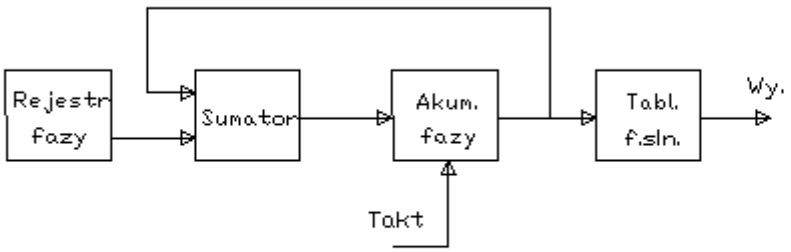
Konieczność generacji sygnałów wysokiej i bardzo wysokiej częstotliwości pozostawia w chwili obecnej jedyną możliwość realizacji syntezera numerycznego (ang. DDS) – konwencjonalny układ logiczny wykorzystujący tablicę wartości funkcji zapisaną w odpowiednio szybkiej pamięci. Rozwiązania mikroprocesorowe jako powolniejsze mogą pracować w zakresie niskich częstotliwości, a cykliczność funkcji sinus eliminuje konieczność wykonywania obliczeń na bieżąco.

Odczytane z tablicy wartości funkcji, po zamianie na postać analogową i odfiltrowaniu dają sygnał wyjściowy o częstotliwości przełączanej z bardzo dużą rozdzielczością (moż-

liwą do uzyskania dopiero w wielopętlowym układzie PLL) i dużą szybkością (odpada tu czas konieczny na ponowne zsynchronizowanie się pętli PLL). Sygnał ten charakteryzuje się bardzo niskim poziomem składowych pasożytniczych, a zwłaszcza szumów fazowych tak charakterystycznych dla pętli PLL.

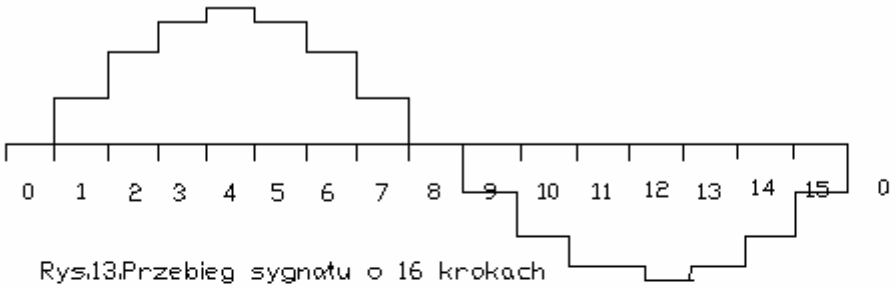
Wartości sygnału sinusoidalnego zapisane są w tabeli jako funkcja argumentu – kąta fazowego. Ich liczba (a więc długość tabeli) zależy od przyjętego skoku argumentu, co oznacza, że przy skoku co jeden stopień tabela miałaby długość 360 słów. Dla maksymalnego wykorzystania dynamiki wartości te powinny być wyskalowane tzn. przemnożone przez wartość maksymalną możliwą do przedstawienia przy danej długości słowa. Tablica zawiera więc ciąg wartości całkowitych. Adresując kolejno komórki tablicy za pomocą licznika sterowanego sygnałem o częstotliwości zegarowej fT otrzymujemy na wyjściu przetwornika cyfrowo-analogowego schodkowy przebieg sinusoidalny, a po odfiltrowaniu falę sinusoidalną o okresie w tym przypadku równym fT/360 i wartości międzyszczytowej odpowiadającej przyjętej dynamice układu.

Zastępując licznik sumatorem (rysunek 9.12) możemy adresować tablicę w stałych dowolnych skokach fazy, np. co dwa lub trzy stopnie otrzymując odpowiednio przebiegi sinusoidalne o częstotliwościach fT/180, fT/120 itd. Sumator dodaje wybrany przez użytkownika stały skok do uprzedniej wartości fazy (bieżącego adresu), a uzyskany w ten sposób wynik (nowy adres) zapamiętywany jest w akumulatorze. Praca sumatora synchronizowana jest sygnałem zegarowym pochodzącym z generatora kwarcowego, co zapewnia kwarcową stabilność sygnału generowanego.

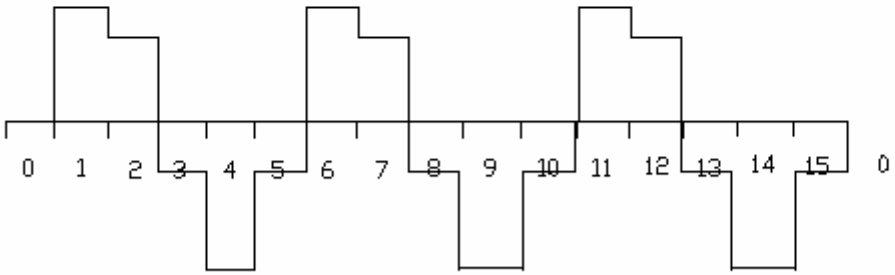


Rys.12.Schemat blokowy syntezera cyfrowego

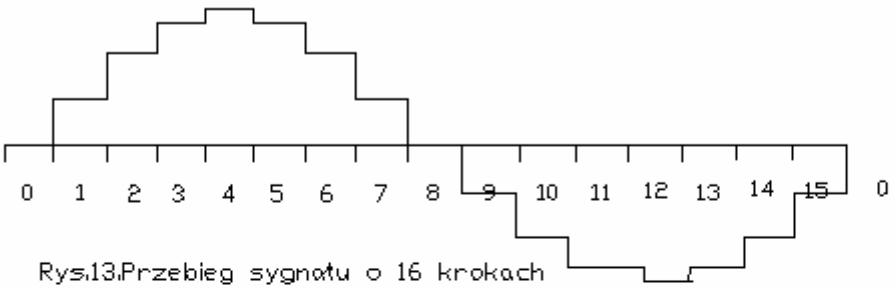
Omówiona zasada ważna jest oczywiście dla tablic o dowolnym skoku fazy, a więc i o dowolnej długości. Szczególnego rozważenia wymaga przypadek, gdy długość tablicy i skok adresów (fazy) są liczbami pierwszymi względem siebie. Dla ułatwienia rozważmy ten przypadek na przykładzie tablicy zawierającej tylko 16 wartości. Przykładowy przebieg sygnału wyjściowego przy zmianie adresu co jeden przedstawia rysunek 9.13.



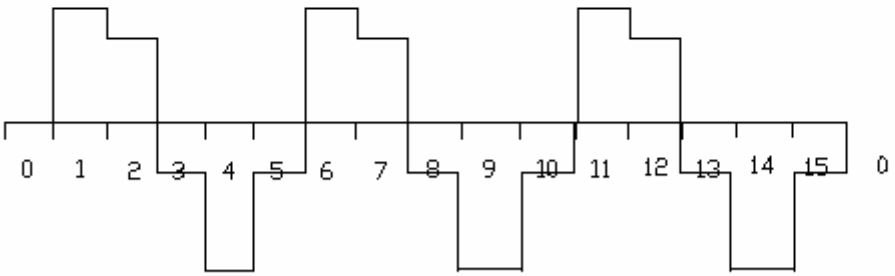
Rys.13.Przebieg sygnału o 16 krokach



Rys.14.Przebieg sygnału dla N=3



Rys.13.Przebieg sygnału o 16 krokach



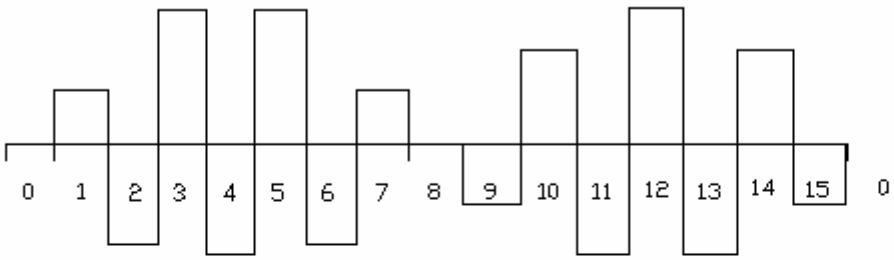
Rys.14.Przebieg sygnału dla N=3

Dla dowolnej liczby N (np. trzy jak na rysunku 14) po szesnastu krokach i osiągnięciu ponownie zerowego stanu sumatora adresów otrzymujemy N okresów przebiegu sinusoidalnego. Częstotliwość wyjściowa f wynosi N fT/16.

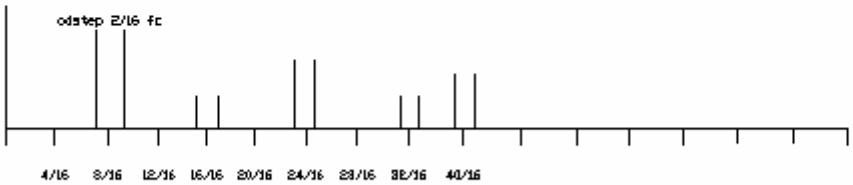
Krzywa schodkowa na wyjściu przetwornika cyfrowo-analogowego ma znacznie bogatsze widmo częstotliwości o składowych M fT + f0 gdzie: M jest liczbą naturalną.

Wszystkie niepożądane składowe muszą być odfiltrowane przez filtr wyjściowy. Najtrudniejsza do odfiltrowania jest składowa o częstotliwości fT - f0. Dla małych wartości N jest ona jeszcze znacznie oddalona od pożądanej częstotliwości wyjściowej, ale już dla N równego 7 (rysunek 9.15) otrzymany przebieg jest niezbyt podobny do przebiegu sinusoidalnego. Zauważalny jest tu wpływ składowej o częstotliwości 2fT/16. Jeszcze wyraźniej widać to na wykresie widma przebiegu (rysunek 9.15a). Widoczna jest składowa o częs-

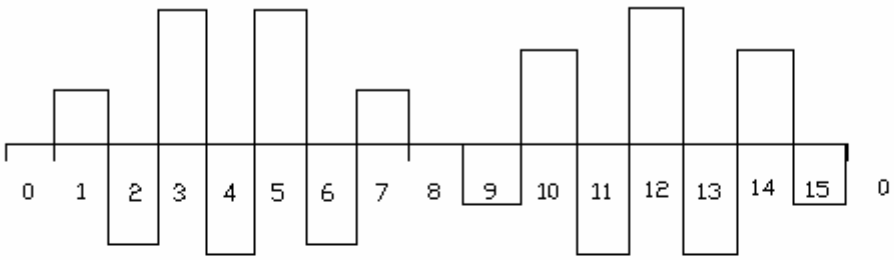
totliwości 9fT/16, jak również wiele składowych o wyższych częstotliwościach. Wymagania stawiane filtrowi wyjściowemu są więc dość wysokie.



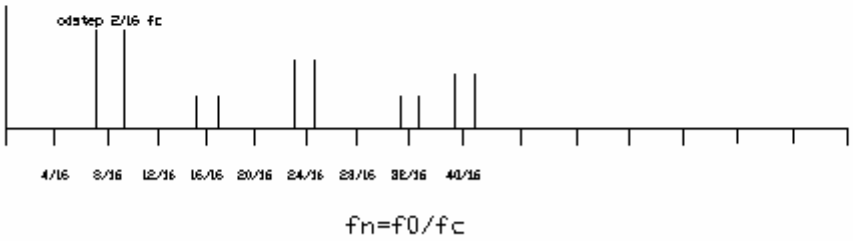
Rys.15.Przebieg sygnału dla N=7



Rys.15a.Widmo sygnału z rysunku 15



Rys.15.Przebieg sygnału dla N=7



Rys.15a.Widmo sygnału z rysunku 15

Na poziom składowych pasożytniczych istotny wpływ wywierają błędy kwantyzacji. W rozwiązaniu powyższym występują dwie wartości skwantyzowane: argument funkcji – faza, której stopień kwantyzacji (liczba bitów) określa niezbędną długość tablicy, oraz amplituda sygnału wyjściowego – tu stopień kwantyzacji wpływa na zastosowaną szerokość słowa. Intuicyjnie nasuwa się stwierdzenie, że zwiększenie pojemności tabeli – zarówno jej szerokości, jak i długości (a więc liczby stopni kwantyzacji obu wielkości) zmniejsza odchyłki otrzymanej krzywej od przebiegu idealnego, a więc i zawartość składowych pasożytniczych.

Analityczne określenie amplitud i faz tych składowych jest w układzie podwójnie kwantyzowanym dość skomplikowane. W dużym przybliżeniu można stwierdzić, że

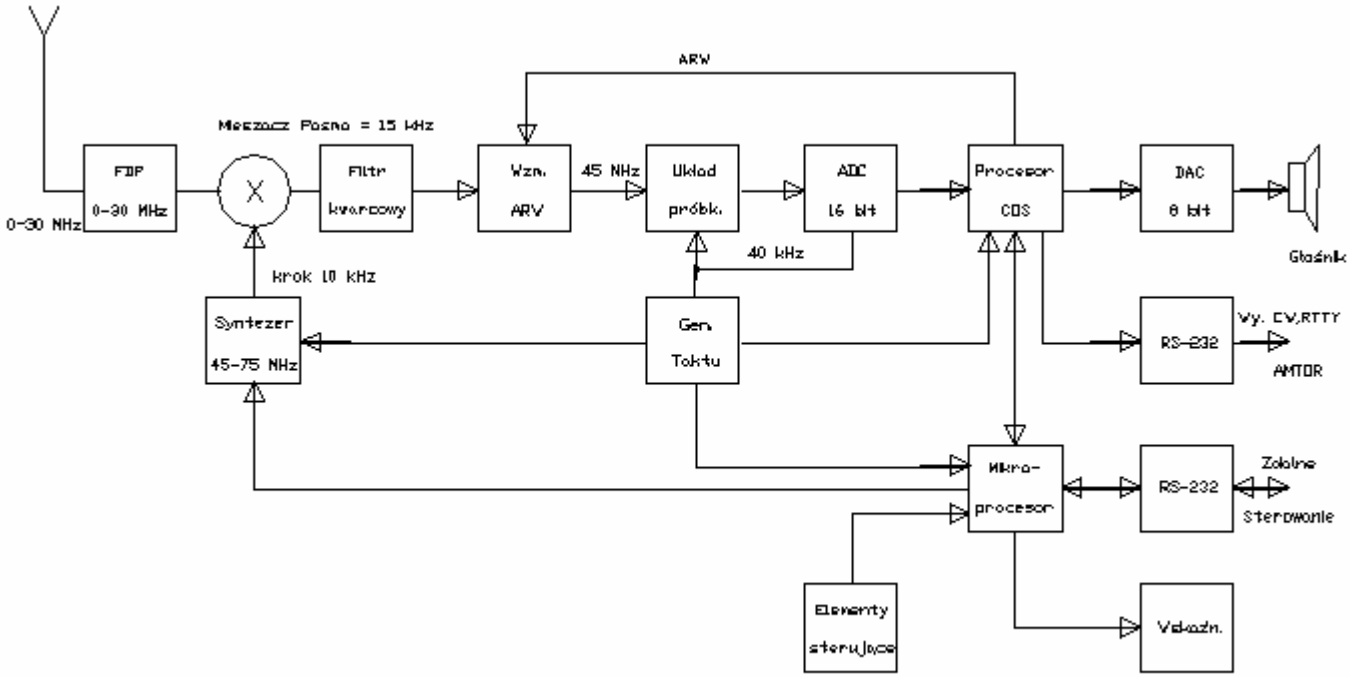
stosunek najsilniejszej z tych składowych do generowanej nośnej wynosi -8 dB/bit kwantyzacji amplitudy i fazy. Tak więc dla szerokości słowa równej 8 bitów wpływ kwantyzacji amplitudy powoduje powstanie najsilniejszej składowej o poziomie -64 dBc (w stosunku do pożądanej nośnej). Kwantyzacja fazy pogarsza dodatkowo ten stosunek. Ograniczenie negatywnego wpływu do 1 - 2 dB wymaga 10-bitowej kwantyzacji fazy (1024 adresy). Dodatkowe pogorszenie powodują błędy konwersji przetwornika cyfrowo-analogowego – w praktyce należy liczyć się z kilkudecybelową różnicą. Uzyskanie odpowiedniej czystości sygnału wyjściowego jest trudniejsze dla wyższych częstotliwościach pracy syntezera.

Zaletą syntezerów cyfrowych jest bardzo krótki czas przełączania, znacznie krótszy niż w układach syntezerów z pętlą fazową PLL. Cecha te predystynuje je m. in. do zastosowania w torach transmisyjnych pracujących z rozpraszaniem widma sygnału (w systemie z kluczowaniem częstotliwości). Teoretycznie zmiana częstotliwości wyjściowej może nastąpić w dowolnym momencie – oczywiście synchronicznie z sygnałem zegarowym. W praktyce zależy to od wewnętrznej konstrukcji sumatora. Sumatory wyposażone w większą liczbę rejestrów pośrednich (spotykane często w scalonych wersjach syntezerów) charakteryzują się opóźnieniem kilku cykli zegarowych – po upływie tego opóźnienia następuje natychmiastowe przełączenie częstotliwości wyjściowej. Ogranicza ono maksymalną częstotliwość zmiany kanałów.

Na rynkach zachodnich dostępny jest wiele scalonych syntezerów cyfrowych wykonanych w technice CMOS, ECL i GaAs o zakresach częstotliwości zegarowej od 50 MHz (CMOS) do 1000 MHz (GaAs) i maksymalnych częstotliwościach wyjściowych odpowiednio od 20 MHz do 450 MHz. Możliwy do osiągnięcia odstęp kanałów dochodzi nawet do 0,2 uHz, a poziom sygnałów pasożytniczych nie przekracza -70 dBc.

9.5. ZASTOSOWANIA W RADIO- I TELEKOMUNIKACJI

Obecny poziom techniki COS pozwala na konstrukcję wielu członów urządzeń nadawczo-odbiorczych i telekomunikacyjnych. Seryjnie budowane są układy odbiorników, radiostacji, modemów, kontrolerów TNC, PTC i przyrządów pomocniczych, w których znaczny procent członów pracuje na zasadzie cyfrowej. W niedługim czasie technika cyfrowa opanuje następne człony odbiorników, pojawią się urządzenia w pełni cyfrowe. Przykładowe możliwości w tej dziedzinie zobrazowano na rysunku 9.16.



Rys.16.Uniwersalny odbiornik KF w technice COS

Poza członem wejściowym złożonym z filtru dolnoprzepustowego, mieszacza, filtru p.cz i pierwszego stopnia wzmocnienia p.cz. reszta odbiornika zastąpiona może być członem COS. Również pierwszy oscylator – syntezer częstotliwości może być układem cyfrowym.

Procesor sygnałowy zapewnia odpowiednią filtrację, demodulację różnych typów sygnałów, dekodowanie sygnałów cyfrowych, ich transmisję przez łącze szeregowe, wzmocnienie sygnałów akustycznych i automatyczną regulację wzmocnienia.

Ze względu na wielorakość funkcji konieczne jest użycie specjalnego procesora sygnałowego. Dodatkowy zwykły mikroprocesor pozwala na osiągnięcie odpowiedniego komfortu obsługi i wyposażenie w zdalne sterowanie.

Zastosowany w tym przypadku syntezer cyfrowy wytwarza sygnał o znacznie niższym poziomie szumów fazowych niż układ złożony z kombinacji pętli PLL.

Cała przedstawiona wyżej przykładowa konstrukcja wymaga jedynie bardzo prostego zestrojenia układów wejściowych.

Podobnie prosta może być realizacja w technice COS większości członów nadajnika dostosowanego do wielu różnych rodzajów emisji i pozwalająca na optymalny dobór parametrów w każdym przypadku.

Jednym z klasycznych przykładów zastosowania techniki COS w dziedzinie krótkofalarstwa jest radiostacja TS950DS firmy Kenwood. Jest ona wyposażona w podwójny odbiornik z podwójnym zestawem elementów regulacyjnych i wskaźników. Cyfrowa realizacja jego członów pcz. i mcz. pozwala na osiągnięcie charakterystyk przenoszenia lepszych niż byłoby to możliwe w układach analogowych, dopasowanie charakterystyki m.cz. do indywidualnych wymagań operatora, uzyskanie płynnego przełączania przy pracy telegraficznej, pracę z modulacją FSK o dowolnie dobranym przesuwie częstotliwości i bardzo skuteczne tłumienie zakłóceń. Również część analogowa radiostacji nie ustępuje jakością członom cyfrowym, dzięki czemu odbiornik charakteryzuje się zakresem dynamiki wynoszącym 105 dB, (ang. intercept point, IP) trzeciego rzędu powyżej +24 dBm i poziomem szumów ciągłych -140 dBm. Wbudowany układ mikroprocesorowy zapewnia wysoki komfort obsługi m. in. wyboru pasma i częstotliwości pracy, przeszukiwania pasma (połączonego z układem blokady szumów pracującym we wszystkich rodzajach emisji), 100 pamięci oraz układ automatycznego dostrajania anteny.

Dalszym przykładem jest odbiornik SoftWave. Odbiornik ten, wykonany na płytce wtykanej do komputerów klasy PC, pokrywa zakresy 0,5 - 30 MHz i 108 - 174 MHz. Odbiornik sterowany za pomocą programu pracującego pod systemem Windows pozwala na odbiór wielu rodzajów modulacji, przeszukiwanie pasm, graficzną analizę zajętości wybranych podzakresów, dekodowanie telegrafii Morsa oraz innych rodzajów emisji itp. Dla ułatwienia wyboru pożadanych stacji oprogramowanie wyposażone jest w bazę danych zawierającą informacje o poszczególnych stacjach oraz mapy świata. Wybór pożądanej stacji może być dokonywany za pomocą myszy – bezpośrednio z bazy danych lub z mapy. Odbiornik wyposażony jest w procesor sygnałowy pracujący na drugiej p.cz. W wielu innych rozwiązaniach odbiorników wyposażonych w układy COS zastosowano potrójną przemianę częstotliwości z trzecią p.cz rzędu kilkunastu kHz tak aby mogły być w nich użyte możliwie niedrogie procesory sygnałowe.

Układy cyfrowych syntezerów częstotliwości spotykane są także w wielu innych rozwiązaniach odbiorników i radiostacji znanych firm (np. IC707, IC77, IC727, IC728, FT1000MP, FT840, JST145/245, TS-50, TS-60S, Kachina 505 itd.). Spotykane są także zestawy części do samodzielnej konstrukcji syntezerów cyfrowych. Pozwala to na unowocześnienie starszego sprzętu nadawczo-odbiorczego albo budowę urządzeń o parametrach nie ustępujących sprzętowi fabrycznemu. Jeden z takich zestawów – DDS-3 firmy Novatech – pozwala na konstrukcję syntezera pokrywającego w sposób ciągły i bez przełączania zakresu częstotliwości od 2 Hz do 12 MHz (nawet do 16 MHz, jest to okupione nieco gorszymi parametrami sygnału). Odstęp kanałów równy jest 2 Hz. Poziom szumów fazowych sygnału w odległości 1 kHz leży na poziomie -90 dB w stosunku do poziomu nośnej, poziom składowych harmonicznych i pasożytniczych wynosi -50 dB. Zestaw zawiera scalony syntezer cyfrowy typu Q22201, szybki przetwornik cyfrowo-analogowy typu MC10322 oraz kilka obwodów pomocniczych i mieści się na płytce drukowanej o rozmiarach ok. 9 x 11 cm.

Innymi przykładami zastosowania techniki COS w sprzęcie krótkofalarskim są uniwersalne kontrolery TNC typu DSP-1232/2232/232 firmy Timewave (dawniej AEA), kontrolery PTC-II oraz filtry eliminujące samoczynnie zakłócenia i gwizdy pochodzące z sąsiednich kanałów. Zastosowany w nich algorytm pozwala na rozpoznanie sygnałów zakłócających (dla odróżnienia od sygnałów mowy można założyć względną stałość ich amplitudy) i obliczenie odpowiednich parametrów filtrów cyfrowych. Analiza widmowa sygnału pozwala także na rozróżnienie składowych sygnału i szumów. Czas reakcji filtru wynosi od kilkadziesięciu do 250 ms. Osiągane tłumienia dochodzą do 50-60 dB dla sygnałów zakłócających i ok. 20 dB dla szumów. Pozwalają one także na ograniczenie pasma sygnału za pomocą filtrów pasmowych o regulowanej częstotliwości środkowej i szerokości pasma. Charakterystyki filtru pasmowego są zbliżone do prostokątnych – tłumienie

może dochodzić do 60 dB dla składowych odległych o 50 Hz od granicy pasma przenoszenia. Przykładami takich filtrów są: NTR-1, NRF-7 i NIR-10 firmy JPS, MFJ-784B firmy MFJ oraz DSP-59 firmy Timewave. Ze względu na ich rozpowszechnienie filtry te przedstawione są dokładniej w dalszej części rozdziału.

Technika COS pozwala też na zastosowanie dodatkowych środków poprawiających jakość odbioru w trudnych warunkach silnych szumów i zakłóceń. Możliwe będzie np. zmniejszenie szybkości telegrafowania do wartości trudnej do odczytania przez człowieka – jest to obecnie aktualne w związku z udostępnieniem pasma długofalowego – czy poprawa stosunku sygnału do szumu przez zastosowanie metod korelacyjnych (porównywanie podobieństwa przebiegu sygnału w różnych momentach czasowych). Niewielka szerokość pasma długofalowego (135,8 - 137,4 kHz), ograniczenia mocy często do 1 W ERP i niskie sprawności anten (anteny o rozmiarach możliwych do przyjęcia w warunkach amatorskich mają sprawności ok. 1% lub niższe) zmuszają do stosowania w tym zakresie powolnej telegrafii (QRSS). Długości symbolu dochodzą nawet do kilku minut. Możliwe jest wprawdzie dekodowane takich sygnałów telegraficznych za pomocą urządzeń elektromechanicznych, jest to jednak wdzięczne pole do eksperymentów z cyfrową obróbką sygnałów i jest ona stosowana przez coraz szersze grono krótkofalowców.

Sieć telekomunikacyjna ISDN pozwala na transmisję w postaci cyfrowej informacji akustycznej (telefonicznej), obrazów (telefaks) i danych w dwóch kanałach z szybkością transmisji 64 kbit/s. Dodatkowy kanał pracujący z szybkością 16 kbit/s transmituje informację sterującą oraz w przerwach – dane cyfrowe w postaci pakietów. Dodatkowe sygnały synchronizujące i pomocnicze transmitowane są z szybkością 48 kbit/s. Wypadkowa szybkość transmisji wynosi więc 192 kbit/s, a wymienione informacje są zmultipleksowane czasowo. Dwa kanały użyteczne pozwalają na równoległą pracę dwóch aparatów telefonicznych, aparatu telefonicznego i telekopiarki (telefaksu) lub jakichkolwiek innych urządzeń. Najprostszym i najbardziej rozpowszechnionym urządzeniem pozostanie oczywiście aparat telefoniczny. Podstawowe funkcje, jak przetwarzanie sygnałów akustycznach na cyfrowe i odwrotnie (zgodnie z charakterystyką A lub μ), przetwarzanie sygnałów sterujących na sygnały zajętości itp., cyfrowa filtracja sygnałów i eliminacja zakłóceń sieciowych 50/60 Hz, cyfrowa korekcja charakterystyki przenoszenia (zależna od stosowanych mikrofonów i słuchawek), multipleks i dopasowanie do linii mogą być skupione w jednym obwodzie scalonym np. Am79C30A. Konstrukcja obwodu pozwala na zewnętrzne programowanie parametrów cyfrowych filtrów i wzmacniaczy. Podłączenie obwodu Am79C401 umożliwia dodatkowo konwersję danych nadawanych w innych formatach (X.25, HDLC, SDLC, V.120) na format danych sieci ISDN.

Stosowany w amerykańskim systemie telefonicznym dwutonowy sygnał wybierający DTMF (każdej cyfrze odpowiada para dwu z ośmiu tonów, co daje 16 możliwych kombinacji) może być także generowany i dekodowany za pomocą układów COS. Generacja oparta na przedstawionej uprzednio zasadzie syntezera cyfrowego nie nastręcza większych trudności. Dekodowanie wymaga zastosowania odmiany algorytmu obliczającego transformatę Fouriera. Algorytm obliczający szybką transformatę Fouriera (FFT) stosowany jest dla większej liczby analizowanych próbek i częstotliwości. W przypadku sygnału zawierającego kombinację z tylko ośmiu częstotliwości i trwającemu ok. 40 ms korzystniejsze jest stosowanie dyskretnej transformacji Fouriera (DFT, algorytmu Goertzela), pozwalającej na bieżącą analizę napływającego strumienia danych bez konieczności zapamiętywania go. Obliczone w ten sposób widmo poddawane jest dalszej analizie pozwalającej na rozpoznanie nadanej cyfry. Jedno z możliwych rozwiązań oparte jest na procesorze sygnałowym μPD77P25 (μPD77C25) i w przypadku 205 iteracji (205 próbek) analiza sygnału trwa ok. 25,6 ms, a rozpoznanie cyfry – dodatkowe 0,5 ms.

Tablica 1.
Przyporządkowanie klawiszom par częstotliwości DTMF

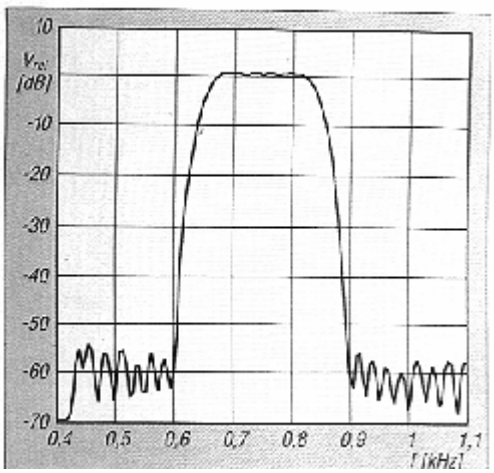
Hz	1209	1336	1477	1633
697	1	2	3	A
770	4	5	6	B
852	7	8	9	C
941	*	0	#	D

9.6. FABRYCZNE FILTRY CYFROWE

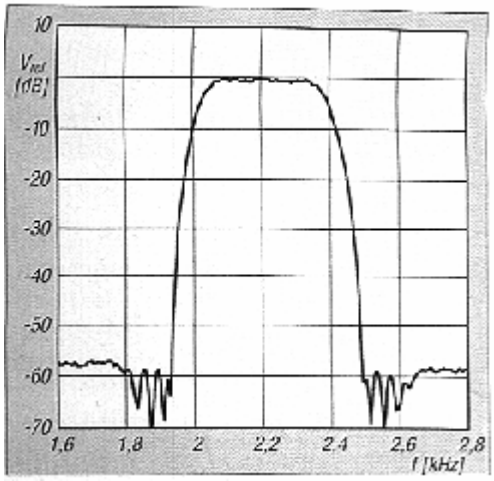
Do urządzeń COS najczęściej spotykanych w wyposażeniu stacji amatorskich należą filtry cyfrowe. Są one włączane na wyjście słuchawkowe lub głośnikowe odbiornika, a do ich gniazdka wyjściowego podłączany jest dodatkowy głośnik, słuchawki lub dowolne inne urządzenie, np. kontroler TNC. Ze względu na to, że są to urządzenia dodatkowe nie mające dalszych powiązań z układami odbiornika i nadajnika radiostacji można stosunkowo łatwo na ich przykładzie przedstawić możliwości i najważniejsze parametry urządzeń cyfrowych.

Obecnie rozpowszechnione filtry cyfrowe podłączane są na wyjściu odbiornika, dlatego też nie należy oczekiwać, że będą one mogły radykalnie poprawić odbiór w przypadku odbiorników o niskiej odporności na modulację skrośną lub inne szkodliwe efekty występujące na ich wejściu lub w torze p.cz. Filtry cyfrowe mogą też same być źródłem zakłóceń odbioru, dlatego należy zadbać o właściwe ekranowanie i uziemienie urządzeń. Częstotliwości zegarowe procesorów cyfrowych leżą w zakresie kilkudziesięciu MHz (przeważnie między 20 i 40 MHz) a w układach występują ciągi impulsów o amplitudach TTL i dość stromych zboczach, co powoduje, że są one bogate w harmoniczne.

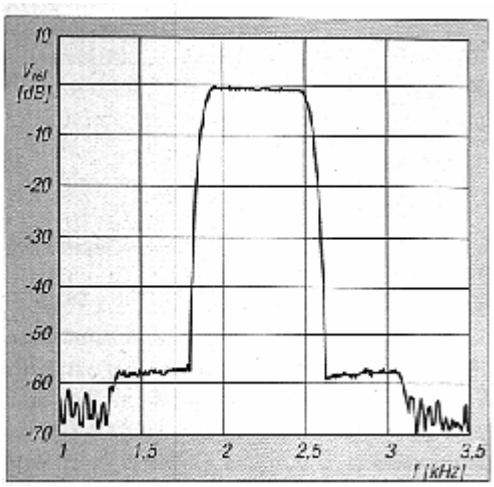
Najczęściej spotykane na rynku filtry cyfrowe przeznaczone do zastosowań krótkofalarskich mogą być wykorzystywane do pracy różnymi rodzajami emisji: telegrafią, fonią, faksymile, sstv i transmisji danych – RTTY, pakiet radio, AMTOR, PACTOR itp. Podane poniżej charakterystyki i zakresy częstotliwości są przykładami odnoszącymi się do filtrów DSP-NIR i MFJ-784B (patrz zdjęcia). Podobnymi parametrami charakteryzują się także inne spotykane na rynku modele filtrów. Wykres 9.17 przedstawia charakterystykę przenoszenia wąskopasmowego filru telegraficznego modelu NIR. Szerokość pasma na poziomie -6 dB wynosi ok. 200 Hz, a na poziomie -60 dB - ok. 300 Hz, co daje współczynnik prostokątności równy 1:1,5. Przy zachowaniu stałej szerokości pasma można wybrać częstotliwość środkową 400, 600 lub 750 Hz. Można także zawęzić pasmo do 100 Hz. Wybór dokonywany jest za pomocą zwieraczy wewnątrz urządzenia. W podobny sposób ustawia się także i inne rzadziej zmieniane wartości parametrów nie tylko w modelu NIR, ale i w innych. W modelu MFJ-784B częstotliwość środkowa filtru telegraficznego może leżeć w zakresie 300-1000Hz, szerokość przenoszenia regulowana jest w zakresie 30-700 Hz, a tłumienie w odległości 60 Hz od granicy pasma wynosi 47 dB. Kombinacje niemożliwe do zrealizowania (np. szerokość pasma 700 Hz przy częstotliwości środkowej 300 Hz) są ignorowane.



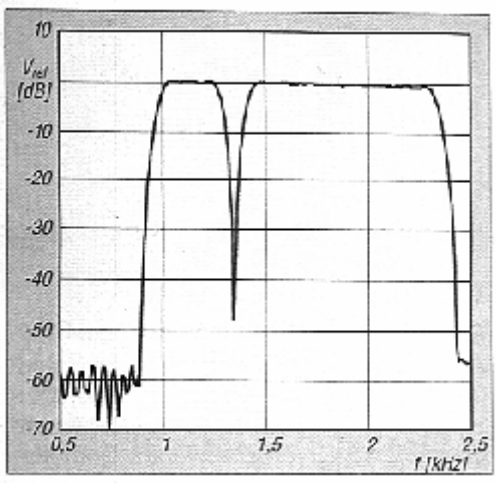
Charakterystyka filtru NIR dla telegrafii.



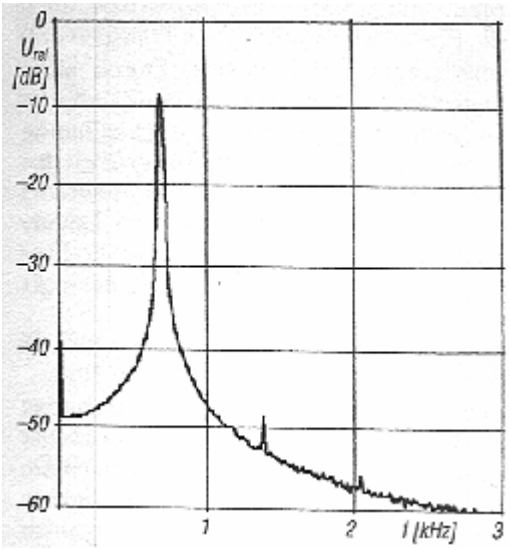
Charakterystyka filtru NIR dla emisji RTTY.



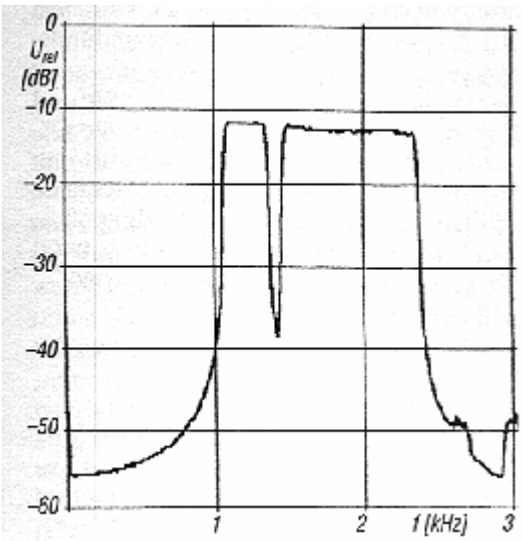
Charakterystyka filtru NIR dla emisji pakiet radio (KF).



Charakterystyka filtru NIR dla emisji SSTV.



Charakterystyka filtru MFJ-784B dla telegrafii.



Charakterystaka filtru MFJ-784B dla emisji SSTV.

Wąskopasmowy filtr SSB w modelu NIR charakteryzuje się zakresem przenoszenia od 150 do 1800 Hz, (współczynnik prostokątności 1:1,1) natomiast szerokopasmowy – zakresem przenoszenia od 150 do 2700 Hz (wsp. prostokątności – 1:1,06). Częstotliwość środkowa filtru SSB w modelu MFJ może być zmieniana między 600 i 1700 Hz, a szerokość pasma może wynosić 1000-2500 Hz. Tłumienie w odległości 75 Hz od granicy pasma dochodzi do 57 dB.

Oba modele wyposażone są także w filtry dolno- i górnoprzepustowe o regulowanej częstotliwości granicznej. W modelu MFJ-784B dolna częstotliwość graniczna może leżeć w zakresie 200-2200 Hz, a górna w zakresie 1400-3400 Hz. Tłumienie sygnałów niepożądanych w odległości 75 Hz wynosi 57 dB. Kombinacja filtrów dolno- i górnoprzepustowego może być więc w miarę potrzeby filtrem pasmowym lub pasmowo-zaporowym.

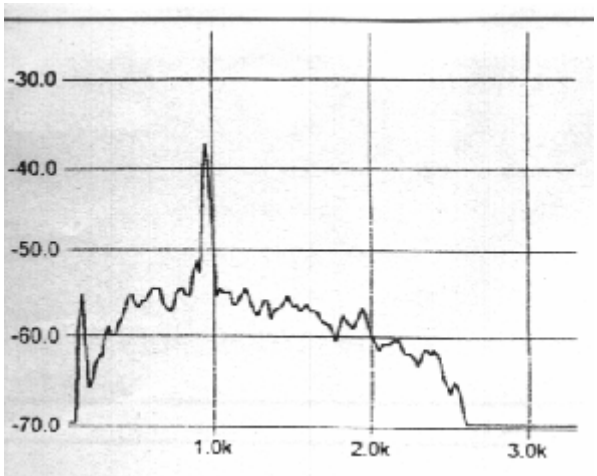
Częstotliwość środkowa filtru pasmowego (w modelu MFJ) może być regulowana między 300 i 3400 Hz, a szerokość pasma przenoszenia – między 30 i 2100 Hz, przy tłumieniu wynoszącym 47 dB w odległości 60 Hz od granicy pasma przenoszenia. Także i tu kombinacje absurdalne są ignorowane.

Specjalnością modelu MFJ jest podwójny filtr pasmowy o parametrach identycznych z przedstawionym powyżej filtrem pojedyńczym. Filtr podwójny może być wykorzystywany m.in. do odbioru emisji cyfrowych (patrz rys. 9.26).

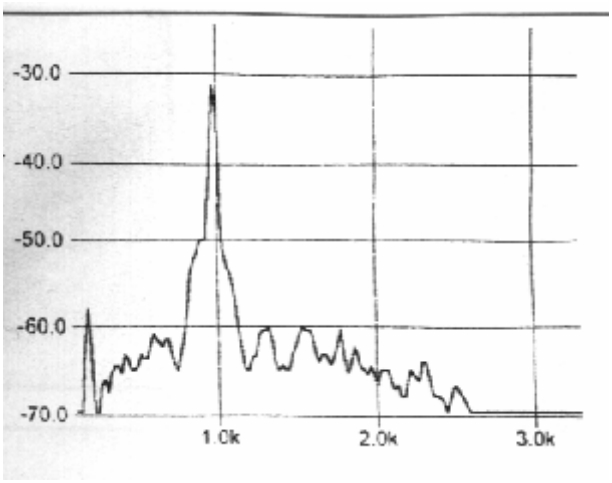
Przedstawione powyżej filtry stanowią ulepszoną wersję filtrów analogowych. Istotną nowością w stosunku do układów analogowych jest automatyczny filtr zaporowy (oznaczony na płycie czołowej jako "Notch" lub "Auto notch"). Dzięki inteligencji oprogramowania może on wykryć i wytłumić automatycznie do czterech sygnałów zakłócających leżących w paśmie przenoszenia szerokopasmowego filtru fonicznego. W paśmie tym poszukiwane są i wykrywane składowe o stałej lub wolno zmieniającej się amplitudzie i częstotliwości – wykazujące duże podobieństwo do poprzednich części przebiegu. Odróżniają się one od szybko zmieniających się składowych mowy i są traktowane jako zakłócenia (np. interferencyjne). Już sama zasada rozpoznawania zakłóceń wskazuje, że filtr zaporowy nie może być stosowany w trakcie pracy emisjami cyfrowymi lub telegrafią. Czas wykrycia i wytłumienia zakłócenia wynosi ok. 10 ms (w niektórych przedstawionych dalej modelach nawet poniżej), a poziom tłumienia dochodzi do 50 dB. Filtr zaporowy może w pewnym zakresie śledzić sygnały zakłócające i nadążać za powolnymi zmianami częstotliwości spowodowanymi niestabilnościami odbiornika lub źródła zakłóceń nawet jeżeli częstotliwości zmieniają się w różnych kierunkach. Charakterystyka zaporowa filtrów jest b. wąska (kilkadziesiąt Hz) dzięki czemu sygnał użyteczny ulega tylko minimalnemu zafałszowaniu. Niektóre modele filtrów pozwalają na wytłumienie więcej niż czterech składowych zakłócających, odbywa się to jednak kosztem ograniczenia maksymalnego tłumienia.

Filtr firmy MFJ jest też wyposażony w ręcznie przestrajany podwójny filtr zaporowy o tłumieniu 40 dB. Ponieważ odróżnienie sygnału użytecznego od zakłócającego dokonywane jest przez operatora, filtr ręczny może być stosowany także w trakcie odbioru emisji cyfrowych i telegrafii. Dla osiągnięcia większego tłumienia można ustawić oba filtry na tą samą częstotliwość.

Następną funkcją występującą wyłącznie w filtrach cyfrowych jest dynamiczne tłumienie szumów (oznaczane na płytach czołowych jako "Peak" lub "Noise reduction"). Podobnie jak w przypadku zakłóceń rozpoznawanie polega porównaniu podobieństwa przebiegu bieżącego z przebiegiem w poprzednim odcinku czasowym (autokorelacji). Przebieg szumowy jest przebiegiem przypadkowym (nieskorelowanym) w przeciwieństwie do sygnału mowy zawierającego składowe okresowe. Jeszcze większy stopień autokorelacji wykazują sygnały modulacji cyfrowych (np. RTTY). Rozpoznane w ten sposób przez program szumy mogą być tłumione o 10 do 20 dB przy wystąpieniu tylko niewielkich zmian w sygnale użytecznym. Stopień tłumienia jest w obu filtrach regulowany na płycie czołowej. Tłumienie szumów może być włączone równolegle z automatycznym filtrem zaporowym. Efekt tłumienia szumów zilustrowany jest na wykresach 9.23 i 9.24 przedstawiających odpowiednio sygnały odbierany i wyjściowy filtru.

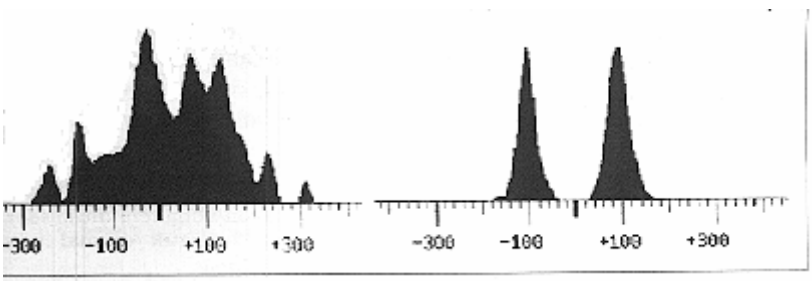


Sygnał wejściowy z szumami.



Sygnał wyjściowy po redukcji szumów.

Oba prezentowane urządzenia wyposażone są w filtry dla emisji cyfrowych. Przykładowe charakterystyki filtrów dla emisji RTTY, pakiet radio (w zakresie KF) i SSTV dla NIR przedstawione są na wykresach 9.18 - 9.20. Filtr RTTY jest dostosowany do standardu tonów niskich (europejskiego) i ma częstotliwość środkową 2210 Hz przy szerokości pasma 270 Hz i wsp. prostokątności 1:1,43. Filtr dla pakiet radio różni się od niego jedynie szerokością pasma wynoszącą 540 Hz (wsp. prostokątności wynosi 1:1,24). Alternatywną, wybieraną za pomocą zwieraczy częstotliwością środkową jest 1700 Hz. Charakterystyka przenoszenia filtru SSTV zawiera dwa podzakresy: jeden o częstotliwości środkowej 1200 Hz służy do odfiltrowania sygnału synchronizacji, drugi przenosi sygnał wizyjny w paśmie 1500-2300 Hz. Sygnały zakłócające leżące między obydwoma podzakresami są tłumione nawet o 50 dB. Filtr SSTV może być używany także do odbioru emisji faksymile. MFJ-784B oferuje użytkownikowi jeszcze więcej charakterystyk do wyboru. Filtry dla emisji AMTOR, PACTOR, RTTY i pakiet radio (w zakresie KF) ustawione są fabrycznie na częstotliwość środkową 2210 Hz i różnią się między sobą szerokością pasma przenoszenia, zależną od szybkości transmisji (RTTY – 250 Hz, AMTOR – 340 Hz, PACTOR – 440 Hz, pakiet radio – 540 Hz). Częstotliwość środkowa oraz szerokość pasma mogą być zmieniane za pomocą zwieraczy wewnątrz obudowy. MFJ-784B jest również wyposażony w filtr dla odbioru SSTV i faksymile, a także w 10 pamięci pozwalających na szybkie wywołanie charakterystyk ustawionych przez użytkownika. Filtr SSTV przenosi podzakresy 1050-1350 i 1450-2350 Hz, a tłumienie składowych niepożądanych wynosi 45 dB w odległości 60 Hz od granicy pasma. Rysunki 9.22 i 9.23 przedstawiają charakterystyki filtrów telegraficznego i SSTV dla MFJ-784B. Rysunek 9.25 przedstawia widmo zakłóconego sygnału RTTY (z lewej) i widmo sygnału na wyjściu filtru cyfrowego (z prawej).



Oba urządzenia wyposażone są w automatyczą regulację wzmocnienia pozwalającą uniknąć przesterowania przetwornika analogowo-cyfrowego.

Rozwiązaniem przeznaczonym specjalnie dla miłośników emisji cyfrowych jest filtr

MFJ-781. Wyposażony jest on w charakterystyki przenoszenia dostosowane do odbioru emisji pakiet radio (w zakresach KF i UKF), AMTOR, PACTOR, GTOR, Clover, RTTY, SSTV, faksymile i telegrafii, z różnymi (w miarę potrzeby) szybkościami transmisji i przesuwami częstotliwości. Filtr ten jest w USA o ok. połowę tańszy od uniwersalnego MFJ-784B. Filtr włączany jest między wyjście głośnikowe lub słuchawkowe odbiornika i wejście dowolnego kontrolera lub modemu. Część elektroniczna filtru MFJ-781 jest też montowana w uniwersalnych kontrolerach TNC typu MFJ-1278B/DSP. Uzupełnienie dla starszych modeli TNC nosi oznaczenie MFJ-780.

Filtry cyfrowe są produkowane również przez inne firmy. Jedną z nich jest firma JPS. Dostarcza ona całej rodziny filtrów począwszy od najprostszych NF-60 i NTR-1 wyposażonych jedynie w automatyczny filtr zaporowy i dynamiczną redukcję szumów aż po najbardziej rozbudowany NIR-12 o możliwościach zbliżonych do obu opisanych powyżej modeli. Rodzina filtrów JPS zawiera też filtr SSTV-1, który jak sama nazwa wskazuje przeznaczony jest do odbioru emisji SSTV i faksymile. Zasadnicze parametry filtrów JPS pokrywają się z przedstawionymi powyżej.

Do modeli wyższej klasy należy także DSP-59+ firmy Timewave. W porównaniu z MFJ-784B rzuca się w oczy brak filtru SSTV, przełączanych filtrów dla emisji cyfrowych i pamięci dla własnych ustawień. Oczywiście pokrętła regulacji częstotliwości środkowej i szerokości pasma pozwalają na uzyskanie charakterystyk niezdędnych do pracy dowolnym rodzajem emisji wymaga to jednak każdorazowo przeprowadzenia odpowiedniej regulacji. Niedostatki te usunięto w modelu DSP-599zx. Oprócz sześciu gotowych charakterystyk dla emisji cyfrowych zawiera on też sześć pamięci dla własnych konfiguracji. DSP-599zx jest także wyposażony w koder i dekoder sygnałów CTCSS i modem RTTY.

Pomimo przedstawionych na początku ograniczeń wynikających z konstrukcji lub zasady działania filtry cyfrowe mogą stanowić cenne uzupełnienie wyposażenia stacji amatorskich. Są one także w coraz szerszym stopniu instalowane w radiostacjach, odbiornikach i sprzęcie dodatkowym (np. kontrolerach TNC).

Filtr MFJ-784B.

9.7. ZASTOSOWANIA W TECHNICE AMATORSKIEJ

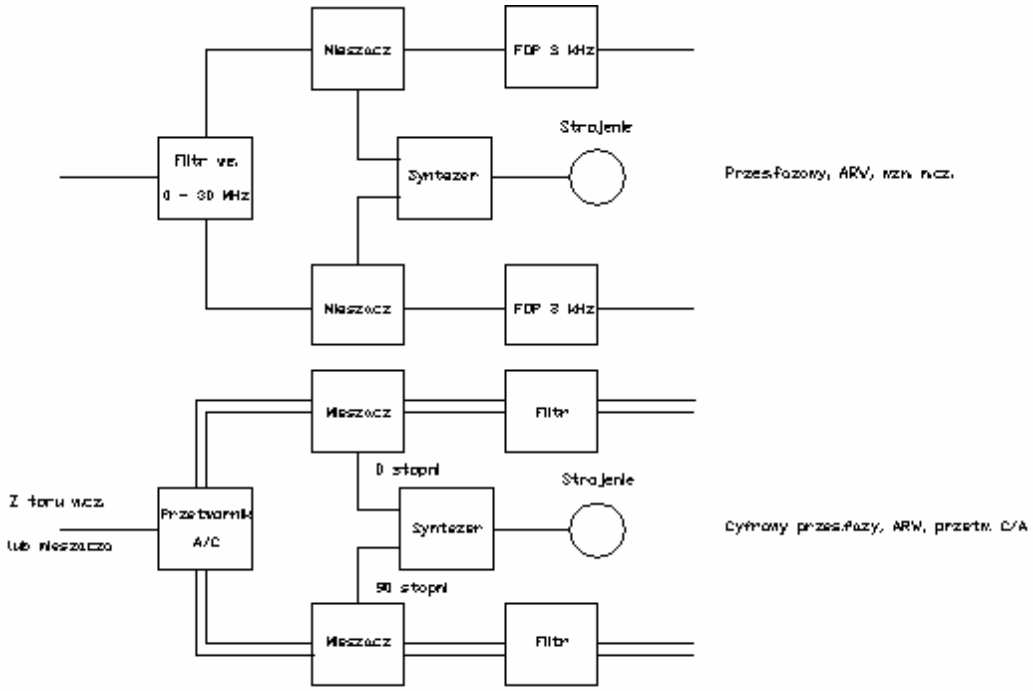
Najprostszymi i najłatwiejszymi do eksperymentowania w warunkach amatorskich są układy pracujące w zakresach niskich częstotliwości, jak modemy, detektory i dekodery emisji specjalnych.

Układy można wprawdzie stosunkowo łatwo skonstruować w technice analogowej, ale konieczność dostosowania się do różnorodnych możliwych standardów par tonów czy szybkości transmisji lub rodzaju modulacji komplikuje układy przełączników częstotliwości środkowych i szerokości pasma filtrów oraz układy dekodujące.

Wymagana w tym zakresie częstotliwości szybkość przetwarzania pozwala na zastosowanie zwykłego 16-bitowego systemu mikroprocesorowego. Układ ten może także dekodować dane w zależności od stosowanego protokółu (AX.25, AMTOR) lub nawet je wyświetlać.

Modem taki może wykazywać znacznie lepsze parametry (czułość, odporność na zakłócenia) niż modem analogowy, pod warunkiem zastosowania odpowiednio złożonych algorytmów.

Przedstawiony na rysunku 9.27 odbiornik homodynowy zrealizowany jest prawie w całości cyfrowo. Syntezer cyfrowy dostarcza sygnału kwadraturowego (tzn. sygnałów przesuniętych względem siebie o 90 stopni). Mieszacze i filtry (w tym przypadku filtry FIR) mogą być oparte na przedstawionych wyżej algorytmach. Filtry charakteryzują się współczynnikiem kształtu 1,1 i tłumieniem sygnałów poza pasmem przenoszenia dochodzącym do 120 dB przy szerokości słowa 24 bity. Odbiornik taki wymaga jedynie stopnia wejściowego dostarczającego sygnału o poziomie wymaganym przez przetwornik a/c i oczywiście samego przetwornika. Układ ten pozwala na wyeliminowanie podstawowej wady odbioru homodynowego – odbioru zwierciadlanego sąsiedniego kanału. Krytyczny i trudny do realizacji w postaci analogowej szerokopasmowy przesuwnik fazy może być łatwo zastąpiony przesuwnikiem cyfrowym. Rozwiązanie to odpowiada fazowej metodzie generacji sygnału SSB z uniknięciem podwójnej komplikacji układu. Liniowość charakterystyki fazowej filtrów cyfrowych pozwala na wykorzystania odbiornika do odbioru transmisji cyfrowych. Cyfrowy układ automatycznej regulacji wzmocnienia reaguje synchronicznie na zniany poziomu sygnału wejściowego. Opóźnienie występujące w analogowych układach regulacji może być całkowicie usunięte.



Rys.27.Cyfrowy odbiornik homodynowy

Technika COS stanowi interesujące pole dla działalności amatorskiej. Zasadniczo najkorzystniejszym w warunkach amatorskich rozwiązaniem jest wykorzystanie zwykłych mikroprocesorów w prostych samodzielnych układach najlepiej jednopłytkowych. Jak wynika z poprzednich wyjaśnień powinny to być mikroprocesory 16-bitowe. Mała szybkość układów 8-bitowych ogranicza poważnie zakres ich zastosowań (także zastosowań eksperymentalnych). Nawet w przypadku rozwiązań 16-bitowych zakres zastosowań ogranicza się w zasadzie do przetwarzania sygnałów o częstotliwościach akustycznych lub niewiele wyższych. Byłyby to więc wszelkiego rodzaju filtry telegraficzne, dalekopisowe, foniczne, szczególnie ciekawa dziedzina modemów dalekopisowych, pakiet radio czy faksymile lub analizatorów widma sygnałów pracujących w oparciu o transformatę FFT i pozwalających na analizę cech charakterystycznych, a przez to i rodzaju emisji odbieranego sygnału.

Dla osiągnięcia pożądanej przepustowości system operacyjny powinien być dostosowany do wymogów pracy w czasie rzeczywistym – czyli możliwie prosty, nie absorbujący zbyt wiele czasu procesora i gwarantujący możliwie krótki maksymalny czas reakcji. W warunkach amatorskich może być to zwykły monitor maszynowy. Wybór procesora do własnej konstrukcji powinien być uzależniony nie tylko od jego ceny i dostępności, ale także od typu procesora stosowanego w posiadanym lub dostępnym komputerze – a więc od dostępnego oprogramowania pozwalającego na opracowanie i uruchamianie własnych programów.

Przy doborze pamięci EPROM i RAM należy zwrócić uwagę na czasy dostępu – nie powinny one hamować mikroprocesora.

Korzystne byłoby zastosowanie jako przetwornika a/c i c/a wspomnianego już wielokrotnie przetwornika CODEC, w zasadzie może być tu użyty każdy dowolny przetwornik, o ile jego cykl konwersji będzie dostatecznie krótki. Szerokość słowa zależna jest od zakresu potrzeb, w wielu przypadkach wystarczy 8 bitów. Jeżeli planowane są eksperymenty z modemami, konieczne jest wyposażenie układu mikroprocesorowego w złącze szeregowe RS-232 pozwalające na komunikację z komputerem pracującym jako terminal. Komputer ten może wyświetlać także w postaci graficznej wyniki analizy odbieranych sygnałów. Alternatywą byłaby rozbudowa systemu COS o własny kontroler graficz-

ny i klawiaturę. Jest to jednak rozwiązanie o wiele bardziej skomplikowane układowo i programowo.

Systemy operacyjne MS-DOS i Windows nie są systemami czasu rzeczywistego, dlatego też komputer PC wymaga dodatkowego wyposażenia w postaci płytki wyposażonej we własny procesor sygnałowy i przetworniki a/c i c/a. Najpopularniejszym wyposażeniem tego typu jest płytka akustyczna ("Soundblaster"), która jest już wykorzystywana przez wiele programów jako modem pakiet radio, rtty, faksymile lub SSTV. Dostępność literatury na temat standardu "Soundblaster" i wykorzystania go we własnych programach powinna zachęcić do eksperymentów w tej dziedzinie.

Znaczną popularność osiągnął też eksperymentalny system firmy Texas Instruments zawierający procesor sygnałowy typu TMS320C26, przetworniki a/c i c/a oraz 1,5 k słów pamięci RAM. System ten podłączany jest do komputera PC przez złącze szeregowe RS-232. W komplecie zawarte są asembler i debugger pracujące na komputerze PC. Programy, opracowywane i kompilowane na komputerach PC, są następnie ładowane do pamięci RAM procesora sygnałowego. Amatorskie programy dla tego systemu rozpowszechniane są m. in. przez sieć pakiet radio. Na rynku dostępne są też inne zestawy eksperymentalne wyposażone w nowsze i szybsze procesory sygnałowe.

10. TELEWIZJA AMATORSKA Z MODULACJĄ CZĘSTOTLIWOŚCI (FM)

Technika telewizyjna jest dziedziną bardzo szeroką i obejmującą różnorodne aspekty wytwarzania i przetwarzania sygnałów wizyjnych, ich zapisu, modulacji, miernictwa wizyjnego itd. W rozdziale tym ograniczam się jedynie do przedstawienia transmisji telewizyjnych z modulacją częstotliwości, a czytelników zainteresowanych szerzej telewizją odsyłam do odpowiedniej literatury. Z tych samych względów ograniczam się do przedstawienia układów pracujących w zakresach UKF i mikrofalowych bez wnikania w szczegóły techniki i miernictwa mikrofalowego. W dodatkach znajdują się dalsze przykłady rozwiązań układowych i informacje uzupeniające, których umieszczenie naruszyłoby zwartość konstrukcji rozdziału.

10.1. STANDARDY TV

Początkowo transmisje amatorskie prowadzone były w paśmie 70 cm w kanale 433,00-440,00 MHz. Stosowany był system CCIR (625 linii/50 półobrazów/s) o częstotliwości nośnej wizji 434,25 MHz i fonii 439,75 MHz z modulacją negatywową AM wizji i FM fonii, identycznie jak w TV programowej. Modulacja negatywowa oznacza, że impulsom synchronizacji odpowiada najwyższa, a poziomowi bieli najniższa amplituda nośnej.
W transmisjach kolorowych stosowany był najczęściej system PAL o częstotliwości podnośnej koloru 4,43 MHz. W zależności od lokalnych przepisów częstotliwość wizji wynosiła w niektórych krajach 433,75 MHz. Gdzieniegdzie też, np. w Austrii, niedozwolona była transmisja fonii w paśmie 70 cm, zamiast tego korzystano z dodatkowego kanału fonicznego w paśmie 2 m (w okolicy 144,750/144,800 MHz). Rozbudowa sieci pakiet radio i przekaźników fonicznych, a także wzrastająca liczba satelitów amatorskich z jednej strony i postęp w technice wyższych częstotliwości z drugiej spowodowały stopniowe przenoszenie się telewizji amatorskiej do pasm wyższych. W pierwszym rzędzie są to pasma 23 i 13 cm, a w dalszej kolejności pasma 6 i 3 cm (5,6 i 10 GHz). Zalety modulacji FM (patrz p. 2) i rozpowszechnienie się odbiorników telewizji satelitarnej przyczyniły się do prawie całkowitego wyparcia modulacji AM. Główną zaletą ATV w paśmie 70 cm z modulacją AM jest łatwość jej odbioru za pomocą zwykłego odbiornika TV wyposażonego w głowicę na pasma TV kablowej (kanały S) lub lekko przestrojoną głowicę na pasma IV/V. Czasami modulacja AM spotykana jest w paśmie 23 cm.

W amatorskiej TV FM najczęściej stosowane częstotliwości pracy leżą w zakresach 1241-1257 i 1270-1286 MHz w paśmie 23 cm, w okolicach 2412 - 2428 MHz w paśmie 13 cm i w okolicach 10440 - 10475 MHz w paśmie 3 cm. Częstotliwość podnośna fonii wynosi przeważnie 5,5 lub 6,5 MHz. Przy założeniu indeksu modulacji FM równego 1 szerokość pasma wynosi odpowiednio 22 lub 26 MHz. Modulacja negatywowa FM oznacza, że impulsom synchronizacji odpowiada najniższa częstotliwość nośnej.

W miarę rozpowszechniania się TV amatorskiej tak znaczne szerokości pasma, oznaczające ograniczenie liczby dostępnych kanałów, będą nie do utrzymania. Dlatego też opracowane niedawno zalecenie IARU przewiduje następujący standard dla TV amatorskiej FM:

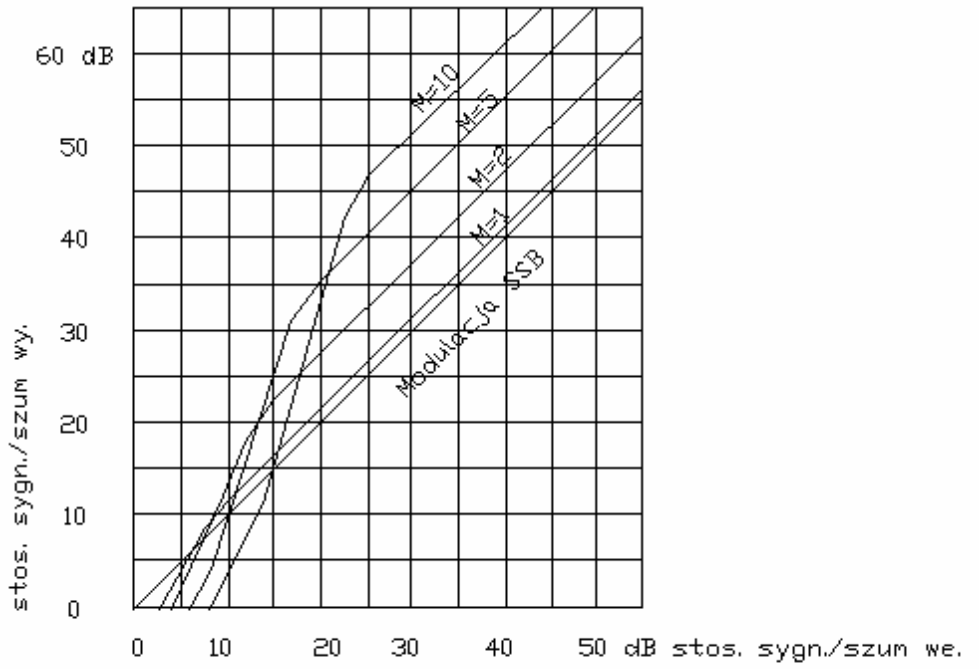
- szerokość pasma wizji 5 MHz na poziomie -3 dB,
- preemfaza FM zgodna z normą CCIR 405.1,
- indeks modulacji 0,5,
- dewiacja częstotliwości 3,5 MHz,
- szerokość pasma 12 MHz na poziomie -14 dBc (w stosunku do nośnej), 18 MHz na poziomie -60 dBc,
- negatywowa polaryzacja sygnału wizyjnego (analogicznie jak w europejskich systemach telewizji programowej),
- częstotliwość podnośnej koloru 4,43 MHz (PAL),
- częstotliwość podnośnej fonii 5,5 - 6 MHz,
- poziom nośnej fonii w stosunku do wartości szczytowej nośnej wizji -14 dB,
- indeks modulacji fonii 0,2.

10.2. ZALETY MODULACJI CZĘSTOTLIWOŚCI

Wspólną cechą charakterystyczną norm przyjętych w naziemnych transmisjach programów telewizyjnych jest modulacja amplitudy nośnej wizji. W odróżnieniu od modulacji amplitudy stosowanej w radiofonii dolna wstęga boczna jest w znacznym stopniu obcięta. Jest to więc w praktyce modulacja quasi-jednowstęgowa z falą nośną. Znaczna szerokość pasm mikrofalowych otwiera przed telewizją amatorską nowe perspektywy. Jedną z nich jest możliwość zastosowania modulacji częstotliwości nośnej wizji analogiczne jak w systemach TV satelitarnej. Cechami charakterystycznymi modulacji częstotliwości są: większa odporność na zakłócenia, zwłaszcza impulsowe, uzyskana dzięki zastosowaniu ogranicznika amplitudy w torze odbiorczym oraz zysk szerokopasmowy. Ze wzrostem indeksu modulacji wyrażanego stosunkiem dewiacji częstotliwości do najwyższej częstotliwości modulującej:

$$M = \frac{Fdev}{fmax}$$

ulega poprawie stosunek sygnału do szumu na wyjściu dyskryminatora częstotliwości w porównaniu ze stosunkiem sygnału do szumu na jego wejściu. Fizycznie zjawisko to można wyjaśnić w sposób następujący:
Składniki widma sygnału zmodulowanego powiązane są ze sobą stałą zależnością czasową, są skorelowane. Szumy występujące w kanale odbiorczym są szumami przypadkowymi, ich poszczególne składniki są ze sobą nieskorelowane i znoszą się częściowo zmniejszając w ten sposób składową szumów na wyjściu.

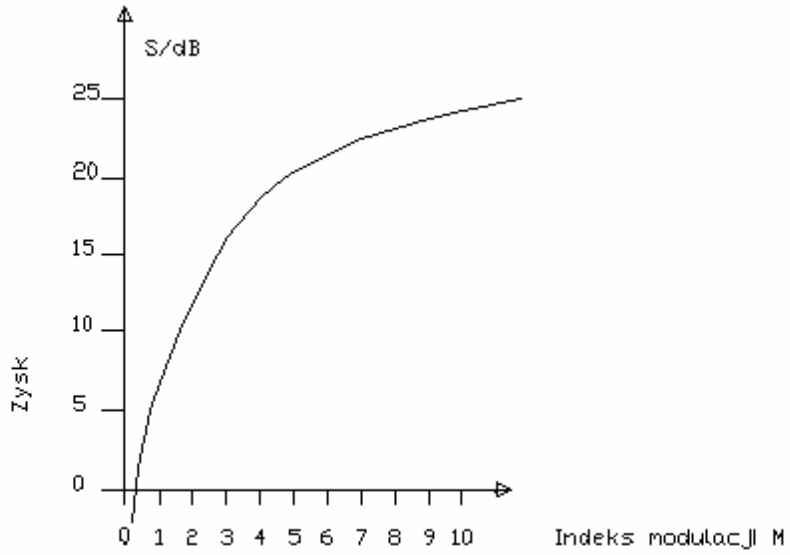


Rys. 1 Charakterystyki szumowe modulacji FM. M – indeks modulacji.

Charakterystyki szumowe modulacji częstotliwości w zależności od indeksu modulacji

przedstawia rysunek 10.1. Jak to wynika z wykresu, zysk szerokopasmowy występuje powyżej pewnego progu stosunku sygnału użytecznego do szumów i zakłóceń. Dla stosunków sygnał/szum poniżej tego progu sygnał zakłócający powoduje znaczące zmiany momentów przejścia nośnej przez zero, dodając w ten sposób zakłócającą modulację częstotliwości. Dodatkową poprawę stosunku sygnału do szumu daje zastosowanie preemfazy po stronie nadawczej i deemfazy po stronie odbiorczej. W porównaniu z modulacją amplitudy zysk w postaci poprawy stosunku sygnału do szumu wynosi:
S = 10log(3(M/m)^2)

gdzie:
M – indeks modulacji FM,
m – głębokość modulacji AM.



Rys. 2. Zysk modulacji FM w stosunku do AM

W praktyce daje to dla indeksu modulacji równego jedności (szerokość pasma wynosi wówczas ok. 22 MHz) zysk ok. 6,7 dB, przy założeniu maksymalnej dopuszczalnej głębokości modulacji porównywanego nadajnika AM równej 0,8. Dla porównania, w telewizji satelitarnej stosowana jest szerokość pasma wynosząca 27 MHz. W przypadku zastosowania indeksu modulacji równego 5 zysk wynosi ok. 20,6 dB, jest on jednak okupiony bardzo dużą szerokością pasma wynoszącą 66 MHz. Jest to wartość trudna do przyjęcia w praktyce radioamatorskiej. Dodatkowy zysk spowodowany zastosowaniem preemfazy-/deemfazy wynosi ok. 14 dB. Wypadkowy zysk przekracza więc 20 dB. Zwiększone tłumienie wolnej przestrzeni w pasmach 23 i 13 cm w stosunku do pasma 70 cm jest więc zrekompensowane z nadmiarem.

Korzyści płynące z zastosowania modulacji FM obrazuje następujące porównanie jakości obrazu. W przeprowadzonym eksperymencie przy transmisji obrazu w paśmie 13 cm z mocą 150 mW sygnał odbierany był poniżej progu FM a obraz był zaszumiony, choć kolory były odbierane prawidłowo, przy transmisji z mocą 800 mW (odbiór na progu FM) szumy zanikały i jakość obrazu można było określić jako dobrą, a przy transmisji z mocą 1,5 W jakość odebranego obrazu była już bardzo dobra. Dla porównania, przy transmisji obrazu w paśmie 70 cm z modulacją AM na tej samej trasie i dla mocy nadajnika równej 1 W stosunek sygnału do szumu wynosił 10 dB, odbierany obraz z trudem umożliwiał rozpoznanie większych elementów i nie był kolorowy. Dopiero przy użyciu

nadajnika o mocy 10 W (co odpowiadało stosunkowi sygnału do szumu równemu 20 dB) możliwy był odbiór kolorowy, ale jakość obrazu była gorsza niż przy odbiorze FM na progu czułości. Dobrą jakość obrazu uzyskano dopiero przy użyciu nadajnika o mocy 70 W (stosunek sygnału do szumu wynoszący 30 dB), bardzo dobrą jakość – dopiero przy stosunku sygnału do szumu powyżej 40 dB. W praktyce profesjonalnej (w telewizji programowej) jako granicę bardzo dobrego odbioru przyjmuje się stosunek sygnału do szumu wynoszący 60 dB. Oznacza to konieczność stosowania znacznych mocy nadajnika. Moce te musiałyby (przy uwzględnieniu zwiększonego tłumienia wolnej przestrzeni) być jeszcze większe w pasmach mikrofalowych. Uzyskanie ich w warunkach amatorskich jest bardzo trudne lub wręcz niemożliwe. Tłumienie wolnej przestrzeni w paśmie 23 cm jest o ok. 9 dB większe aniżeli w paśmie 70 cm, a dla pasma 13 cm różnica ta wynosi nawet 14 dB. Dodatkowo należy też uwględnić zwiekszone tłumienie kabla antenowego wynoszące np. dla kabla typu RG-213 14 dB/100 m różnicy pomiędzy pasmami 70 i 23 cm. W paśmie 13 cm tłumienie to wzrasta dodatkowo o 23 dB/100 m w porównaniu z pasmem 23 cm. Dla kabli AIRCOM (W-100) różnice te wynoszą odpowiednio po 7 dB/100 m. Przy okazji widać też jak istotne jest stosowanie właściwego kabla w wyższych pasmach i jak bardzo szkodliwa może być fałszywie pojęta oszczędność.

Dalszą zaletą modulacji częstotliwości jest znaczne uproszczenie konstrukcji nadajnika. W przypadku stosowania modulacji AM wszystkie stopnie muszą pracować w liniowym obszarze charakterystyk dla uniknięcia zniekształceń treści obrazu i zakłóceń synchronizacji. Jest to szczególnie krytyczne przy transmisji obrazów kolorowych. Warunek zachowania liniowości ogranicza poważnie wykorzystanie możliwości stopni mocy nadajników telewizyjnych. Ze względu na możliwość wystąpienia zniekształceń sygnału nadawanego głębokość modulacji nie powinna przekraczać 80%.

Natomiast w nadajniku FM sygnał z modulowanego częstotliwościowo generatora sterującego może być poddany powielaniu dla uzyskania pożądanej częstotliwości wyjściowej lub zmieszany z sygnałem z dodatkowego generatora kwarcowego. Wszystkie następne stopnie pracują w klasie C, zapewniając większą sprawność nadajnika. Odpada tu warunek zapewnienia wysokiej liniowości pracy. Konstrukcja modulatora FM o wymaganej liniowości jest znacznie łatwiejsza niż konstrukcja modulatora AM większej mocy. Wadą emisji FM jest znacznie większa szerokość pasma zajmowanego przez sygnał w.cz. Szerokość ta wynosi:

$B = 2(F_{dev} + f_{max}) = 2 (M + 1)$

gdzie: M – indeks modulacji.

Stosowany w praktyce amatorskiej indeks modulacji w zakresie od 0,5 do 1 daje szerokości pasma między 16 a 22 MHz. Na stosunkowo mało wykorzystanych pasmach mikrofalowych są to jednak wartości do przyjęcia.

10.3. SYSTEM RAPORTÓW

W trakcie łączności telewizyjnych stosowany jest następujący system raportów:

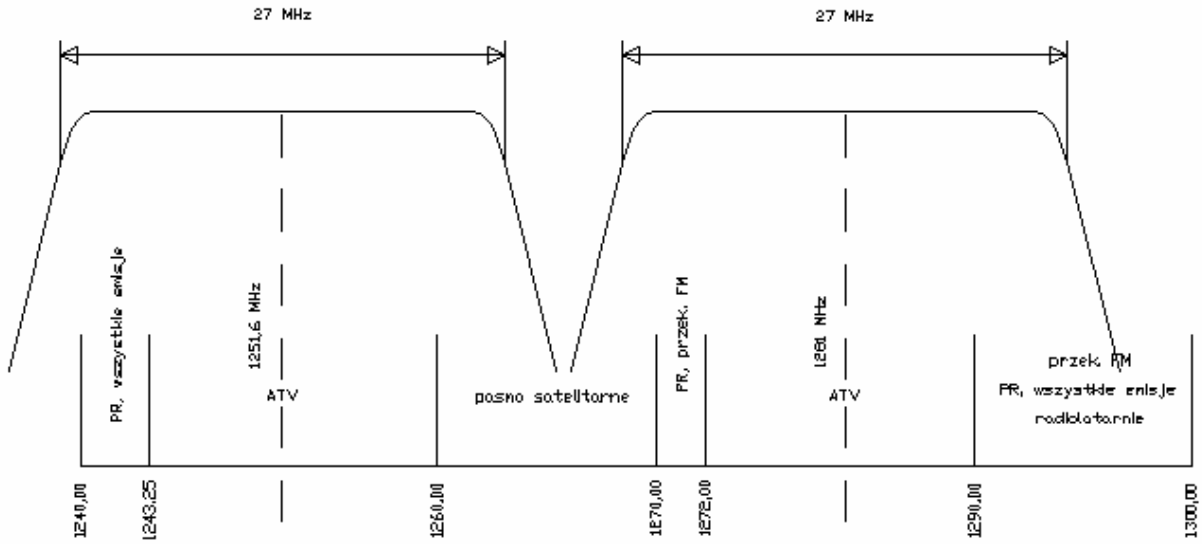
Obraz		Dźwięk	
B0	brak obrazu	T0	brak dźwięku
B1	widziane impulsy synchronizacji	T1	dźwięk niezrozumiały
B2	widoczne duże napisy (znak)	T2	dźwięk częściowo zrozumiały
B3	widoczne duże elementy obrazu	T3	dźwięk zrozumiały ale zakłócony szumami
B4	widoczne drobne szczegóły obrazu	T4	lekki szum
B5	obraz ostry i czysty	T5	dźwięk czysty, bez szumów

10.4. UKŁADY ODBIORCZE

Jedną poważniejszych wad systemu z modulacją FM jest komplikacja układu odbiorczego. O ile w systemie z modulacją AM w najprostszym przypadku wystarczało dołączenie konwertera do zwykłego odbiornika telewizyjnego (lub lekkie przestrojenie głowicy na pasma IV i V), o tyle modulacja FM wymaga zasadniczo konstrukcji specjalnego szerokopasmowego toru odbiorczego i dyskryminatora częstotliwości. Z tego też powodu w zastosowaniach amatorskich przyjęło się wykorzystanie odbiorników satelitarnych bądź gotowych zespołów produkowanych przez firmy krótkofalarskie na zachodzie. Konstrukcje "domowe" odbiorników są obecnie rzadkością.

10.4.1. ODBIORNIKI SATELITARNE

Odbiorniki TV satelitarnej pokrywają najczęściej pasmo 950 - 2150 MHz (starsze typy do 1750 MHz) mogą być więc bezpośrednio użyte do odbioru TV amatorskiej w paśmie 23 cm – oczywiscie po odłączeniu głowicy b.w.cz. (LNC) na pasmo satelitarne 12 GHz. Szerokość pasma przenoszenia wynosi ok. 27 MHz (-3 dB, ok. 50 MHz przy -40 dB) jest więc obecnie wystarczająca. Do najpoważniejszych wad odbiorników satelitarnych należą stosunkowo niska czułość, niskie tłumienie sygnałów w kanałach sasiednich (ok. 25-30 dB) i mała odporność na silne sygnały zakłócające. Starsze typy odbiorników były strojone analogowo co pozwalalo na dokładne dostrojenie się do częstotliwości pracy korespondenta, nowsze wyposażone w syntezery częstotliwości pozwalają na wybór częstotliwości jedynie w ramach ustalonego rastru. Na szczęście większa niż potrzebna szerokość pasma i układy automatycznego dostrojenia (AFC, często w zakresie +/- 5 MHz) pozwalają na skompensowanie tej niedogodności. Szerokie pasmo przenoszenia i niska odporność na sygnały zakłócające mogą jednak przyczynić się do pogorszenia jakości obrazu w pobliżu innych stacji amatorskich, np. węzłów sieci pakiet radio lub przekaźników fonicznych (rys. 10.3). Zakłócenia mogą być także powodowane przez stacje radarowe, pracujące w niektórych krajach (np. w Niemczech) w paśmie 23 cm lub w jego pobliżu.



Rys. 3. Położenie kanałów odbiornika satelitarnego w paśmie 23 cm

Niektóre modele odbiorników satelitarnych wyposażone są w możliwość przełączania szerokości pasma przenoszenia z 27 do ok. 20-22 MHz. W przypadku zakupu odbiornika do celów amatorskich warto zwrócić uwagę na tą możliwość. Samodzielna przeróbka odbiornika może być jednak skomplikowana i nieopłacalna. Ograniczenie szerokości pasma w.cz. zgodnie z proponowanym standardem IARU spowoduje zmniejszenie się amplitudy sygnału wizyjnego na wyjściu odbiornika satelitarnego. Dla wyrównania amplitudy konieczne będzie dodanie wzmacniacza wizyjnego w odbiorniku. Na razie jest to jednak sprawa przyszłości.

Wybierając odbiornik satelitarny do celów amatorskich warto jest zwrócić uwagę aby był on wyposażony w bezpośredni wskaźnik częstotliwości (a nie tylko we wskaźnik kanałów) i wskaźnik częstotliwości podnośnej fonii – mogą one być wyświetlane tylko w menu programowania odbiornika. Wskaźniki te nie są oczywiście niezbędne, ale mogą znacznie ułatwić życie. Niektóre z odbiorników satelitarnych wyposażone są także w przełącznik polaryzacji sygnału wizyjnego. Może on się czasami przydać w trakcie odbioru emisji amatorskich – zwłaszcza jeżeli przed odbiornikiem włączony jest konwerter odwracający pasmo. Dobrze jest też, żeby zakres przestrajania podnośnej fonii rozciągał się w dół do 5,5 MHz.

Odbiornik TV satelitarnej może być również wykorzystany po niewielkich przeróbkach do odbioru transmisji w paśnie 10 GHz. Przestrojenia wymaga jedynie znajdujący się bezpośrednio przy antenie konwerter SHF. Programy telewizji satelitarnej nadawane są w paśmie 12 GHz, a więc niezbyt odległym od amatorskiego pasma 10 GHz. Przestrojenie może wymagać wymiany znajdującego się w konwerterze rezonatora ceramicznego na inny o niższej częstotliwości rezonansowej lub podłożenia płytki ceramicznej o grubości od 1 do 1,5 mm pomiędzy rezonator a płytkę drukowaną. Podwyższenie częstotliwości rezonasowej wymagałoby lekkego oszlifowania rezonatora. Zamiast konwertera satelitarnego można też użyć mieszacza z diodą Gunna. Współczynnik szumów takiego układu będzie jednak wyższy od współczynnika szumów odbiornika satelitarnego.

10.4.2. INSTALACJA ANTENOWA

Stosunkowo niska czułość odbiorników satelitarnych powoduje, że w przypadku łączności na większe odległości lub niekorzystnego położenia anteny odbiorczej konieczne jest zainstalowanie przedwzmacniacza. W paśmie 23 cm i wyższych istotnymi czynnikami ograniczającymi czułość urządzenia odbiorczego są szumy własne odbiornika i straty sygnału w kablu antenowym. Dlatego też przedwzmacniacz musi być zainstalowany jak najbliżej anteny aby skompensować straty sygnału w kablu. Zasada ta obowiązująca także i w zakresach niższych częstotliwości bywa niestety często lekceważona. Przedwzmacniacz znajdujący się bezpośrednio na wejściu odbiornika i zasilany osłabionym sygnałem nie przynosi w praktyce żadnych korzyści, wprost przeciwnie, jego szumy własne mogą w niekorzystnym przypadku nawet pogorszyć odstęp sygnału odbieranego od szumu.

Ze względu na znaczne tłumienie kabla w instalacji antenowej należy użyć kabli o wyższej jakości, w przypadku dłuższych doprowadzeń – kabli AIRCOM (z izolacją powietrzną), AIRCOM PLUS, AIRCELL, H100 lub H500, w przypadku krótszych – RG-213. Cienkie kable typu RG-58 i podobne są tu zupełnie nie na miejscu. Najważniejsze parametry kabli przedstawione są w tabeli 10.1. Dodatkowe tłumienie wnoszone jest też przez użyte w instalacji wtyki i gniazda. Konieczne jest zastosowanie gniazd i wtyczek dostosowanych do zakresu częstotliwości pracy, najlepiej typu N lub lepszych wykonań BNC. Zakresy pracy niektórych typów złączy koncentrycznych podane są w tabeli 10.3. Jak z niej wynika montowanie przez niektórych producentów gniazd UHF w radiostacjach i antenach dla pasma 70 cm nie ma najmniejszego sensu. Nazwa UHF ma znaczenie historyczne i pochodzi z czasów kiedy 30 MHz uważano już za bardzo wysoką częstotliwość. Złącza SMA montowane są w niektórych modelach radiostacji ręcznych ze względu na ich małe wymiary. W technice TV satelitarnej stosowane są złącza standardu F.

Tabela 10.1.
Parametry kabli antenowych.

Parametr	AIRCOM	H100	RG-213	RG-58
Oporność falowa [om]	50	50	50	50
Średnica kabla [mm]	10,3	9,8	10,3	5,0
Średnica żyły środkowej [mm]	2,70	2,50	7 x 0,76	
Współczynnik skrócenia	0,80	0,84	0,66	0,66
Tłumienie [dB/100m] 100 MHz	3,3	4,1	7,0	16,1
Tłumienie [dB/100m] 200 MHz	5,0	6,0	10,2	19,5
Tłumienie [dB/100m] 500 MHz	8,5	10,8	17,0	35,2
Tłumienie [dB/100m] 800 MHz	11,0	12,9	23,0	48,0
Tłumienie [dB/100m] 1300 MHz	14,5	16,0	27,5	64,5
Tłumienie [dB/100m] 2300 MHz	21,5	22,4	38,0	97,1
Tłumienie [dB/100m] 3000 MHz	25,0	25,5	41,0	111,0
Tłumienie [dB/100m] 5000 MHz	34,1	34,5	---	---
Tłumienie [dB/100m] 10000 MHz	49,0	49,5	---	---

Do konstrukcji członów dopasowujących konieczne jest często użycie kabli o innych niż

50 omów. Ich oznaczenia i najważniejsze parametry przytoczone są w tabeli 10.2 (ze względu na to, że długość odcinków dopasowujących jest niewielka pominięto w tabeli wartości tłumienia.

Tabela 10.2.

Typ kabla	Średnica [mm]	Impedancja [om]	Współczynnik skrócenia
RG55	5,4	53	0,66
H543	9,8	75	0,85
RG11	10,3	75	0,66
RG59	6,15	75	0,66
CX5S	6,8	75	0,8
3S60	6,0	60	0,66

Tabela 10.3.
Częstotliwości graniczne niektórych złączy koncentrycznych.

Rodzaj złącza	Częstotliwość graniczna
UHF	150 - 300 MHz (zależnie od wykonania)
BNC	4 GHz
TNC (podobne do BNC, gwintowane)	11 - 18 GHz (zależnie od wykonania)
N	12,4 - 18 GHz (zależnie od wykonania)
C	(podobne do N, bagnetowe) 11 GHz
SMA	18 - 26,5 GHz (zależnie od wykonania)

Tłumienie wolnej przestrzeni w paśmie 23 cm jest o ok. 10 dB wyższe niż w paśmie 70 cm. Wynikające stąd straty sygnału muszą być skompensowane za pomocą wyższego zysku antenowego i oczywiscie minimalizacji strat w kablu antenowym.

Jako anteny stosowane są najczęściej kilkunasto- dwudziestokilko- elementowe anteny Yagi o polaryzacji pionowej lub poziomej w zależności od potrzeb, np. wyposażenia najbliższej stacji przekaźnikowej (tabela 10.4). Anteny spiralne (helikoidalne) są zasadniczo dostosowane do polaryzacji kołowej, jednak w warunkach, w których należy liczyć się z odbiciami (powodującymi przeważnie zmianę płaszczyzny polaryzacji sygnału) antena spiralna ogranicza straty wynikające z niezgodności polaryzacji do -3 dB. Dalszą zaletą anten spiralnych jest ich stosunkowo znaczna szerokopasmowość – niestety często ograniczona przez układy dopasowujące. W stacjach przekaźnikowych instalowane są często anteny pionowe.

Tabela 10.4.
Parametry fabrycznych anten Yagi dla pasm 23 i 13 cm.

Typ	Pasmo	Liczba elementów	Długość [m]	Zysk [dBi]	Wiązka (-3db) [stopni]
FX2304	23 cm	16	1,19	16,4	29
FX2309	23 cm	26	2,01	18,2	20
FX2317	23 cm	48	4,01	20,7	15,5
Tonna 20624	23 cm	23	1,85	18,1	19,2
Tonna 20655	23 cm	55	4,64	21,5	13,2
FX1308	13 cm	25	1,20	18,2	21
FX1316	13 cm	42	2,02	20,5	16
FX1331	13 cm	80	4,02	22,7	13

Uwaga: Anteny FX2304 i FX1308 (Flexa-Yagi) montowane są z przodu masztu. Zysk podany jest w stosunku do anteny izotropowej (idealnej bezkierunkowej). Zysk w stosunku do dipola półfalowego jest o 2,2 dB mniejszy.

Tabela 10.5.
Parametry fabrycznych anten pionowych dla pasma 23 cm (firmy Diamond).

Typ	Długość[m]	Zysk [dB] pasmo 2 m	Zysk [dB] pasmo 70 cm	Zysk [dB] pasmo 23 cm
X-4000	1,3	3,15	6,3	9,7
X-5000	1,8	4,5	8,3	11,7
X-6000	3,05	6,5	9	10
X-7000	5,0	8,3	11,7	13,7

W wyższych pasmach, a czasami także w paśmie 23 cm stosowane są anteny paraboliczne, tubowe i szczelinowe. Zyski anten Yagi są naogół dobrze znane i łatwe do znalezienia w katalogach producentów, mniej znane są zyski osiągane za pomocą anten parabolicznych. W tabeli 10.6 przytoczone są niektóre wartości zysku w dB i szerokości wiązki w stopniach w zależności od częstotliwości pracy i średnicy anteny.

Tabela 10.6.
Zysk anten parabolicznych w zależności od średnicy.

	Antena					
	Średnica 30 cm		Średnica 60 cm		Średnica 90 cm	
Częstotliwość [GHz]	Zysk[dB]	Wiązka (-3dB) [stp.]	Zysk [dB]	Wiązka (-3dB) [stp.]	Zysk [dB]	Wiązka (-3dB) [stp.]
1,30			15	30	18,5	19
2,30			20	16	23,5	11
3,45	17	22	23	11	27	7
5,76	21	13	27	6,5	31,5	4
10,40	27	7	33	3,5	37	2,5
24,20	34,5	3	40	2	44	1

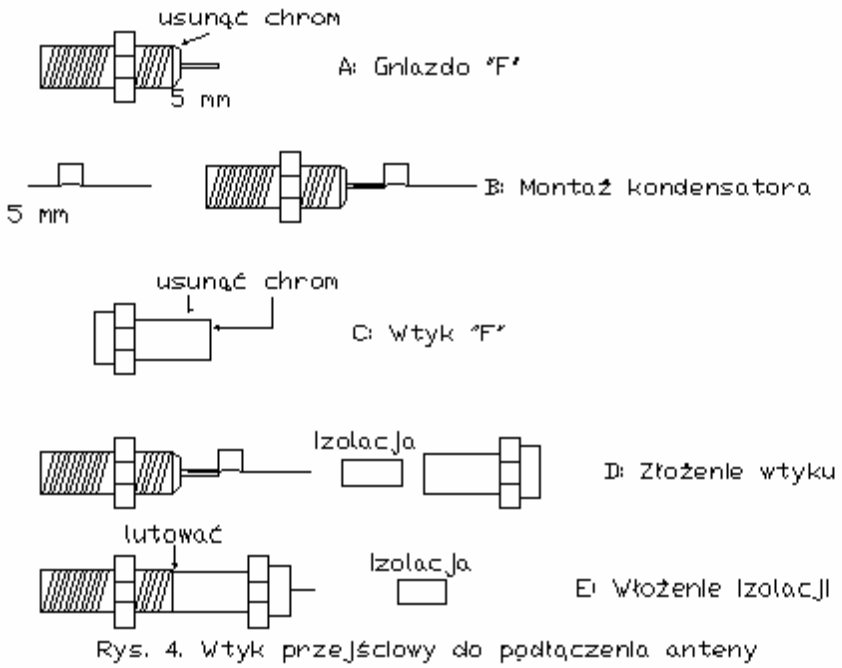
Malejąca w miarę wzrostu zysku szerokość wiązki anteny stawia wysokie wymagania odnośnie dokładności naprowadzania i powtarzalności położenia rotora antenowego dla anten obrotowych. Rotory powinny być wyposażone w hamulce elektromagnetyczne, a luzy w przekładni i niestabilność mechaniczna instalacji antenowej powinny być na tyle małe, żeby maksymalne odchylenie anteny od pożądanego kierunku nie przekraczało połowy szerokości wiązki. Oczywiscie w przypadku prowadzenia łączności na nieduże odległości wystarczają anteny o mniejszym zysku i szerokości wiązki nie narzucającej zbyt wysokich wymagań konstrukcji mechanicznej. W wielu przypadkach (np. prowadzenia łączności przez przekaźnik) wystarczy antena nieruchoma zwrócona w pożądanym kierunku. Zasadniczo tabela 10.5 powinna uświadomić czytelnikom fakt, że maksymalny sensowny zysk antenowy ograniczony jest przez konstrukcję mechaniczną masztu i anteny.

10.4.3. WTYK PRZEJŚCIOWY Z IZOLACJĄ DLA PRĄDU STAŁEGO

Na wyjściu antenowym odbiornika satelitarnego występuje napięcie stałe 14-18 V służące do zasilania głowicy b.w.cz. umieszczonej w ognisku anteny parabolicznej. Napięcie to można wykorzystać do zasilania przedwzmacniacza antenowego. Bezpośrednie podłączenie do odbiornika anteny Yagi wyposażonej w dipol pętlowy powoduje zwarcie zasilacza i w konsekwencji uszkodzenie odbiornika. W niektórych typach odbiorników możliwe jest odłączenie zasilania głowicy za pomocą przełącznika lub zwieracza wewnątrz obudowy. Bardziej doświadczeni majsterkowicze znajdą z pewnoscią sposób odłączenia zasilania w odbiornikach nie wyposażonych w przełącznik. Jeżeli jednak odbiornik wykorzystywany jest tylko częściowo do celów amatorskich albo jego posiadacz woli nie ryzykować przeróbek, można podłączyć antenę poprzez opisany dalej wtyk przejściowy zawierający kondensator separujący. Anteny innych typów, spiralne lub pionowe przeważnie nie powodują zwarcia i mogą być podłączone bezpośrednio. Dla upewnienia się jednak, że symetryzator albo układ dopasowujący rzeczywiście nie powoduje zwarcia dla prądu stałego opłaca się w każdym przypadku dokonanie odpowiedniego pomiaru omomierzem.

Konstrukcja wtyku przedstawiona jest na rysunku 10.4. Wtyk przejściowy składa się z gniazda i wtyku typu F połączonych ze sobą elektrycznie przez kondensator ceramiczny o pojemności ok. 1 nF. Jak widać z rysunku 10.4a bolec środkowy gniazda należy skrócić

do ok. 5 mm i usunąć warstwę chromu z jego krawędzi. Powierzchnia pozbawiona warstwy chromu musi być nastepnie ocynowana. Wyprowadzenia kondensatora należy ostrożnie zagiąć pod kątem prostym jak najblizej jego obudowy uważając aby nie uległ uszkodzeniu. Jedno z wyprowadzeń należy skrócić do ok. 5 mm i przylutować do bolca gniazda F (rys. 10.4b). Następnie należy usunąć warstwę chromu na zewnątrz i wewnątrz wtyku F (rys. 10.4c). Po nałożeniu na kondensator rurki izolacyjnej należy zlutować ze soba gniazdo i wtyk F (rys. 10.4d). Ostatnią czynnoscią jest wsunięcie perełki izolacyjnej na dłuższą nóżkę kondensatora i przyklejenie jej wewnątrz wtyku (rys. 10.4e). Przed użyciem należy jeszcze upewnić się za pomocą omomierza czy nie ma zwarcia między przewodami środkowymi i ekranem wtyku.



Rys. 4. Wtyk przejściowy do podłączenia anteny

10.4.4. PRZEDWZMACNIACZ TRANZYSTOROWY DLA PASMA 23 CM

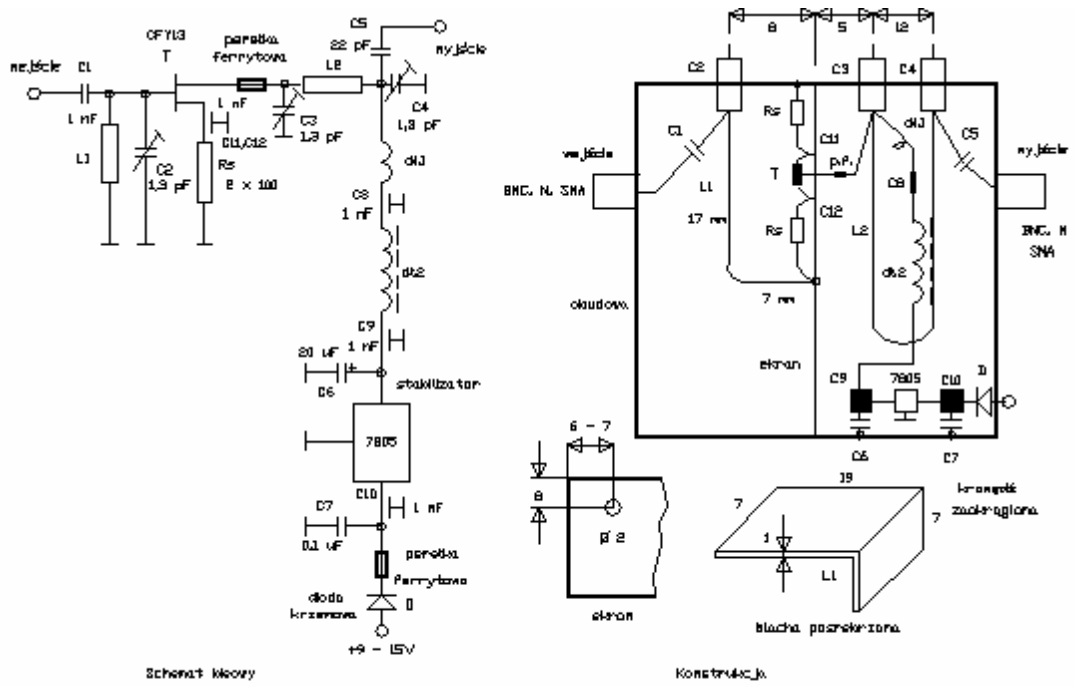
Przedwzmacniacz ten jest przykładem prostego rozwiązania, w którym użyto tranzystora z arsenku galu typu CFY13 (CFY19). Tranzystor może być oczywiście zastąpiony przez równoważne lub nowsze typy. Schemat układu jest na tyle prosty, że zasadniczo chciałbym tutaj zwrócić uwagę czytelników na konstrukcję mechaniczną wzmacniacza.

Wzmacniacz umieszczony jest w obudowie z blachy pobielanej przedzielonej ekranem na dwie komory. Cewka L1 wykonana jest z zagiętego paska blachy posrebrzanej 26 x 7 x 1 mm (rysunek), cewka L2 – z drutu miedzianego posrebrzanego o średnicy 1,5 mm zawiniętego w pętlę o długości ok. 25 mm i szerokości 12 mm. Dławik Dł.1 zawiera 1,5 zwoju miedzianego drutu posrebrzanego o średnicy 0,8 mm nawiniętego na karkasie 4 mm. Kondensatory C2 - C4 mają pojemność 1,3 pF i są strojone za pomocą wkręcanej śruby. Kondensatory trapezowe C8 - C10 (1 nF) są przylutowane bezpośrednio do dna obudowy, kondensatory trapezowe C11 i C12 – do ścianki dzielącej. Kondensatory ceramiczne C1 i C5 mają odpowiednio pojemności 10 i 22 pF. Dławik Dł.2 ma indukcyjność 22 - 47 uH.

Na przechodzące przez otwór w ściance dzielącej wyprowadzenie drenu tranzystora nałożona jest perełka ferrytowa.

Układ zapewnia wzmocnienie ok. 18 dB przy szerokości pasma (na poziomie -3 dB)

wynoszącej ok. 120 MHz i współczynniku szumów 0,8 dB.



Rys.5. Przedwzmacniacz 1240-1300 MHz

10.4.4.1. SPIS CZĘŚCI

Oporniki: 2 x 200 omów,
kondensatory: 3 x 1-3 pF, 22 pF, 6 x 1 nF, 100 nF, 20 uF,
tranzystor: CFY13,
dioda : dowolna krzemowa,
obwód scalony: 7805,
perełki ferrytowe, dławiki, cewki wg. opisu.

10.4.5. GOTOWE MODUŁY ODBIORCZE

Wykorzystanie odbiornika satelitarnego jest najszybszą i najprostszą możliwością włączenia się w grono użytkowników telewizji amatorskiej. Znacznie korzystniejsze parametry można osiągnąć w odbiornikach własnej konstrukcji. Konstrukcja odbiornika od podstaw jest jednak przedsięwzięciem skomplikowanym i czasochłonnym, dlatego też najczęściej wykorzystywane są gotowe moduly oferowane przez firmy krótkofalarskie. Jedną z takich firm jest firma "Schuster RSE Electronic". Dla zorientowania czytelników w możliwosciach konstrukcyjnych przytaczam najważniejsze parametry oferowanych przez nią modułów (oferowane są one w postaci zestawów do samodzielnej konstrukcji lub gotowych urządzeń).

Głowica ATV typu "KONV2320":
- zakres przestrajania 1240 – 1300 MHz, przestrajanie płynne,
- częstotliwość pośrednia 70 MHz,
- napięcie zasilania 12-24 V, pobór prądu ok. 65 mA,
- współczynnik szumów 1,2 dB,

- całkowite wzmocnienie 37 dB.
Głowica składa się z dwustopniowego wzmacniacza w.cz. i podwójnie zrównoważonego mieszacza o częstotliwości granicznej 5 GHz. Zmiana częstotliwości pośredniej wymaga jedynie przestrojenia filtru wyjściowego i oscylatora. Głowica może być używana zarówno do odbioru TV AM jak i FM. Na wejściu układu znajduje się gniazdo N, na jego wyjściu – gniazdo BNC.

Głowica ATV typu "KONV1320":
- zakres przestrajania 2320-2450 MHz, przestrajanie płynne,
- częstotliwość pośrednia 70 MHz,
- napięcie zasilania 12-24 V, pobór prądu ok. 80 mA,
- współczynnik szumów 1,8 dB,
- całkowite wzmocnienie 32 dB.
Konstrukcja głowicy jest podobna do przedstawionej powyżej konstrukcji głowicy dla pasma 23 cm.

Tor p.cz. i demodulator typu "FMDEMO20":
- częstotliwość pośrednia 70 MHz,
- czułość -80 dBm,
- napięcie zasilania 12-24 V, pobór prądu ok. 180 mA,
- wyjściowy sygnał wizyjny 1 V (wartość międzyszczytowa) na oporności 75 omów,
- częstotliwość różnicowa fonii 5-9 MHz, płynnie przestrajana,
- moc wyjściowa m.cz. 0,7 W na oporności głośnika 8 omów.
Urządzenie wyposażone jest jest w filtr ceramiczny i kwadraturowy demodulator FM. Zakres dynamiki wzmacniacza p.cz. wynosi 80 dB. Wzmacniacz wyposażony jest w logarytmiczne wyjście dla miernika siły sygnału. Zakres pomiarowy wynosi również 80 dB. Jako wskaźnika należy użyć miliamperomierza o zakresie 1 mA. Sygnał p.cz. doprowadzany jest do gniazda BNC, sygnały wyjściowe wizji i fonii pobierane są z gniazd RCA. Na płytce drukowanej przewidziana jest możliwość zamontowania dodatkowego mieszacza zrównoważonego, dzięki czemu układ może pracować w rozszerzonym zakresie częstotliwości pośrednich między 30 i 300 MHz. Dostępny jest także dodatkowy demodulator fonii identyczny do zawartego w module "FMDEMO20" i przeznaczony do odbioru ew. drugiego kanału fonii lub kanału danych.

Przedstawione moduły mogą w połączeniu z monitorem lub odbiornikiem telewizyjnym wyposażonym w wejście wizyjne stanowić całkowity tor odbiorczy na wybrane pasmo amatorskie. W trudnieszych warunkach odbioru lub w przypadku łączności na większe odległości tor odbiorczy może być uzupełniony o jeden z przedstawionych dalej przedwzmacniaczy. Przedwzmacniacze te mogą stanowić również uzupełnienie odbiornika satelitarnego.

Przedwzmacniacz na pasmo 23 cm typu "VV2310":
- zakres pracy 1240-1300 MHz,
- wzmocnienie 27 dB,
- współczynnik szumów 0,8 dB,
- napięcie zasilania 12-24 V, pobór prądu ok. 40 mA,
- gniazda wejściowe i wyjściowe typu N.

Przedwzmacniacz na pasmo 13 cm typu "VV1310":
- zakres pracy 2320-2450 MHz,
- wzmocnienie 23 dB,

- współczynnik szumów 1,6 dB,
- napięcie zasilania 12-24 V, pobór prądu ok. 45 mA,
- gniazda wejściowe i wyjściowe typu N.

Użytkownicy odbiorników satelitarnych mogą rozszerzyć zakresy odbioru poprzez dołączenie dodatkowego konwertera. Przykładami gotowych rozwiazań mogą być:

Konwerter firmy "Chaparral" na pasmo 13 cm o nastepujących parametrach:
- zakres częstotliwości wejściowych 1700-2700 MHz,
- zakres częstotliwości wyjściowych 950-2050 MHz,
- wzmocnienie całkowite 62 dB,
- współczynnik szumów 0,7 dB,
- gniazdo wejściowe typu N, gniazdo wyjściowe typu F.

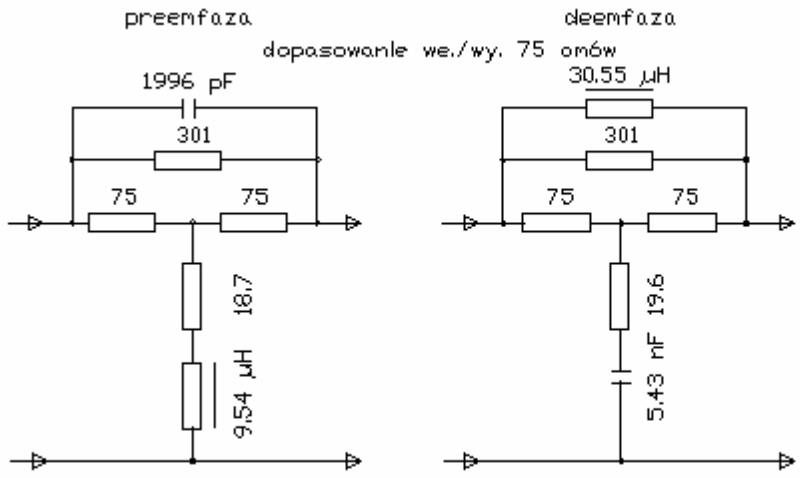
Konwerter na pasmo 3 cm rozprowadzany m.in. przez firmę "Schuster" o parametrach:
- częstotliwość wejściowa 10,0 - 10,5 GHz,
- częstotliwość wyjściowa 1,0 - 1,5 GHz,
- częstotliwość oscylatora lokalnego 9,0 GHz,
- współczynnik szumów 0,9 dB,
- wzmocnienie całkowite 48 dB,
- napięcie zasilania 12 V,
- na wejściu znajduje się złącze falowodowe WR/75, na wyjściu wtyk F.

Do odbioru w paśmie 13 cm można też użyć konwertera satelitarnego przeznaczonego do odbioru satelity ARABSAT. Konwertery te odwracają pasmo dlatego też odbiornik musi być wyposażony w przełącznik polaryzacji wizji.

Przedwzmacniacze na pasmo 23 cm oferowane są także przez firmę "SSB Electronic". Należą do nich np. modele LNA-3000S (pasmo 50-3000 MHz) i SP-23 (pasmo 23 cm).

10.4.6. UKŁADY PREEMFAZY I DEEMFAZY

Jak wspomniano powyżej istotną rolę w uzyskaniu poprawy w stosunku sygnału do szumu mają układy preemfazy i deemfazy. Metoda ta jest powszechnie stosowana w radiofonii UKF-FM. W przypadku TV-FM uzyskiwana jest poprawa stosunku sygnału do szumu o ok. 14 dB. Układy filtrów odpowiadające normie CCIR 405-1 przedstawione są na rysunku 10.6.



Rys.6.Obwody preemfazy i deemfazy

10.5. NADAJNIKI TV-FM

Wbrew obawom niektórych czytelników nadajniki telewizyjne FM są stosunkowo proste układowo i stanowią wdzięczne pole działania dla majsterkowiczów. Dość znaczna szerokość pasma sygnału TV FM pozwala na użycie nadajników samowzbudnych. Dwu- lub trzystopniowy nadajnik o mocy od kilkuset mW do 1 W zawierający generator pracujący na częstotliwości wyjściowej jest łatwy w konstrukcji i wystarcza do prowadzenia łączności na niewielkie odległości. Ograniczona liczba kanałów pozwala także na konstruowanie nieskomplikowanych nadajników sterowanych kwarcem. W odróżnieniu od nadajników fonicznych na niższe zakresy UKF zbędne są tu układy syntezerów, sterowanie mikroprocesorowe, setki pamięci, dodatkowe kodery i dekodery DTMF, CTCSS itd., słowem wszystko to w czym trudno nam amatorom dorównać konstrukcjom fabrycznym. Rozwiązania nadajników pracujących bezpośrednio na częstotliwości wyjściowej zaprzeczają jednocześnie obowiązującemu dla emisji wąskopasmowych "prawu": "długość toru nadawczego jest odwrotnie proporcjonalna do długości fali".

Prostota układów nadawczych nie oznacza jednak, że mogą być one konstruowane przez początkujących amatorów. Stosunkowo wysokie częstotliwości pracy wymagają pewnego doświadczenia konstruktorskiego w zakresie UKF, zastosowania odpowiednich podzespołów i materiałów, np. płytek drukowanych z małostratnego dielektryka, bezindukcyjnych kondensatorów ceramicznych o niskich stratach, bezindukcyjnych oporników itd.

Modulacja FM charakteryzuje się zyskiem szerokopasmowym zależnym od indeksu modulacji. W amatorskiej TV FM można w przypadku odbioru powyżej progu ograniczania liczyć się z zyskiem rzędu 25 - 30 dB w stosunku do modulacji AM. Zysk ten oznacza możliwość zastosowania nadajników o niższej mocy wyjściowej, aniżeli byłoby to konieczne dla emisji AM w celu uzyskania poprawnego obrazu.

Nadajnik TV może być uzupełniony o wzmacniacz o mocy kilku do kilkudziesięciu W, zależnie od częstotliwości pracy. We wzmacniaczach mocy na pasmo 23 cm stosuje się często gotowe moduły hybrydowe. Moduł M 57762 firmy Mitsubishi dostarcza mocy wyjściowej 20 W przy napięciu zasilania 15 V i mocy sterującej ok. 0,5 W. Moduły te mogą być łączone równolegle dla uzyskania większej mocy. Zasadniczą zaletą modułów hybrydowych jest to, że zawierają one układy dopasowujące impedancję tranzystorów do źródła sterującego i do anteny (50 omów). Pozwala to na znaczne uproszczenie projektowania i strojenia wzmacniaczy i zmniejsza ryzyko uszkodzenia modułu wskutek niedopasowania w trakcie uruchamiania wzmacniacza.

Oczywiście układy wzmacniaczy mocy mogą być dowolne, mogą to być więc układy tranzystorowe lub dla większych mocy – lampowe, zależnie od finansów i możliwości zaopatrzeniowych konstruktora.

Stosunkowo (w porównaniu z innymi zakresami częstotliwości) małe moce nadajników nie powinny wywrzeć fałszywego wrażenia, że nadajniki TV są jedynie zabawką dla entuzjastów QRP i czymś niepoważnym w oczach posiadaczy licencji wyższych klas. Mała długość fali pozwala na uzyskanie niewielkim nakładem zysków antenowych o jakich nawet nie mogą marzyć operatorzy pracujący w zakresie np. fal krótkich. Anteny o zysku 25 - 30 i więcej dB nie są rzadkością, a uzyskiwane za ich pomocą efektywne moce promieniowania (ERP) nie mogą być lekceważone. Przykładowo nadajnik o mocy 5 W w połączeniu z anteną o zysku 30 dB daje efektywną moc promieniowania 5000 W ERP. Przykład ma jedynie zilustrować rzędy wielkości z jakimi mamy do czynienia,

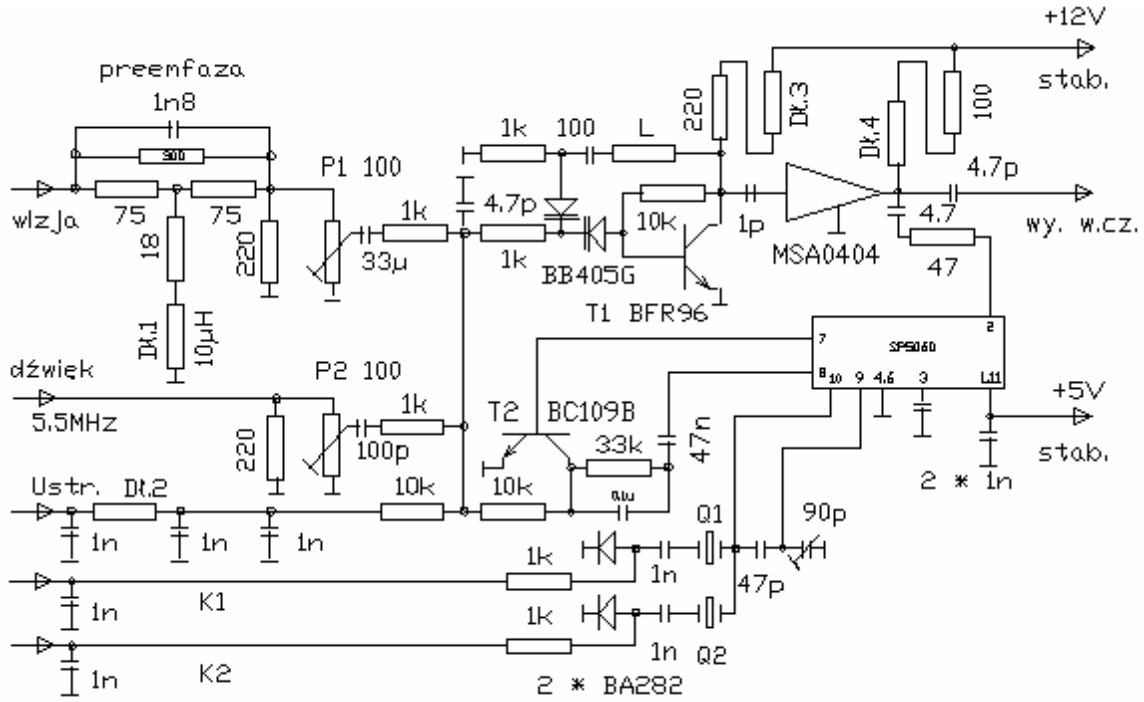
dlatego też pomijam wpływy strat w kablu antenowym i inne niekorzystne czynniki.

Duże koncentracje energii w stosunkowo wąskiej wiązce promieniowania wymagają od operatorów zachowania pewnych zasad bezpieczeństwa. Należy bezwzględnie unikać przebywania we wiązce promieniowania anteny i patrzenia w jej kierunku w czasie, gdy nadajnik jest włączony. Wpływ energii w.cz. na organizmy żywe jest jeszcze mało zbadany (najbardziej znane są skutki termiczne), niemniej w miarę wzrostu częstotliwości i koncentracji energii rośnie ryzyko uszkodzenia delikatnych tkanek organizmu, np. oczu. Nie mam zamiaru nikogo straszyć (fałszywych proroków specjalizujących się w straszeniu i tak przybywa szybciej niż moglibyśmy sobie tego życzyć), chciałbym jedynie zachęcić do kierowania się zdrowym rozsądkiem w trakcie prób i ekperymentów.

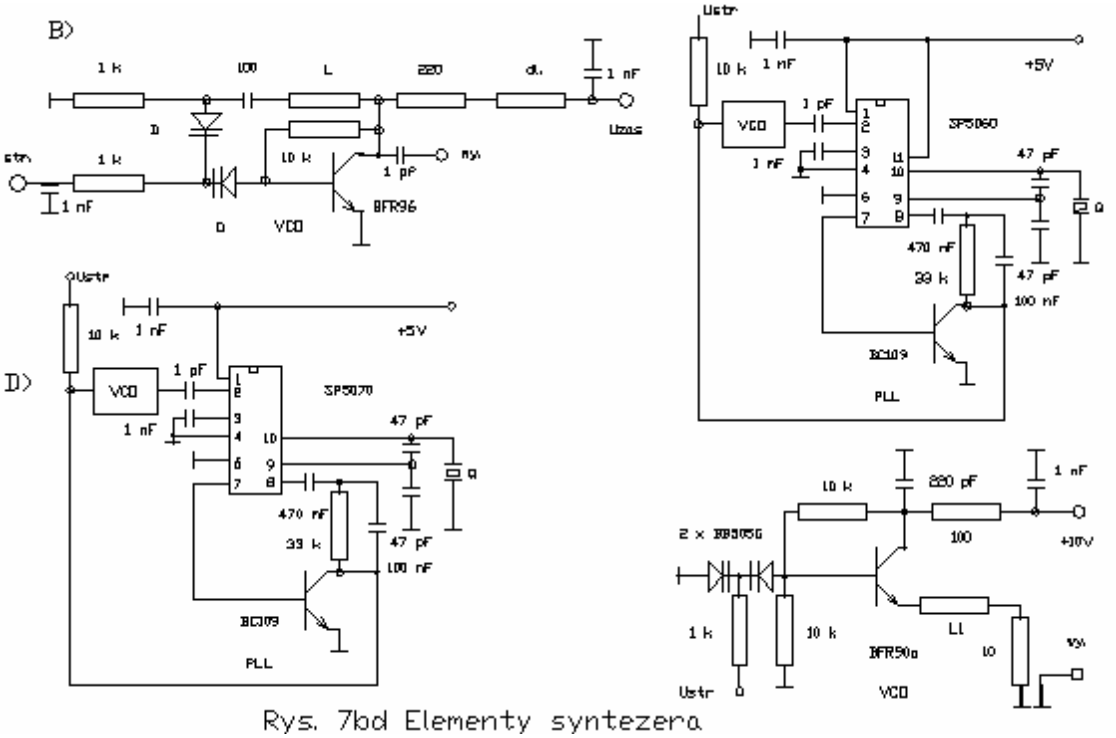
10.5.1. NADAJNIK NA PASMO 23 CM

Przykładem rozwiązania nadajnika – wzbudnicy FM na pasmo 23 cm jest układ z rysunku 10.7a. Stopień generatora modulowanego częstotliwościowo zbudowany jest na typowych podzespołach pracujących w zakresie UHF. Jako diody pojemnościowe wykorzystane są BB405G, również tranzystor jest typem spotykanym w układach telewizyjnych. Kondensator 100 pF izoluje diody pojemnościowe od napięcia kolektora, jednocześnie jego końcówka stanowi indukcyjność obwodu rezonansowego. Punkt pracy tranzystora ustalony jest za pomocą oporników 200 omów i 10 k. Graniczna częstotliwość pracy układu wynosi 2,2 GHz. Dla częstotliwości pracy w paśmie 23 cm zakres przestrajania przy napięciach 0 - 24 V równy jest ok. 500 MHz. Moc wyjściowa stopnia zmienia się z około 12 mW dla częstotliwości 1 GHz do około 5 mW dla częstotliwości 1,5 GHz. Obwód scalony SP5060 w połączeniu z generatorem VCO stanowi całkowity układ syntezera częstotliwości z pętlą synchronizacji fazy (PLL). Obwód SP5060 zawiera układ komparatora fazy oraz dzielniki częstotliwości o stosunku podziału 1 : 256 wraz z przedwzmacniaczem. Napięcie wyjściowe komparatora fazy dostraja generator VCO do częstotliwości synchronizacji przez tranzystor T2. Częstotliwość kwarcu musi być 256 razy mniejsza od częstotliwości wyjściowej generatora VCO. Według danych katalogowych firmy Plessey dopuszczalny zakres pracy syntezera wynosi od 300 MHz do 2 GHz. Zastosowany w nim stosunek podziału częstotliwości powoduje, że dla częstotliwości pracy 1270 MHz konieczne jest zastosowanie kwarcu na częstotliwość 4,9609375 MHz.

Oczywiście możliwe jest zastąpienie obwodu SP5060 przez jakąkolwiek inną kombinację osiągalnych (tańszych) dzielników częstotliwości i komparatora fazy. Stopień separujący zbudowany na scalonym obwodzie mikrofalowym MSA0404 dostarcza ok. 20 mW mocy w yjściowej. Zastosowanie obwodu nowszego typu MSA1104 pozwala na osiągnięcie mocy wyjściowej 50 mW. Dla napięcia zasilania równego 12 V wzmocnienie układu wynosi 9 dB przy poborze prądu 60 mA. Konieczne jest więc przełączenie zasilania na wejście stabilizatora na stronę 12 V i wymiana opornika ze 100 omów na 120 omów. Szczegółowy schemat generatora VCO i układu pętli przedstawiono na rysunku 10.7b.



Rys. 7a. Nadajnik TV-FM na pasmo 23 cm



Rys. 7bd Elementy syntezera

10.5.1.1. SPIS CZĘŚCI

Tranzystory: BC109B, BFR96,
obwody scalone: MSA0404 (MSA1104), SP5060, 78L09, 78L05,
diody: 2 x BB405G, 2 x BA282,
kondensatory: 90 pF (trymer foliowy), 4,7 pF (trapezowy), 4,7 pF (SMD), 100 nF, 470 nF, 10 uF/16V (tantalowy), 33 uF/35V,
kondensatory ceramiczne: 1 pF, 4,7 pF, 47 pF, 2 x 100 pF, 12 x 1 nF, 1,8 nF,

oporniki: 18, 47, 2 x 75, 2 x 100, 3 x 220, 300, 6 x 1 k, 3 x 10 k, 33 k,
potencjometry: 2 x 100,
dławik: 10 l'H,
kwarc w obudowie HC-18U lub HC-25-U na częstotliwość równą 1 : 256 częstotliwości nadajnika.

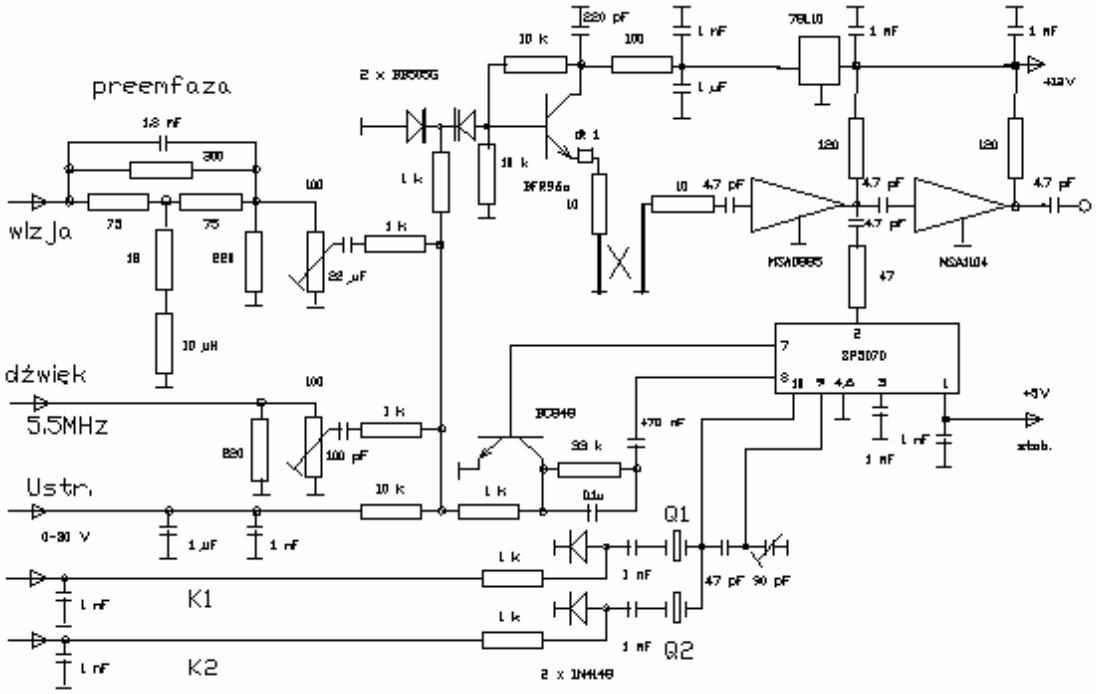
10.5.1.2. KONSTRUKCJA I URUCHOMIENIE

Układ wzbudnicy powinien być skonstruowany na płytce z laminatu epoksydowego o grubości ok. 1,5 mm pokrytego z obu stron folią miedzianą. Całość jest zamknięta w blaszanej obudowie ekranującej. Korzystne, chociaż nie konieczne byłoby posrebrzenie płytki. Obowiązują tu zresztą ogólnie znane zasady montażu układów pracujących na tak wysokich częstotliwościach. Długość końcówki kondensatora 100 pF stanowiącej indukcyjność obwodu rezonansowego wynosi 9 mm, a sam przewód jest zgięty w połowie pod kątem prostym. Końcówki pozostałych elementów powinny być możliwie jak najkrótsze, aby nie wprowadzały pasożytniczych indukcyjności.

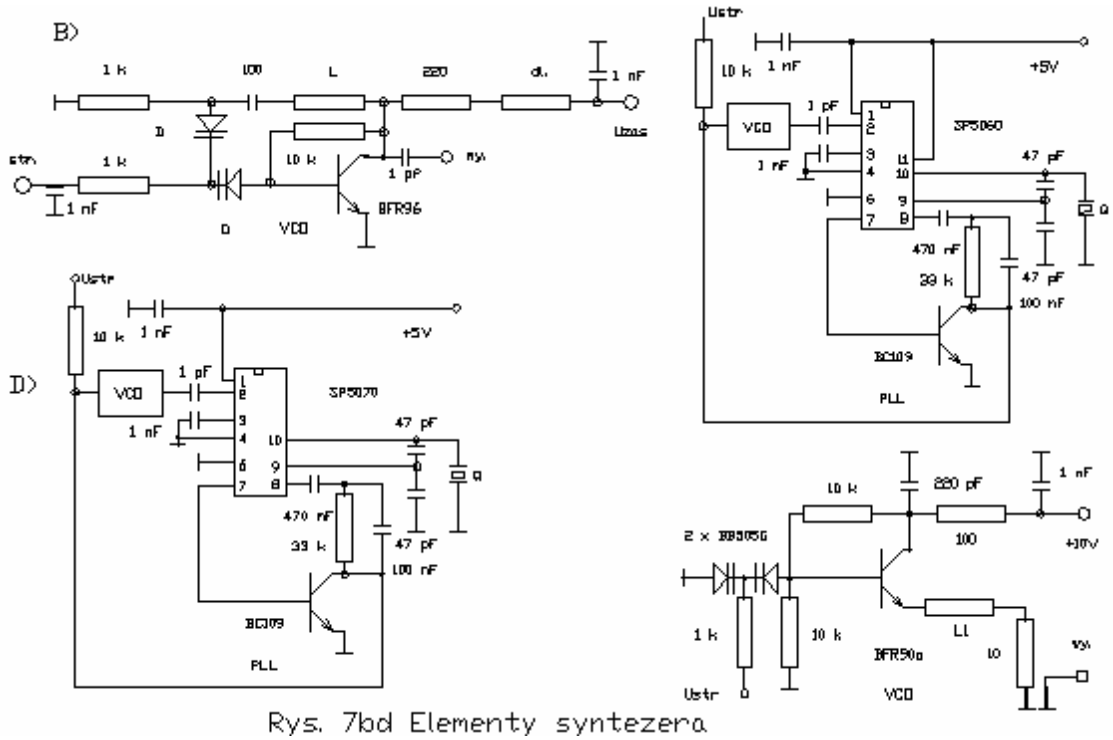
Dławik Dł1 ma indukcyjność 10 l'H, dławiki Dł3 i Dł4 składają się z czterech zwojów drutu miedzianego o średnicy 0,3 mm w emalii nawiniętego na perełce ferrytowej o średnicy 3 mm. Dławik Dł2 stanowi przewód przeciagnięty przez sześcio-otworowy rdzeń UKF-owy. Trymer 90 pF jest trymerem foliowym, a większość kondensatorów krążkami ceramicznymi. Potencjometry P1 i P2 umożliwiają ustawienie pożądanej dewiacji częstotliwości odpowiednio dla sygnałow wizji i podnośnej dźwięku. Uruchomienie układu jest stosunkowo proste, a prawidłowo skonstruowany nadajnik wymaga jedynie kontroli częstotliwości wyjściowej i mocy. Sygnału podnośnej fonii może dostarczyć prosty generator LC pracujący na częstotliwości 5,5 MHz do 7,5 MHz i modulowany częstotliwościowo.

10.5.1.3. MODYFIKACJA NADAJNIKA DO PRACY W PAŚMIE 13 CM

Zasadniczymi zmianami w stosunku do układu pracującego w paśmie 23 cm jest zastąpienie obwodu dzielników i komparatora fazy przez obwód SP5070 (firmy Plessey) pracujący w zakresie od 300 do 2500 MHz i rozbudowa wzmacniacza wyjściowego. Oczywiście obwód SP5070 może być użyty także w nadajniku pracującym w zakresie 23 cm. We wzmacniaczu wyjściowym pracują dwa scalone wzmacniacze mikrofalowe firmy Avantek: MSA0885 i MSA1104. Wypadkowe wzmocnienie układu wynosi ok. 20 dB, a moc wyjściowa waha się od 20 mW do 50 mW w zakresie częstotliwości pracy od 1,9 do 2,5 (GHz). Obwód SP5070 zawiera dzielnik częstotliwości przez 256, dlatego też np. dla częstotliwości pracy 2335 MHz częstotliwość kwarcu powinna wynosić 9,1210938 MHz. Całość układu może być zmontowana na dwustronnej płytce drukowanej z laminatu o odpowiednio małej stratności i z uwględnieniem zasad montażu mikrofalowego. W razie możliwości zalecane jest użycie elementów przeznaczonych do montażu powierzchniowego (SMD). W sprzęgaczu na wyjściu generatora VCO zastosowano indukcyjności doprowadzeń obu oporników 10 W. Długość częsci równoległej do płytki wynosi 4 mm, a części prostopadłej 1,5 mm. Dławik w emiterze tranzystora wykonany jest przez nawinięcie drugiego wyprowadzenia opornika, tak aby otrzymać jeden zwój o średnicy 3 mm. Schemat ideowy zmodyfikowanego nadajnika przedstawiony jest na rysunku 10.7c, schematy układów VCO i pętli synchronizacji fazy – na rysunku 10.7d.



Rys. 7c. Nadajnik TV-FM na pasmo 13 cm



Rys. 7bd Elementy syntezera

10.5.1.4. SPIS CZĘŚCI

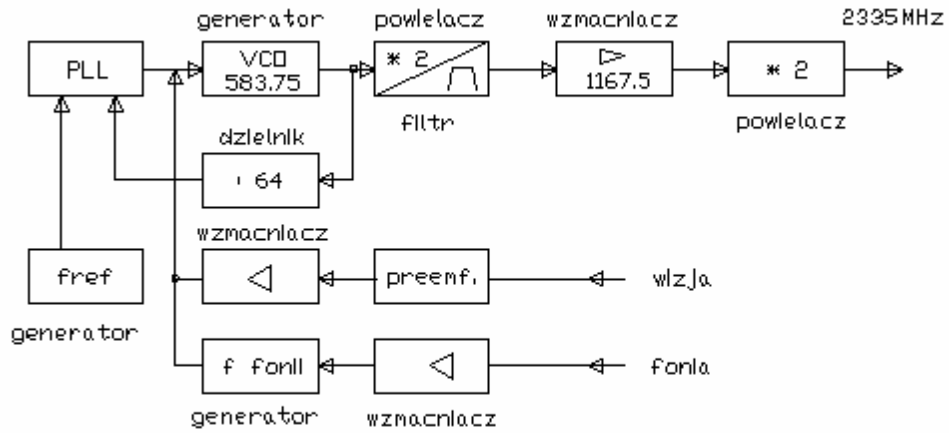
Tranzystory: BC848C, BFR96a,
obwody scalone: MSA0885, MSA1104, SP5070, 78L09, 78L05,
diody: 2 x BB505G, 2 x 1N4148,
kondensatory: 90 pF (trymer foliowy), 100 nF, 470 nF, 3 x 1 uF, 10 uF/16V (tantalowy), 22 l'F/35V,
kondensatory ceramiczne: 1 pF, 4 x 4,7 pF (SMD), 47 pF, 100 pF, 220 pF, 11 x 1 nF, 1,8

nF,
oporniki: 2 x 10, 18, 47, 2 x 75, 100, 2 x 120, 3 x 220, 300, 6 x 1 k, 3 x 10 k, 33 k,
potencjometry: 2 x 100,
dławik: 10 uH,
kwarc w obudowie HC-18U lub HC-25-U na częstotliwość równą 1 : 256 częstotliwości nadajnika.

10.5.2. NADAJNIK NA PASMO 13 CM

Wybór niższej częstotliwości pracy generatora VCO umożliwia wykorzystanie w układzie PLL tańszych i łatwiej dostępnych elementów, a zwłaszcza dzielnika częstotliwości. Przy częstotliwościach ok. 600 MHz możliwe jest zastosowanie dzielnika U664B o stosunku podziału 1:64. Częstotliwość odniesienia pętli wynosi wówczas od 9 MHz do 10 MHz, dzięki czemu w układzie dyskryminatora fazy może pracować popularny obwód scalony MC4044 firmy Motorola. Na rysunku 10.8 przedstawione jest przykładowe rozwiązanie nadajnika na pasmo 13 cm. Częstotliwość pracy generatora VCO wynosząca 583,75 MHz jest podwajana w następnym stopniu dla uzyskania sygnału o częstotliwości 1167,5 MHz, który po wzmocnieniu we wzmacniaczu mocy doprowadzony jest do powielacza waraktorowego dostarczającego do anteny sygnału o częstotliwości roboczej 2335 MHz. Częstotliwość odniesienia wynosząca w tym układzie 9,121 MHz pozwala na zastosowanie w generatorze odniesienia kwarcu na pasmo CB (27 MHz). Sam generator częstotliwości odniesienia może być zbudowany na bramkach TTL 7400 (nie zalecany jest tu układ 74LS00). W nadajniku na pasmo 23 cm częstotliwość pracy VCO powinna wynosić 635 MHz, co daje częstotliwość odniesienia 9,9218 MHz.

Ze względu na tłumienie kabla antenowego korzystne jest umieszczenie powielacza waraktorowego (w wersji 13 cm) w bezpośrednim sąsiedztwie anteny.

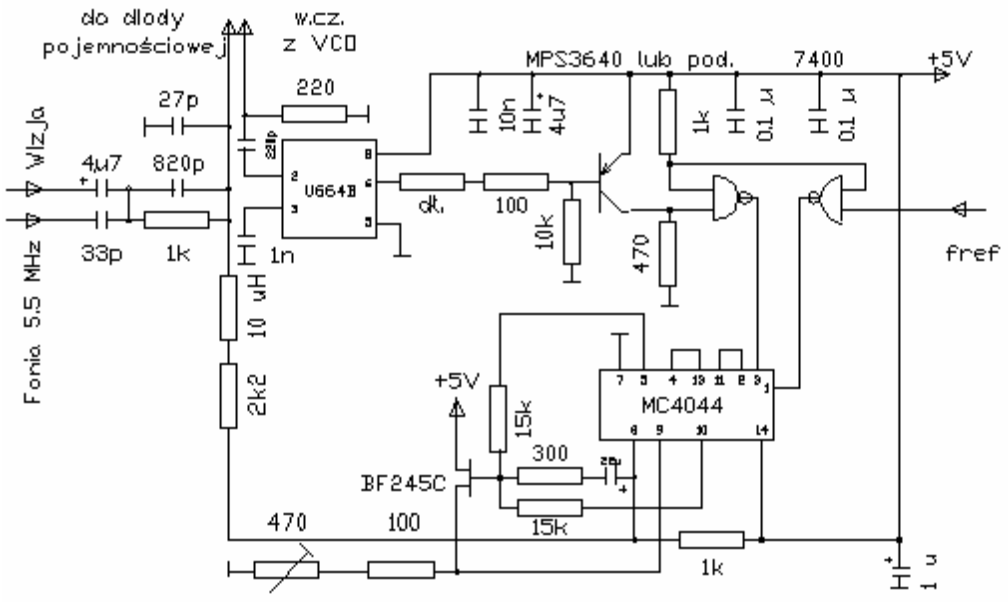


Rys. 8. Schemat blokowy wzbudnicy ATV - FM.

Rysunek 10.9 przedstawia rozwiązanie najważniejszej części nadajnika – układu synchronizacji fazy (PLL). Wymagania stawiane VCO nie są zbyt wysokie, powinien on dostarczać od kilku do ok. 10 mW mocy, a zalecana przez autora czułość przestrajania wynosi ok. 3 MHz/V. Stopień dzielnika częstotliwości (IC1) zrealizowany jest zgodnie z rozwiązaniem podanym przez producenta. Włączony na wyjściu dzielnika tranzystor zapewnia uzyskanie sygnału o poziomach TTL. Następująca po nim bramka 7400 jest już

tylko separatorem. Również sygnał odniesienia podawany jest do dyskryminatora fazy przez bramkę separującą. Generator odniesienia nie wymaga w zasadzie szczegółowego omówienia. Możliwe są tu dowolne rozwiązania, np. generator zbudowany na pozostałych dwóch bramkach NAND. Kondensator dostrojczy właczony w szereg z kwarcem pozwala na drobną korekcję częstotliwości generatora.

Sygnały modulujące VCO (wizja i podnośna fonii) mieszane są z sygnałem regulacji z dyskryminatora fazy na wyjściu filtru dolnoprzepustowego. Charakterystyka przenoszenia filtru musi być odpowiednio dobrana, aby nie zostały one skompensowane przez sprzężenie zwrotne w pętli. Jeżeli jako najniższą częstotliwość sygnału wizyjnego przyjąć częstotliwość ramki – 50 Hz (składowa stała może być odtworzona za pomocą odpowiedniego układu diodowego), a jako najwyższą dyskretną – częstotliwość podnośnej koloru 4,43 MHz wówczas praktyczna szerokość pasma wizji wynosi ok. 4,5 MHz (od 50 Hz wzwyż). Częstotliwość podnośnej fonii wynosi 5,5 MHz. Dlatego też częstotliwość graniczna układu PLL może wynosić jedynie 50 Hz. Jednocześnie częstotliwości powyżej 6 lub 6,5 MHz powinny być stłumione, aby nie powodować dodatkowych zakłoceń. Dokonane jest to za pomocą dodatkowego filtru o częstotliwości granicznej 6,5 MHz włączonego bezpośrednio przed diodą waraktorową. W torze wizji powinien być zastosowany podany powyżej znormalizowany układ preemfazy. W układzie wzmacniacza wizji można zastosować obwód scalony µA733 lub NE 592. Regulacja dewiacji częstotliwości odbywa się przez zmianę wzmocnienia toru wizji. Szerokość pasma wizji może być też dodatkowo ograniczona do 5 MHz. W przypadku zastosowania innej częstotliwości podnośnej fonii (np. 6,5 MHz) częstotliwość graniczna pierwszego filtru dolnoprzepustowego powinna być odpowiednio wyższa. Korzystne jest też włączenie w torze fonii filtru zaporowego na częstotliwość 15 kHz, eliminującego zakłócenia pochodzące od sygnału odchylania linii monitora lub odbiornika TV. W torze akustycznym stosowana jest standardowa preemfaza o stałej czasu 50 l's.



Rys. 9. Układ PLL wzbudnicy ATV - FM.

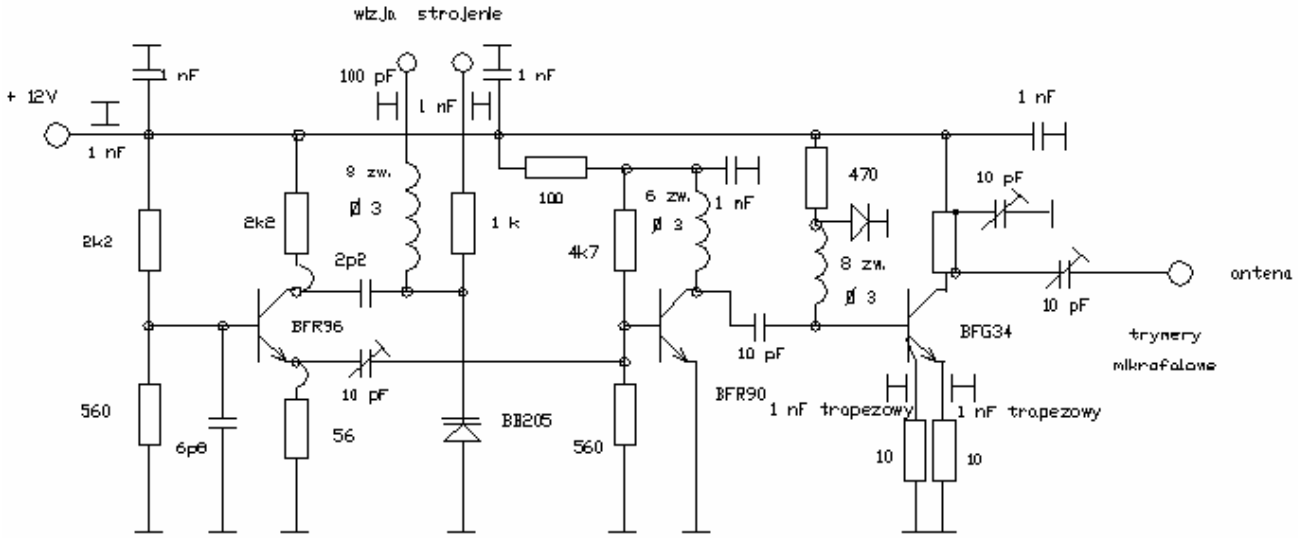
10.5.2.1. SPIS CZĘŚCI

Oporniki: 2 x 100, 220, 300, 3 x 1 k, 2,2 k, 2 x 15 k,
potencjometr: 470,
kondensatory: 27 pF, 33 pF, 220 pF, 820 pF, 2 x 100 nF, 1 uF, 4,7 uF, 22 uF,
tranzystory: BC245C, MPS3640,
obwody scalone: U664B, MC4044.

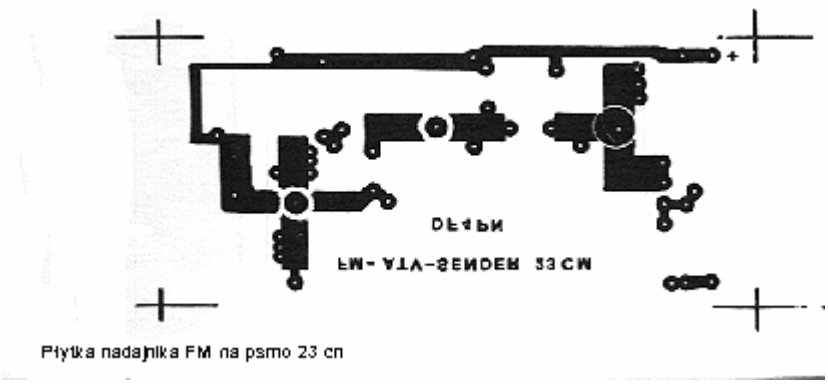
10.5.3. SAMOWZBUDNY NADAJNIK MAŁEJ MOCY NA PASMO 23 CM

Trzystopniowy nadajnik samowzbudny (rys. 10.10) dostarcza mocy 450 mW. Jest on modulowany częstotliwościowo za pomocą złożonego sygnału wizji i fonii doprowadzonego przez dławik w.cz. do diody pojemnościowej. Równolegle poprzez opornik 1 k doprowadzone jest napięcie stałe (kilka – 12 V) służące do dostrojenia nadajnika. Drugi stopień nadajnika jest wzmacniaczem sterującym zrealizowanym na tranzystorze BFR90. Stopień końcowy na tranzystorze BFG34 dostarcza do anteny mocy 450 mW. Emiter tranzystora mocy zablokowany jest do masy za pomocą ceramicznego kondensatora trapezowego. Jako kondensatorów blokujących napięcie zasilania należy użyć kondensatorów ceramicznych o odstępie końcówek 2,5 mm. Wszystkie elementy w układzie powinny mieć jak najkrótsze wyprowadzenia. Staranny i stabilny montaż układu pozwala na zapewnienie termicznej stabilności częstotliwości w zakresie 15 - 40 kHz/stp C. Nadajnik zmontowany jest na płytce drukowanej z dwustronnego laminatu umieszczonej w obudowie ekranującej. Płytka drukowana przedstawiona jest na rysunku 10.11. Jej druga strona jest w całości pokryta miedzią i stanowi masę układu.

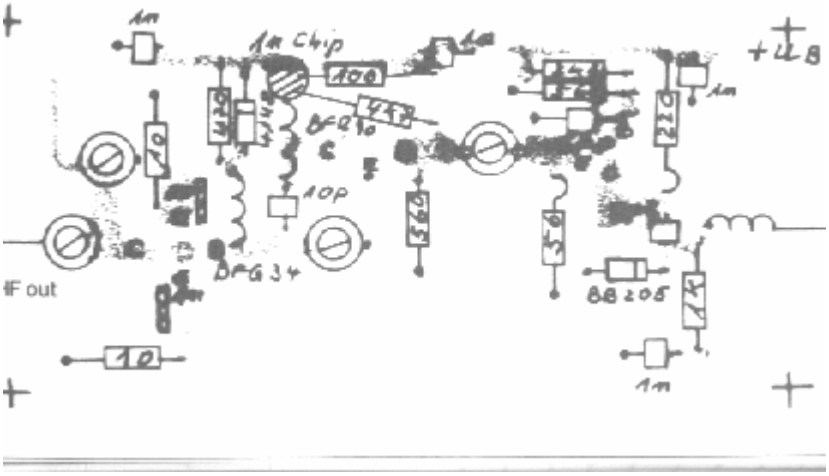
Do zestrojenia nadajnika konieczny jest licznik częstotliwości pokrywający zakres 23 cm i miernik mocy w.cz. Licznik częstotliwości powinien być sprzężony z nadajnikiem za pomocą petli o średnicy 1 cm wykonanej z drutu i umieszczonej w poblizu generatora. Zmieniając napięcie zasilające diodę pojemnościową w zakresie do 12 V powinno się uzyskać zakres przestrajania od 1240 do 1290 MHz. Następnie należy za pomocą trymera 10 pF sprzęgającego generator ze stopniem sterującym zestroić układ w celu otrzymania maksymalnej mocy wyjściowej. Jego wartość ma oczywiście wpływ na częstotliwość pracy generatora, dlatego też należy skorygować jego dostrojenie. Zabieg ten trzeba powtórzyć kilkakrotnie aż do uzyskania najlepszych wyników. Trymer wyjściowy łączący wzmacniacz mocy z gniazdkiem antenowym służy do regulacji dopasowania do anteny.



Rys. 10. Nadajnik FM na pasmo 23 cm



Płytka nadajnika FM na pasmo 23 cm

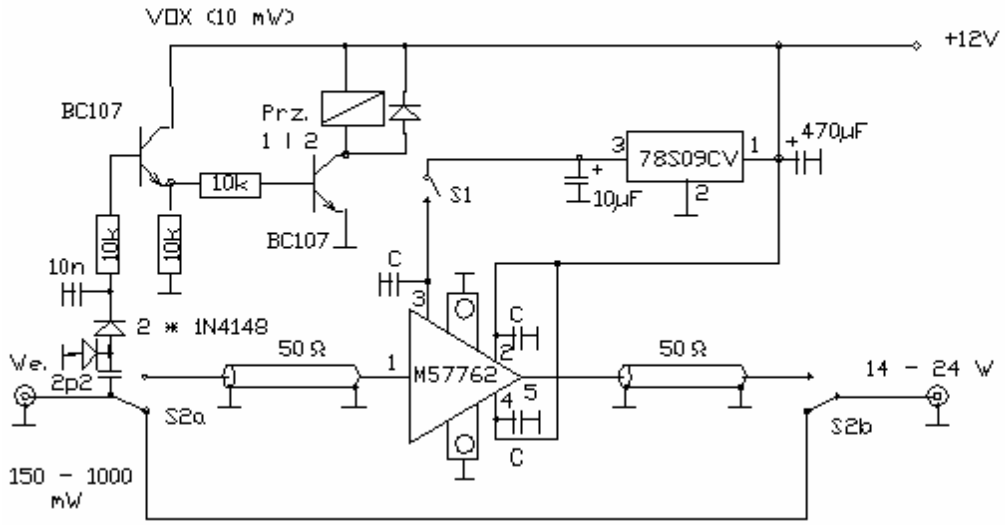


10.5.3.1. SPIS CZĘŚCI

Oporniki: 2 x 10, 56, 100, 470, 560, 1 k, 2 x 2,2 k, 4,7 k,
kondensatory: 2,2 pF, 6,8 pF, 10 pF, 100 pF, 6 x 1 nF, 2 x 1 nF trapezowe,
trymery: 2 x 10 pF,
tranzystory: BFR90, BFR96, BFG34,
diody: waraktorowa BB205, krzemowa dowolnego typu.

10.5.4. WZMACNIACZ MOCY NA PASMO 23 CM

Jako przykładowe rozwiązanie przedstawiony jest wzmacniacz oparty na module hybrydowym firmy Mitsubishi – M57762. Moduł ten przy mocach sterujących ok. kilkudziesięciu mW dostarcza kilku watów mocy wyjściowej, przy mocach sterujących powyżej 150 mW – ok. 15 W. Sprawność modułu leży w zakresie 30 - 40 %. Możliwe jest też łączenie równoległe dwóch modułów dla uzyskania mocy 40 - 45 W. Jeszcze korzystniejsze jest sprzężenie modułów przez sprzęgacz kierunkowy. Najprostszym rozwiązaniem sprzęgacza jest układ mostkowy wykonany z odcinków kabla koncentrycznego RG179/U. Długość każdego z ramion wynosi 4,1 cm. Zapobiega to ewentualnemu nierównomiernemu rozkładowi obciążenia. Na rysunku 10.12 przedstawiony jest wzmacniacz na pojedyńczym module M57762. Moduł ten znalazł także szerokie zastosowanie w radiostacjach fonicznych (samochodowych i stacjonarnych) na pasmo 23 cm, a moduły o mniejszej mocy (M57787 – 1W) stosowane są w sprzęcie przenośnym. Układ powinien być umieszczony w obudowie ekranującej wykonanej z pobielanej blachy. Nóżki 2, 3 i 4 modułu są zablokowane do masy za pomocą kombinacji kondensatorów trapezowych o pojemności 1 nF umieszczonych bezpośrednio przy obudowie modułu oraz kondensatorów 4,7 nF i kondensatorów tantalowych 10 l'F. Jeżeli wzmacniacz pracuje w zakresie liniowym (SSB, TV-AM) nóżka 3 powinna być dodatkowo zablokowana za pomocą kondensatora tantalowego 47 uF, a nóżka 4 – za pomocą kondensatora 100 l'F.



Rys. 12. Wzmacniacz mocy 23 cm/FM.

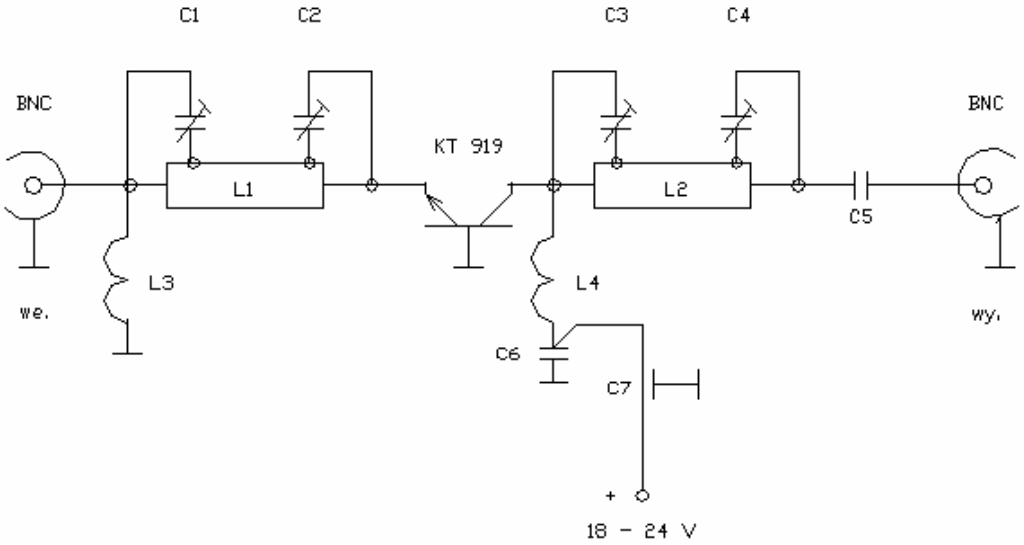
10.5.4.1. SPIS CZĘŚCI

Oporniki: 3 x 10 k,
kondensatory: opisane zestawy kondensatorów blokujących, 2,2 pF, 10 nF, 10 uF, 470 uF,
tranzystory: 2 x BC107,
diody: krzemowe dowolnego typu,
moduł: M57762,
obwód scalony: 78S09CV,
gniazdka BNC lub N, odcinki kabla koncentrycznego 50 W, obudowa ekranująca.

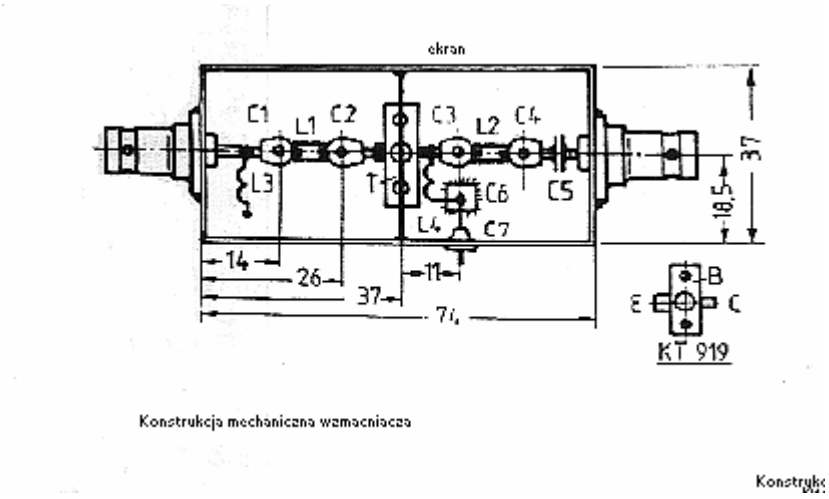
10.5.5. TRANZYSTOROWE WZMACNIACZE MOCY NA PASMO 23 CM

Pierwszy ze wzmacniaczy jest przykładem prostego rozwiązania nie zawierającego drogich i trudniej dostępnych elementów i mającego stanowić inspirację do własnych eksperymentów. Autor rozwiązania DD2LU, opublikowanego w czasopiśmie "TV-Amateur" 88/93 użył w nim tranzystora produkcji rosyjskiej typu KT919A (B). Tranzystory grupy A mogą dostarczać w paśmie 23 cm mocy wyjściowej ok. 4,5 W przy wysterowaniu 1 W, natomiast tranzystory grupy B – mocy ok. 1,2 W przy wysterowaniu 250 mW. Wzmocnienie mocy w obu grupach przekracza 6 dB. Tranzystor ten może być zastąpiony przez inne typy o odpowiednio wysokiej częstotliwości granicznej. Indukcyjności L1 i L2 wykonane są z odcinków sztywnego kabla koncentrycznego (ang. semi-rigid, np. SR-3 firmy Suhner). Żyła środkowa kabla tego typu jest pozłacana lub posrebrzana w zależności od wykonania, ekran wykonany jest w postaci rurki miedzianej a jako izolator używany jest teflon. Kabel ma średnicę 3,5 mm i oporność falową 50 omów. Długość rezonatora wynosi 16 mm. Trymery C1 - C4 są trymerami o pojemności 5 pF i niskiej stratności (najlepiej z izolacją w postaci folii teflonowej, ozn. fabr. "sky"). Kondensatory C5 (100 pF) i C6 (1 nF) są miniaturowymi kondensatorami ceramicznymi w wykonaniu trapezowym. Kondensator przepustowy C7 ma pojemność 1 nF.

Wzmacniacz zmontowany jest na płytce drukowanej z laminatu pokrytego jednostronnie miedzią o wymiarach 34 x 74 mm i zamknięty w obudowie z blachy pobielanej o wysokości 30 mm. Na środku płytki wycięty jest otwór dla tranzystora. Dławiki L3 i L4 zawierają 3,5 zwoju drutu miedzianego nawiniętego na średnicy 4 mm. Schemat wzmacniacza przedstawiony jest na rysunku 10.13, natomiast jego konstrukcja na rysunku 10.14.



Rys. 13. Schemat wzmacniacza mocy na pasmo 23 cm

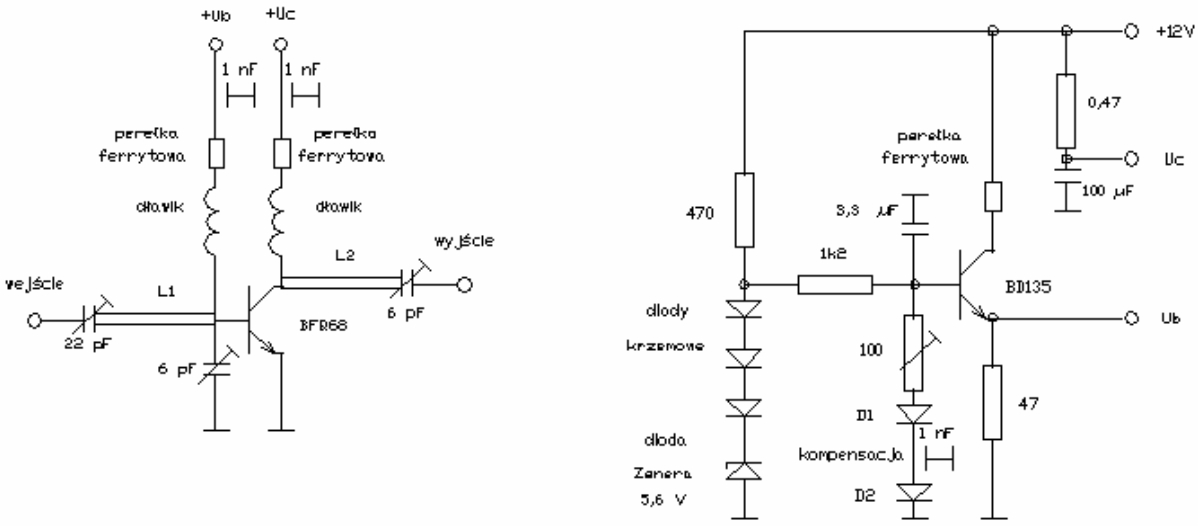


Konstrukcja mechaniczna wzmacniacza

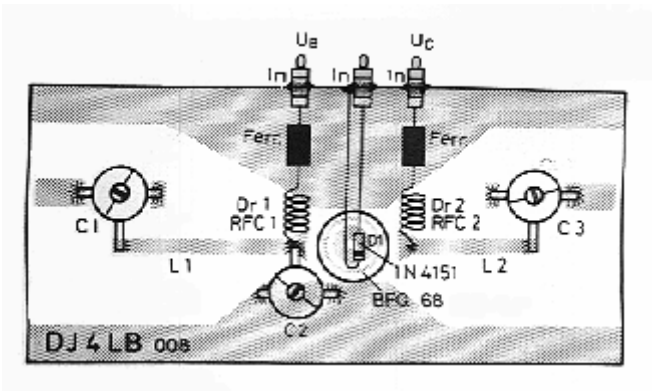
Konstrukc

Rysunki 10.15 i 10.16 przedstawiają schemat i konstrukcję wzmacniacza o mocy wyjściowej 2 W w paśmie 23 cm. Użyty w nim tranzystor BFQ68 zawiera połączone równolegle cztery tranzystory umieszczone we wspólnej obudowie SOT-122 (BFQ34 zawierał 2). Do zacisku Ub można podłączyć napięcie polaryzacji bazy z układu 7b. Wzmacniacz pracuje wówczas w liniowym zakresie charakterystyki i może być wykorzystany przy innych rodzajach emisji (telewizja z modulacją AM, fonia SSB). Wzmacniacz wykonany jest na płytce z dwustronnego laminatu o wymiarach 72 x 35 mm umieszczonej w obudowie z białej blachy. Elementy przylutowane są po stronie ścieżek przewodzących, dla tranzystora wycięty jest okrągły otwór. Druga strona pokryta jest w całości miedzią.

Trymer C1 jest trymerem foliowym o pojemności 22 pF, trymery C2 i C3 mają pojemność 6 pF. Dławiki ćwierćfalowe wykonane są z 6 cm odcinka cienkiego drutu emaliowanego nawiniętego na średnicy 3 mm. Diody D1 i D2 w układzie zasilania bazy służą do termicznej stabilizacji punktu pracy tranzystorów i muszą być umieszczone odpowiednio na obudowach tranzystorów BFQ68 i BD135.



Rys. 15. Wzmacniacz mocy na pasmo 23 cm



Tranzystory BLW98 (firmy Valvo) i TH598 (Thompson-CSF) mogą dostarczyć na wyjściu 10 W przy wysterowaniu 3 W, NEL1320 81-12 (NEC) – mocy 17 W przy wysterowaniu 4 W i napięciu zasilania 12 - 13,5 V.

Jak narazie brak jest modułów hybrydowych na wyższe pasma amatorskie, dlatego też w paśmie 13 cm muszą być stosowane tranzystory o odpowiednio wysokiej częstotliwości granicznej.

10.5.5.1. SPIS CZĘŚCI

Wzmacniacz #1:
kondensatory: 100 pF, 1 nF, 1 nF przepustowy,
trymery 4 x 5 pF,
tranzystory: KT919.

Wzmacniacz #2:
oporniki: 0,47, 47, 470, 1,2 k,
potencjometr montażowy: 100,
kondensatory: 3 x 1 nF, 3,3 uF, 100 uF,
trymery 2 x 6 pF, 22 pF,

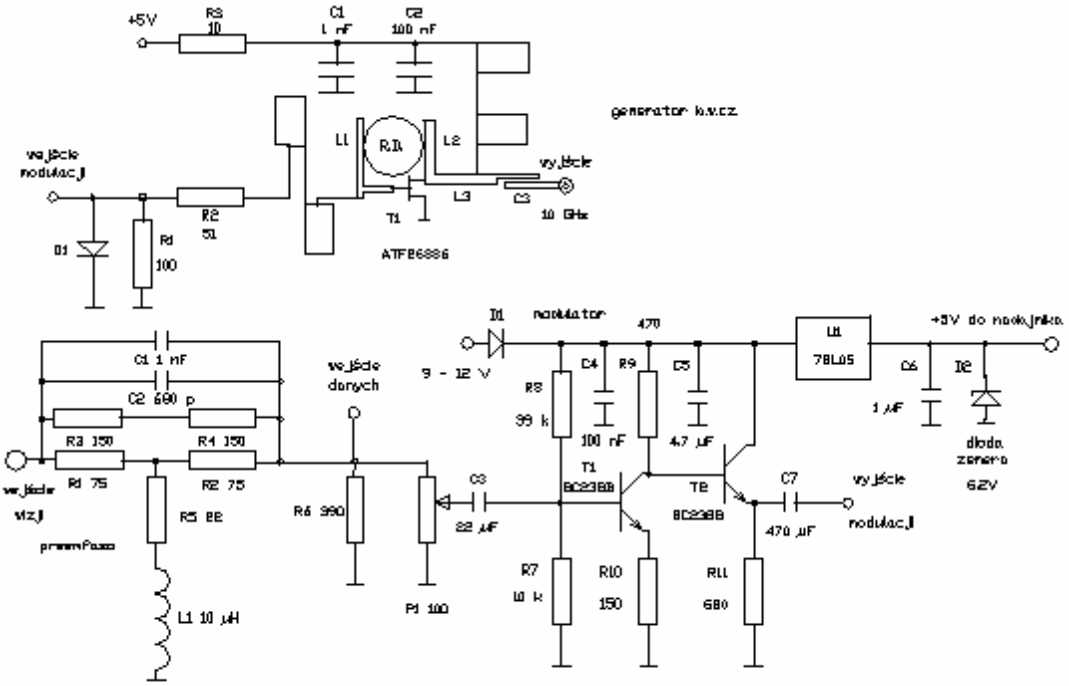
tranzystory: BFQ68, BD135,
diody: 4 x krzemowe, zenera 5,6 V.

10.5.6. NADAJNIK NA PASMO 10 GHZ

Jako nadajnika na pasmo 10 GHz można użyć generatora na diodzie Gunna. Modulacja częstotliwości generatora uzyskiwana jest przez zmianę napięcia zasilającego diodę. W zależności od typu diody uzyskiwane są moce rzędu od 10 mW do kilkudziesięciu mW, co w połączeniu z anteną stożkową lub paraboliczną daje efektywne moce promieniowania od kilku do kilkunastu W. Stabilność generatora z diodą Gunna jest zbyt niska do użycia go w systemach z modulacją wąkopasmową FM, a tym bardziej w nadajnikach z modulacją SSB lub telegraficznych, jest ona jednak zupełnie wystarczająca dla szerokopasmowych systemów telewizyjnych. W początkowym okresie rozwoju amatorskiej techniki 10 GHz konstruowane były nadajniki pracujące z szerokopasmową modulacją FM o dewiacji 50 kHz lub 75 kHz, a więc stosowanej w radiofonii programowej. Obecnie w łącznościach fonicznych FM i SSB w tym paśmie stosowane są układy generatorów kwarcowych wraz z ciągiem powielaczy. Zaletą układu opartego na diodzie Gunna jest jego prostota. Generator (a więc i cały nadajnik) składa się z rezonatora wykonanego z odcinka falowodu, w którym umieszczona jest dioda. Bezpośrednio na wyjściu rezonatora może być dołączona antena stożkowa (osiągane są zyski rzędu 20 i więcej dB). Dostrojenie nadajnika do pożądanej częstotliwości dokonywane jest za pomocą śruby dostrojczej wkręconej w ściankę rezonatora. Dla uzyskania pożądanej stabilności częstotliwości konieczna jest dobra stabilizacja napięcia zasilającego diodę i modulator (sygnał wizyjny zawiera składową stałą).

Rozwój telewizji satelitarnej spowodował pojawienie się szeregu nowych elementów na pasma mikrofalowe. W związku z ich masową produkcją są one stosunkowo łatwo dostępne, a ceny wykazują raczej tendencję zniżkową. Jednym z takich elementów jest rezonator dielektryczny. Rezonatory dielektryczne o kształcie pastylki stosowane są w konwerterach antenowych odbiorników satelitarnych. Częstotliwości ich pracy leżą w zakresie od 9 GHz do 10 GHz, co pozwala na konstrukcję jednostopniowych generatorów i nadajników pracujących w pożądanym zakresie. W odbiornikach satelitarnych stosowane są rezonatory o częstotliwościach pracy 9,70, 10,00 i 10,25 GHz; innymi popularniejszymi częstotliwościami są: 9,10 i 10,50 GHz. Produkowane są również rezonatory pracujące w innych zakresach (np. 2 - 3 GHz). Mogą one być wykorzystane w nadajnikach pracujących w innych amatorskich pasmach mikrofalowych. Zastosowanie rezonatora ceramicznego pozwala na uzyskanie stabilności 20 razy wyższej niż osiągana za pomocą generatora z diodą Gunna. Układ nadajnika jest w dalszym ciągu bardzo prosty – może to być nadajnik jednotranzystorowy na tranzystorze MESFET. Na niższych częstotliwościach można zastosować tranzystory bipolarne. W paśmie 13 cm może to być np. tranzystor BFG65. W zależności od typu użytego tranzystora moc wyjściowa może wynosić 30 - 40 mW lub nawet więcej (sprawność układu wynosi ok. 20 % w porównaniu ze sprawnością 1 - 2 % w przypadku diod Gunna). Sam nadajnik może być wykonany techniką paskową na płytce drukowanej (o odpowiednio niskiej stratności, najlepiej teflonowej), zamknięty w blaszanej obudowie ekranującej i połączony bezpośrednio z anteną stożkową. Nie jest więc on dużo bardziej skomplikowany od nadajnika diodowego, a zapewnia dużo lepsze parametry. Układ przedstawiony na rysunku 10.17 może być wykonany w ten właśnie sposób. Rezonator naklejony jest na płytkę drukowaną między liniami paskowymi L1 i L2 i jest sprzężony z nimi indukcyjnie. Linia paskowa L3 i kondensator C3 stanowią układ dopasowujący do anteny. Modulacja częstotliwości uzyskiwana jest przez zmiany pojemności bramka-źródło tranzystora polowego wywołane zmianami napięcia na bramce. Nie wszyskie typy tranzystorów MESFET pracują tu

jednakowo dobrze ze względu na stosunkowo dużą dewiację częstotliwości. Jednym z typów spełniających te wymagania jest tranzystor ATF26836 firmy Avantek. Bramka tranzystora zabezpieczona jest przed szkodliwymi napięciami dodatnimi diodą D1 i opornikiem R1. Układ modulatora jest sprzężony pojemnościowo z generatorem, dioda służy więc jednocześnie do odtwarzania składowej stałej. Na wejściu modulatora zastosowano standardowy układ preemfazy (CCIR 405). Układ ten może być także stosowany do transmisji danych z dużymi szybkościami. Należy wówczas pominąć układ preemfazy. Na wejście układu należy doprowadzić sygnał wizyjny o amplitudzie 1 V.



Rys.10.17. Nadajnik na pasmo 10 GHz

10.5.6.1. SPIS CZĘŚCI

Modulator:
Tranzystory: T1, T2 – BC238B,
Obwody scalone: U1 – 78L05,
Oporniki: R1, R2 – 75; R3, R4, R10 – 150; R5 – 22; R6 – 390; R7 – 10 k, R8 – 39 k, R9 – 470; R11 – 680,
Potencjometry: P1 – 100,
Kondensatory: C1 – 1 nF, C2 – 680 pF, C3 – 22 uF/16 V, C4 – 100 nF, C5 – 4,7 uF/25 V, C6 – 1 uF/25 V, C7 – 470 uF/16 V,
Cewki: L1 – 10 uH.

Generator:
Tranzystor: T1 – ATF26836 (Avantek),
Dioda: D1 – dioda krzemowa, długość wyprowadzeń 1 mm,
RD – rezonator dielektryczny 10 GHz do 10,40 GHz o średnicy od 5,5 mm do 6 mm, z konwertera satelitarnego,
Oporniki: R1 – 100 omów SMD (montowany powierzchniowo), R2 – 51 omów SMD, R3 – 10 omów SMD,

Kondensatory: C1 – 1 nF SMD, C2 – 100 nF SMD,
płytka drukowana teflonowa, dwustronna.

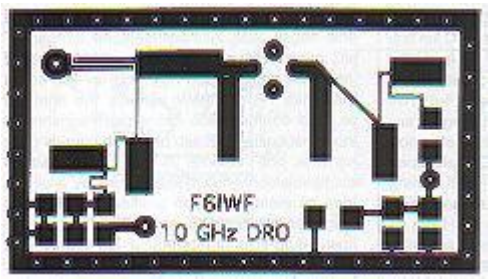
10.5.6.2. KONSTRUKCJA I URUCHOMIENIE

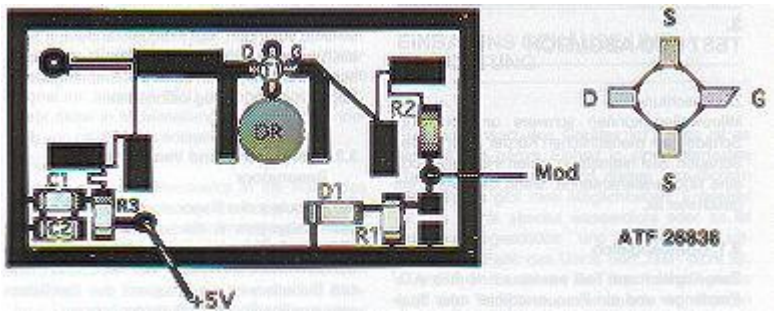
Płytka drukowana generatora przedstawiona jest na rysunku 10.18, a rozmieszczenie elementów na rysunku 10.19. Rzeczywiste rozmiary płytki wynoszą 22 mm x 40 mm. Po wykonaniu obwodu musi być ona posrebrzona dwustronnie. Elementy montowane są na jej powierzchni zgodnie z zasadami montażu mikrofalowego. Całość musi być następnie zamknięta w obudowie ekranującej wykonanej z laminatu pokrytego jednostronnie miedzią. Płytka generatora stanowi dno obudowy i jest nalutowana on odcinek falowodu (np. typu WR 75 lub odpowiednika) zwartego z jednego końca, tak aby antena była wprowadzona do falowodu w odległości 6,5 mm od zwarcia na środku dłuższej ścianki. Długość anteny wynosi 5 mm. Odcinek falowodu stanowiącego dodatkowy rezonator ma długość 25 mm (falowód ma rozmiary wewnętrzne 19,5 x 9,5 mm). Z otwartej strony można dołączyć antenę stożkową. Modulator powinien być także wykonany na płytce drukowanej, jednak jego konstrukcja jest znacznie mniej krytyczna. W trakcie uruchamiania układu należy pamiętać, że tranzystory mikrofalowe są bardzo wrażliwe na przepięcia i należy stosować zasilacz z ograniczeniem prądowym. Pobór prądu wynosi 25 mA do 50 mA.

Nie należy także włączać generatora przed umieszczeniem rezonatora na płytce. Zmiany poboru prądu wywołane zbliżeniem ręki lub przykrywki do układu są odznaką, że oscylator pracuje prawidłowo. Dla minimalizacji szkodliwego wpływu mikrofal na organizm ludzki należy unikać znajdowania się naprzeciwko wylotu anteny. Do zestrojenia układu konieczne są: odbiornik 10 GHz i częstościomierz lub analizator widma.

Częstotliwość generatora bez przykrywki powinna być o 100 MHz do 200 MHz niższa od pożądanej częstotliwości pracy dla skompensowania wpływu pojemności pomiędzy rezonetorem i przykrywką. W celu podwyższenia częstotliwości pracy rezonatora należy go ostrożnie oszlifować z jednej strony papierem ściernym o grubości ziarna 220 do 240, najlepiej na mokro. W trakcie szlifowania należy co pewien czas przeprowadzać pomiary częstotliwości generatora. Po zakończeniu szlifowania należy umyć rezonator acetonem. Obniżenie częstotliwości pracy generatora może być dokonane za pomocą płytki ceramicznej lub wykonanej z laminatu, włożonej pomiędzy rezonator a obwód drukowany. Grubość płytki nie powinna przekraczać 1 mm do 1,5 mm. Płytkę ceramiczną można uzyskać z kondensatora krążkowego 1 pF do 6,8 pF po usunięciu wyprowadzeń, lakieru i metalizacji. Najlepszym sposobem umocowania rezonatora jest jego przyklejenie do płytki drukowanej. Dla rezonatorów pracujących w paśmie 13 cm odstęp rezonatora od płytki może być większy i dochodzić do 3 - 4 mm.

Antena może być wykonana z laminatu pokrytego jednostronnie folią miedzianą. Ma ona kształt ściętego ostrosłupa o podstawie prostokątnej i rozmiarach u wylotu 98 x 85 mm, a od strony rezonatora-falowodu 23 x 10 mm i długości 193 mm. Elementy anteny muszą być zlutowane ze sobą, tak aby strona pokryta folią znalazła się wewnątrz. Zysk anteny wynosi ok. 20 dB. Dla uniknięcia przedostawania się wilgoci do wnętrza nadajnika można umieścić folię teflonową w miejscu połączenia falowodu i anteny.

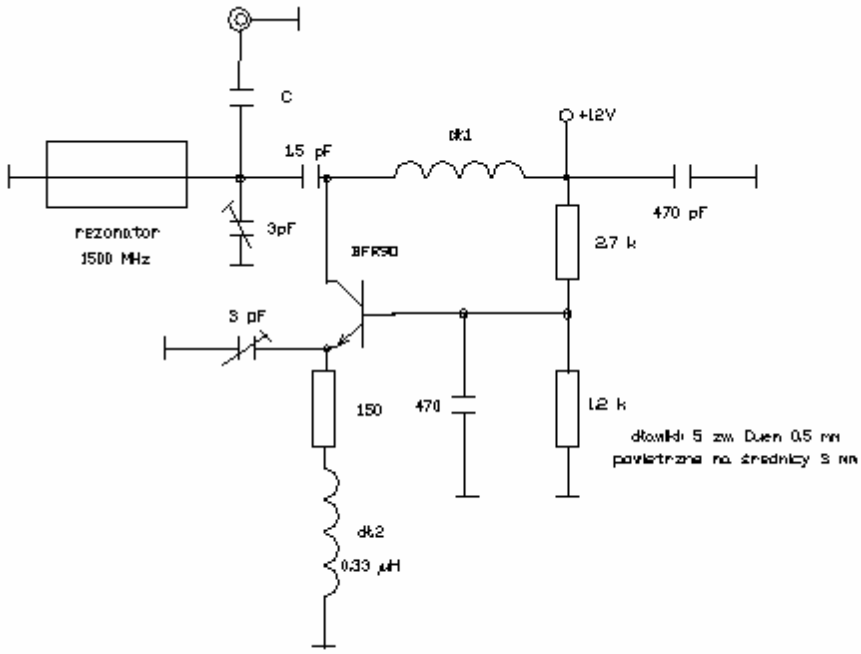




10.5.7. NADAJNIK Z CERAMICZNYM REZONATOREM KONCENTRYCZNYM

Oprócz rezonatorów pastylkowych produkowane są też ceramiczne rezonatory koncentryczne. Dzięki zastosowaniu ceramiki cyrkonowo-cynowo-tytanowej o dużej przenikalności dielektrycznej uzyskuje się redukcję rozmiarów rezonatora w stosunku do rezonatorów powietrznych. Rezonatory pracujące w zakresie 1 GHz do 1,5 GHz przypominają kształtem większą perełkę ferrytową o średnicy 6 mm, średnicy otworu 2,5 mm i długości od 5 mm do 15 mm. Ścianki rezonatora są napylone na powierzchnię zewnętrzną i powierzchnię otworu wewnętrznego dielektryka. Dla stałej dielektrycznej ceramiki równej 37,8 współczynnik skrócenia wynosi 6,15. Wynika stąd, że ćwierćfalowy rezonator na pasmo 23 cm ma długość ok. 10 mm. Dobroć nieobciążonego rezonatora leży w pobliżu 500, a współczynnik temperaturowy jest równy 3 x 10^6/stopień. Rezonatory takie produkowane są m. in. przez firmę Siemens. Np. rezonator typu B69500-S6025-A115 pracuje na częstotliwości 1150 MHz, a rezonator B69500-S6025-A150 – na częstotliwości 1500 MHz. Po odpowiednim dostrojeniu mogą one być użyte w nadajnikach albo heterodynach odbiorników na pasmo 23 cm. Najłatwiejszym sposobem sprzężenia rezonatora ze stopniem tranzystorowym jest sprzężenie indukcyjne. Dostrojenie dokonywane jest za pomocą niskostratnego trymera włącznego między zewnętrzną i wewnętrzną elektrodę rezonatora. Współczynnik przestrajania wynosi około 100 MHz/pF. Trymer dostrajający powinien być więc dołączony przez kondensator o odpowiednio małej pojemności. Dołączenie w tym miejscu diody pojemnościowej umożliwia modulację częstotliwości nadajnika. W generatorze na pasmo 23 cm (rysunek 10.20) użyty jest rezonator o czętotliwości 1500 MHz. Dla podanych na schemacie pojemności zakres przestrajania wynosi od 1200 MHz do 1380 MHz. Pojemność kondensatora dostrojczego dla częstotliwości 1296 MHz wynosi ok. 1,3 pF, a dla częstotliwości 1152 MHz – 4,3 pF. Użyty w układzie tranzystor BFR90 może dostarczać sygnału o mocy 10 mW. Zmiana częstotliwości generatora nie przekracza 1 MHz przy zmianie napięcia zasilania w zakresie od 9 V do 15 V, a 100 kHz przy zmianie temperatury rezonatora z 20 na 60 stopni. Stabilność układu jest wystarczająca do zastosowania go w nadajniku z modulacją szerokopasmową – do transmisji telewizji lub danych cyfrowych z większymi szybkościami. Jedną z najważniejszych

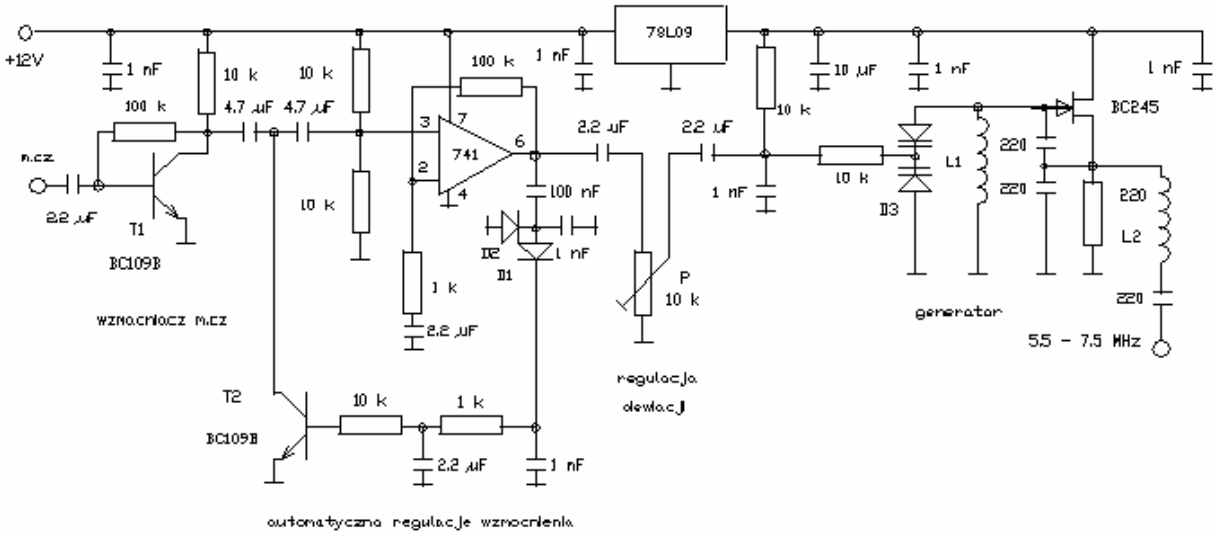
zalet układów z rezonatorami ceramicznymi jest ich prostota.



Rys.20. Generator z koncentrycznym rezonatorem ceramicznym

10.5.8. MODULATOR DŹWIĘKU

Przedstawiony układ modulatora dźwięku może być użyty do wysterowania każdego z opisanych nadajników. Sygnał dźwięku moduluje tu generator o częstotliwości 5,5 do 7,5 MHz. O ile w systemie telewizji z modulacją AM stosowana jest częstotliwość różnicowa dźwięku równa 5,5 MHz, o tyle w systemach z modulacją częstotliwości stosowane są także częstotliwości wyższe, zależnie od systemu przyjętego w danym kraju. Możliwa jest także transmisja dźwięku kilkukanałowego lub stereofonicznego. Drugą częstotliwością podnośną fonii jest 5,74 MHz (w systemie CCIR). Układ z rysunku 10.21 jest stosunkowo prostym rozwiązaniem, jest on jednak wyposażony w automatyczną regulację wzmocnienia, pożądaną w warunkach amatorskich, w których odległość operatora od mikrofonu może znacznie się zmieniać. W miarę potrzeby tor m.cz. może być uzupełniony o filtr zaporowy o częstotliwości odchylania linii 15,6 kHz. Najprostszy sposób mieszania sygnałów wizji i dźwięku przedstawiony jest na schemacie nadajnika na pasmo 23 cm. Zamiast wzmacniacza operacyjnego uA 741 można tu użyć poczwórnych wzmacniaczy TL084 (LM384) lub LM 3900 po dokonaniu drobnych zmian w układzie. W układzie użyto tranzystora U310 dostarczającego mocy w.cz ok. 3 mW, można to jednak użyć dowolnego tranzystora polowego np. BF245. Dewiacja powinna wynosić 50 kHz a napięcie sygnału wyjściowego – ok. 1/4 napięcia sygnału wizji.



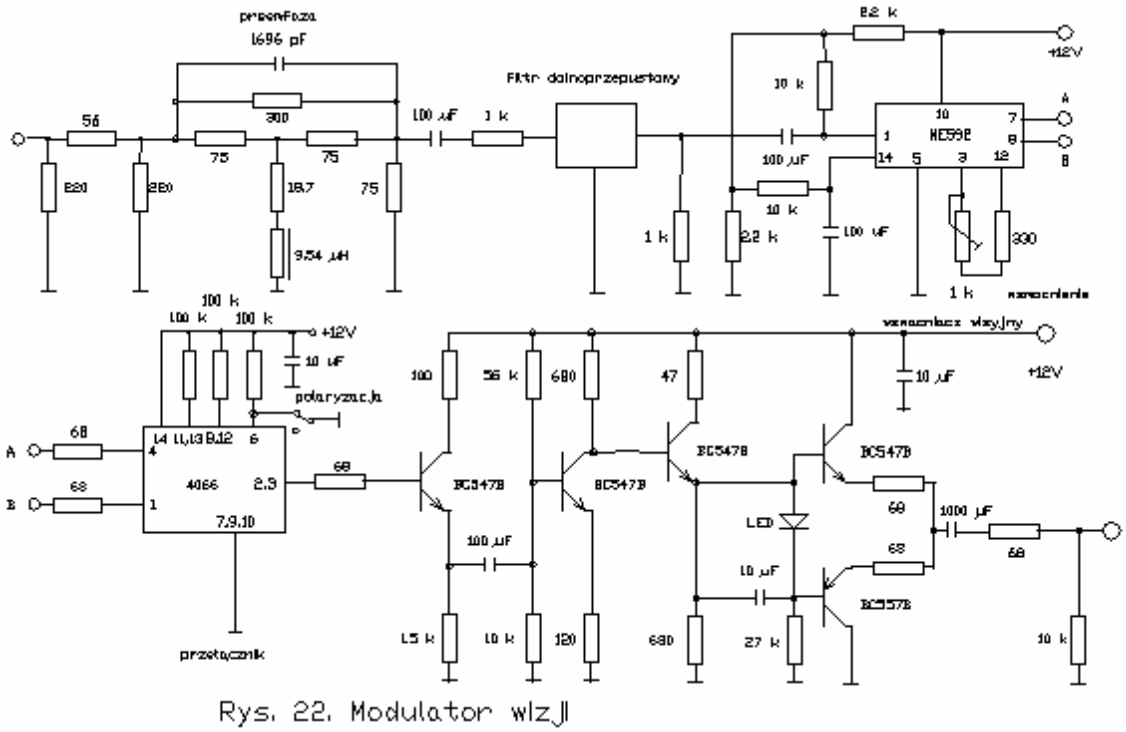
Rys.21. Modulator dzwięku

10.5.8.1. SPIS CZĘŚCI

T1, T2 – BC109B lub podobne,
T3 – U310,
U1 – LM741,
D1, D2 – AA119 lub podobne, germanowe,
D3 – BB204B,
L1 – cewka 8 uH,
L2 – cewka 1 uH,
stabilizator: 78L09,
oporniki: 220, 2 x 1 k, 6 x 10k, 2 x 100 k,
potencjometr: 10 k,
kondensatory: 3 x 220 pF, 7 x 1 nF, 100 nF, 5 x 2,2 uF, 2 x 4,7 uF, 10 uF (tantalowy).

10.5.9. MODULATOR WIZJI

Modulator wizji (rysunek 10.22) składa się z układu preemfazy, filtru dolnoprzepustowego LC o częstotliwości granicznej 5 MHz, wzmacniacza na obwodzie NE592 (l'A733), przełącznika polaryzacji sygnału wizyjnego i tranzystorowego stopnia wyjściowego. Stopień preemfazy odpowiadający normie CCIR 405 tłumi niskie składowe sygnału wizyjnego (do 100 kHz) w stosunku do 14 dB, częstotliwości wyższe (powyżej 3 MHz) nie są wogóle tłumione. Zadaniem filtru dolnoprzepustowego jest ograniczenie pasma sygnału wizyjnego w celu uniknięcia zakłóceń fonii i ograniczenie szerokości pasma sygnału w.cz. Tłumienie składowych o częstotliwościach powyżej 5,5 MHz powinno przekraczać 30 dB. Na wyjściu wzmacniacza wizyjnego NE592 otrzymywane są dwa sygnały wizyjne o odwrotnej polaryzacji. Wybór pożądanej polaryzacji sygnału dokonywany jest za pomocą przełącznika na obwodzie 4066. Napięcie wyjściowe wzmacniacza może dochodzić do 3 V wartości międzyszczytowej. Obwód scalony NE592 może być także stosowany we wzmacniaczach wizyjnych odbiorników.



Rys. 22. Modulator wizji

10.5.9.1. SPIS CZĘŚCI

Oporniki: 2 x 15, 18,7; 47, 56, 4 x 68, 3 x 75, 100, 120, 2 x 220, 300, 330, 2 x 680, 2 x 1 k, 1,5 k, 2 x 2,2 k, 4 x 10 k, 27 k, 56 k, 3 x 100 k,
potencjometr: 1 k,
kondensatory: 1696 pF, 3 x 10 uF, 4 x 100 uF, 1000 uF,
cewka: 9,54 uH,
obwody scalone: NE592 (uA733), 4066,
tranzystory: 4 x BC547B (npn), BC557B (pnp) lub podobne,
dioda: czerwona świecąca,
filtr dolnoprzepustowy 5 MHz (LC).

10.5.10. MODUŁY NADAWCZE

Oprócz modułów odbiorczych na rynkach krajów zachodnich dostępne są także moduły nadawcze i zestawy do ich konstrukcji. Jako przykłady przedstawiam moduły oferowane przez wymienioną w pierwszej cześci firmę "Schuster RSE Electronic".

Modulator wizji i fonii "BBA10" charakteryzuje się następującymi parametrami:
- szerokość pasma wizji 5,8 MHz (może ono być ograniczone za pomocą dodatkowego filtru dolnoprzepustowego),
- zakres regulacji amplitudy wizji 45 dB,
- typowa amplituda wyjściowa wizji 0,6 V,
- częstotliwość podnośnej fonii 5,5, MHz z możliwością przestrojenia,
- zakres regulacji amplitudy podnośnej fonii 30 dB (poziom podnośnej fonii powinien być o ok. 13 dB niższy w stosunku do sygnału wizji),
- tłumienie składowych niepożądanych w sygnale wyjściowym min. 65 dB,

- napięcie zasilania 12-24 V, pobór prądu ok. 35 mA.

Modulator "BBA20" zawiera podwójny tor fonii i przełącznik sygnałów wizyjnych na wejściu. Oba modulatory przewidziane są do współpracy z opisanymi dalej nadajnikami.

Nadajnik TV na pasmo 23 cm typu "ATVS2310" charakteryzuje się:
- zakresem pracy 1240 - 1300 MHz z płynnym przestrajaniem za pomocą diody waraktorowej,
- mocą wyjściowa 0,5 W,
- poborem prądu ok. 230 mA przy napięciu zasilania 12-15 V.

Nadajnik składa się z generatora samowzbudnego modulowanego częstotliwościowo, separatora na mikrofalowym wzmacniaczu scalonym (MMIC) i dwustopniowego wzmacniacza mocy. Obwody selektywne wykonane są w technice drukowanych linii paskowych. Na wyjściu modułu zastosowano gniazdo BNC. Nadajnik może być użyty także do innych celów, np. do szybkiej transmisji danych.

Nadajnik "ATVS1310" na pasmo 13 cm ma następujące parametry:
- zakres pracy 2320 - 2450 MHz z płynnym przestrajaniem,
- moc wyjściowa 0,3 W,
- napięcie zasilania 12-15 V, pobór prądu 260 mA.

Dalsze przedstawione moduły mogą stanowić uzupełnienie toru nadajnika.

Wzmacniacz i mikser wizyjny o oznaczeniu "Video-VV" pozwala na miksowanie sygnału wizyjnego doprowadzonego do jednego z czterech wejść na dowolne z czterech wyjść lub przyporządkowanie po dwóch wejść i wyjść parami. Wzmocnienie regulowane jest w zakresie do 6 dB a oporności wejściowe i wyjściowe wzmacniacza wynoszą 75 omów. Na wejściach i wyjściach wzmacniacza użyte są gniazda typu RCA.

Moduł pętli synchronizacji fazowej "PLL20" może współpracować z dowolnym generatorem VCO pracującym w zakresie 100 - 3276 MHz (w drugim z modeli 25,6 - 3500 MHz) i charakteryzuje się:
- odstępem kanałów 100 kHz,
- możliwością uwzględnienia częstotliwości pośrednich 10,7/62,5/70/479,5 i 1385 MHz.
Moduł ten może służyć więc i do stabilizacji częstotliwości oscylatorów w głowicach odbiorczych. Moduł zawiera generator odniesienia, wszystkie niezbędne dzielniki częstotliwości i przełączniki służące do jej ustawienia. Moduł "UNI-PLL10" dostępny jest w dwóch wersjach:
- wersji A dla zakresu 15 – 1500 MHz z odstępem 50 kHz i
- wersji B dla zakresu 1000 – 3000 MHz z odstępem 100 kHz.
Jest on wyposażony w klawiaturę i wskaźnik cyfrowy.

Licznik częstotliwości typu "FZM410" dostępny jest w dwóch wersjach pracujących w zakresach 10 - 1400 i 500 - 2800 MHz. Częstotliwość wyświetlana jest z dokładnością do 4 lub 5 cyfr, może on więc służyć jako skala cyfrowa do nadajników i odbiorników ATV. Większą dokładność (6 cyfr) oferuje licznik "FZM610". Jest on również dostępny w dwóch wersjach dla zakresów 20 - 1800 i 500 - 3000 MHz.

Wybór fabrycznych wzmacniaczy mocy jest narazie niewielki. Oprócz wzmacniacza HL-1240U (1W/40W) firmy Tokyo Hy-Power na pasmo 23 cm dostępnych jest tylko kilka modeli na pasma 23 i 13 rozprowadzanych m.in. przez "UKW Berichte".

10.6. PRZEŁĄCZNIKI ANTENOWE

Przekaźniki antenowe o częstotliwościach granicznych powyżej 1 GHz są ze względu na precyzję konstrukcji mechanicznej dość drogie. Ich cena w Niemczech dochodzi (w zależności od zakresu pracy i dopuszczalnej mocy maksymalnej) do 100 - 300 marek. Parametry niektórych z nich przedstawione są w tabeli 10.7.

Tabela 10.7.
Podstawowe dane przekaźników antenowych.

Oznaczenie	Maks. moc w.cz. [W]	Tłumienie [dB]	Separacja wyjść [dB]	Wsp. fali stojącej	Wtyki
CX 230L	300/500 MHz	0,2/500 MHz	30/500 MHz	1,1/1 GHz	3 x BNC
CX 600N	600/500 MHz	0,2/500 MHz	30/500 MHz	1,1/1 GHz	3 x N
CX 520D	300/1 GHz	0,2/1,5 GHz	50/1 GHz	1,05/1 GHz	3 x N
CX 530D	300/1 GHz	0,2/1,5 GHz	50/1 GHz	1,05/1 GHz	N + 2 x BNC
CX 540D	300/1 GHz	0,2/1,5 GHz	50/1 GHz	1,05/1 GHz	3 x BNC

Przekaźniki dostępne są m.in. przez firmy "UKW Berichte" i "Schuster".

Szczęśliwie w wielu przypadkach można obejść się bez przekaźnika antenowego, ponieważ większość telewizyjnych stacji przekaźnikowych stanowią stacje skrośne wyposażone w kanały wejściowe pracujące w innych pasmach aniżeli nadajnik. Stacje indywidualne mogą być więc wyposażone w dwie niezależne anteny: nadawczą i odbiorczą.

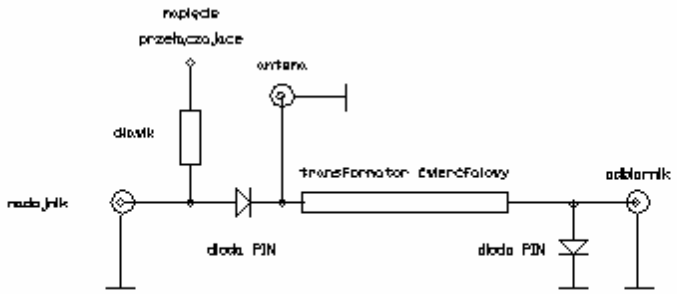
W szczególnych przypadkach odbioru i nadawania w tym samym paśmie tańszym rozwiązaniem jest zastosowanie elektronicznego przełącznika antenowego własnej konstrukcji. Jest to tym łatwiejsze, że nadajniki TV FM pracują przeważnie ze stosunkowo małą mocą wyjściowa.

Jako elementy przełączające stosowane są przeważnie diody PIN. Jest to specjalna odmiana diod półprzewodnikowych, w których pomiędzy warstwami półprzewodnika o domieszkowaniu typu P i N znajduje się warstwa neutralna – bez domieszkowania (warstwa I). Bardzo niska częstotliwość graniczna diod PIN (typowo 1 - 5 MHz) usuwa niebezpieczeństwo prostowania sygnałów w.cz. nawet jeżeli ich amplituda przekracza próg detekcji. Diody te pracują więc tylko jako przełączniki przewodzące lub nie przewodzące sygnałów w.cz. w zależności od stałego napięcia polaryzującego (albo jako oporniki sterowane prądem stałym). Są one dość często stosowane w urzadzeniach odbiorczych do przełączania zakresów lub tłumików wejściowych. Ich dodatkową zaletą w porównaniu ze zwykłymi diodami detekcyjnymi jest też mała pojemność złącza PN – poniżej 1 pF – spowodowana izolacją warstw P i N przez warstwę neutralną (większym odstępem "płytek" kondensatora). Użycie diod detekcyjnych jako przełączników niesie ze sobą niebezpieczeństwo powstania szerokiej gamy produktów pasożytniczych w wyniku detekcji sygnału. Zjawisko to jest znane wielu posiadaczom nowoczesnych odbiorników krótkofalowych, w których za cenę nieznacznej oszczędności nawet renomowane firmy obdarowują

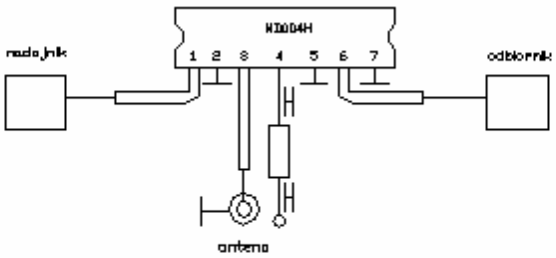
słuchaczy wysokim poziomem zakłóceń powstających w wyniku modulacji skrośnej.

W najprostszym przypadku przełącznik antenowy może składać się z dwóch diod zasilanych napięciem polaryzującym tak, aby zawsze przewodziła tylko jedna z nich – odpowiednio w torze nadawczym lub odbiorczym. W przypadku przełączania sygnałów większej mocy należy użyć kilku diod aby nie przekroczyć maksymalnej dopuszczalnej mocy strat na diodzie. W nieco bardziej rozbudowanych układach diody przełączające mogą być odizolowane od toru w.cz. za pomocą transformatorów ćwierćfalowych wykonanych w postaci linii paskowych lub z odcinków kabla koncentrycznego.

Na rysunku 10.23a przedstawiony jest schemat przełącznika diodowego zawierającego transformator ćwierćfalowy. Po doprowadzeniu napiecia stałego diody D1 i D2 znajdują się w stanie przewodzenia. Wyjście nadajnika połączone jest z anteną, jednocześnie zwarcie spowodowane przez diodę D2 jest transformowane przez linię ćwierćfalową na rozwarcie dla w.cz. po stronie gniazdka antenowego i tor odbiorczy jest w tym czasie odłączony od anteny. Po wyłączeniu napięcia polaryzującego diody przestają przewodzić, co powoduje odcięcie nadajnika od anteny. Wysoka oporność diody D2 połączonej równolegle do 50-omowego wejścia odbiornika powoduje, że linia ćwierćfalowa transformuje oporność wejściową odbiornika na oporność 50 omów po stronie anteny i gałąź odbiorcza jest otwarta. Przełącznik taki może być wykonany we własnym zakresie, przy czym jako transformator ćwierćfalowy może służyć drukowana linia paskowa albo odcinek kabla koncentrycznego (należy pamiętać o uwzględnieniu współczynnika skrócenia). Poprzez dobór odpowiedniej długości transformatora przełącznik może być dostosowany do pracy w dowolnym wyższym paśmie amatorskim: 70, 23, 13 cm itd. Oprócz niskiej ceny zaletą przełącznika elektronicznego są b. krótkie czasy przełączania, predystynujące go do użycia w nadajnikach pakiet radio. Dla powiększenia stopnia separacji odbiornika można zastosować w przełączniku dwa identyczne transformatory ćwierćfalowe z dwoma diodami zwierającymi.



A: Przełącznik z transformatorem ćwierćfalowym



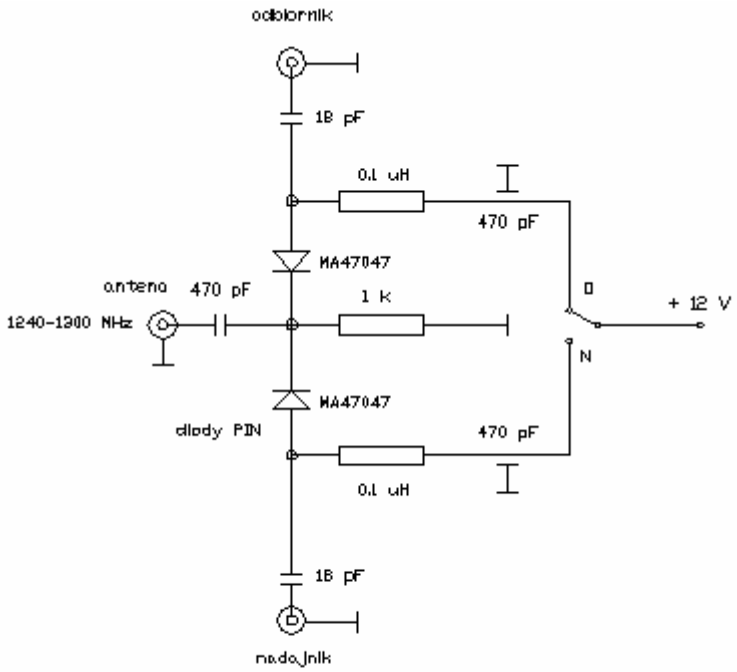
B: Moduk przełącznlkowy

Rys. 23. Przełączniki antenowe

Na rynkach zachodnich dostępne są też gotowe moduły przełączające na różne pasma, m.in. na pasma 23 i 13 cm. Przykładem takiego rozwiązania może być moduł hybrydowy MD004H firmy Mitsubishi dla zakresu 1200 - 1300 MHz (rysunek 10.23b). Maksymalna

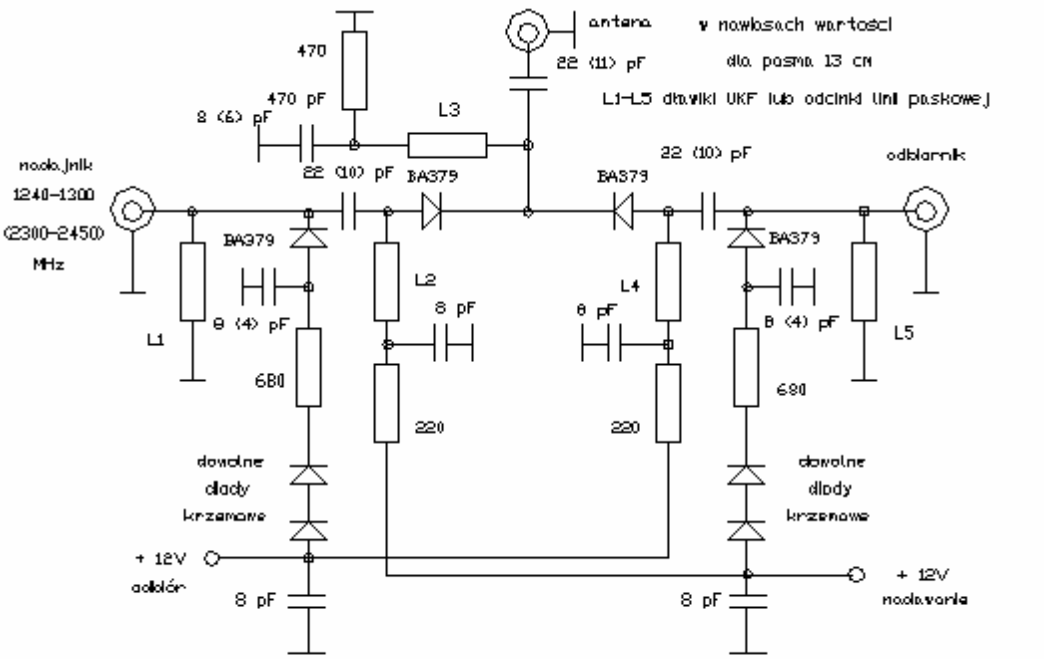
moc wyjściowa przenoszona przez przełącznik wynosi 50 W przy prądzie przewodzenia diod 50 mA. Tłumienie wnoszone przez przełącznik wynosi 0,5 - 1 dB w obu gałęziach (nadawczej i odbiorczej).

Rozwiązanie przedstawione na rysunku 10.24 nie zawiera transformatora ćwierćfalowego, wymaga natomiast zastosowania przełącznika napięcia polaryzującego (może to być oczywiście dowolny przekaźnik). W zależności od jego położenia przewodzi dioda PIN (MA47047, BA379, BA479, HP5082-3379) w torze nadawczym lub odbiorczym.



Rys. 24. Prosty przełącznik diodowy

W bardziej rozbudowanym przełączniku oprócz diod szeregowych zastosowane są diody równoległe zwierające nieczynny w danym momencie tor. Włączone w szereg diody krzemowe przyspieszają zanikanie napięcia polaryzacji na diodach PIN – pojemności po stronie odciętej od zasilacza są niższe od pojemności całości układu. Wartości elementów podane bez nawiasów odnoszą się do pasma 23 cm, wartości w nawiasach – do pasma 13 cm.



Rys. 25. Szeregowo-równoległy przełącznik antenowy

Dławiki w obwodzie zasilania diod mogą być wykonane w najprostszy sposób z drutu przeciągniętego przez rdzeń ferrytowy o kilku otworach, w postaci cewek powietrznych (kilka zwojów drutu nawiniętego na średnicy 3 - 4 mm) lub w postaci drukowanej w zależności od zakresu częstotliwości pracy.

10.6.1. SPIS CZĘŚCI

Przełącznik #1:
diody: 2 x PIN,
transformator ćwierćfalowy, dławik.

Przełącznik #2:
oporniki: 1 k,
kondensatory: 2 x 1 nF,
moduł MD004H lub podobny.

Przełącznik #3:
oporniki: 1k, kondensatory: 2 x 18 pF, 3 x 470 pF,
diody: 2 x MA47047 (BA379, BA479, HP5082-3379),
2 x dławik 0,1 uH, przełącznik.

10.7. TELEWIZYJNE STACJE PRZEKAŹNIKOWE

Podobnie jak w innych rozpowszechnionych rodzajach emisji także i w telewizji amatorskiej dla powiększenia zasięgu instaluje się stacje przekaźnikowe. Przeważnie są to stacje skrośne wyposażone w jedno lub kilka wejść w różnych zakresach częstotliwości i wyjście pracujące w zakresie pozwalającym na przyciągnięcie jak największej liczby widzów. Stacje te wyposażone są nieraz w ruchome kamery pozwalające na oglądanie panoramy okolicy w czasach kiedy przekaźnik nie jest wykorzystywany do komunikacji. Kamery są przeważnie zdalnie sterowane za pomocą tonów DTMF. Wejście kanału zdalnego sterowania znajduje się najczęściej w paśmie 2 m, tak że amatorzy nie wyposażeni w nadajnik TV mogą sterować kamerą za pomocą posiadanej radiostacji fonicznej i w ten sposob nabrać smaku na ATV. Niektóre ze stacji przekaźnikowych są sprzężone ze sobą za pomocą łączy dupleksowych pracujących w wyższych pasmach (np. 5,6 albo 10 GHz). Łącza telewizyjne bywają też dodatkowo wykorzystywane do transmisji danych cyfrowych (pakiet radio) z dużymi szybkościami. Do transmisji danych stosowane są dodatkowe podnośne sąsiadujące z podnośną fonii.

Niektóre ze stacji przekaźnikowych wyposażone są możliwość wyświetlania małego obrazu w ramach obrazu głównego (funkcję obraz w obrazie) co ułatwia włączenie się następnych stacji do kółeczka. Czasami stacje przekaźnikowe wyposażone są w telegazetę informującą o działalności lokalnych klubów, konstruckji i wyposażeniu przekaźnika itp. Dalszymi interesującymi możliwościami jest wyposażenie przekaźnika w dodatkowy kanał foniczny pozwalający na wymianę uwag i komentarzy w trakcie prób, wmiksowywanie do obrazu tekstów nadawanych przez pakiet radio a nawet zdalna obsługa za pomocą pakiet radio.

Przykładem stacji przekaźnikowej ATV jest przekaźnik SR6ATV zainstalowany na górze Chełmiec w woj. wałbrzyskim (QRA-lokator: JO80cs). Odbiornik stacji pracuje w paśmie 23 cm na częstotliwości 1269 MHz (FM), nadajnik – na częstoliwości 434,25 MHz (AM)/20 W. Antena nadawcza (6 el. Yagi) ma polaryzację poziomą. Sygnały przekaźnika mogą być odbierane za pomocą zwykłego odbiornika TV dostrojonego do kanału S-37. Antena odbiorcza jest podwójną anteną spiralną.

Dalszym przykładem jest przekaźnik OE1XRU zainstalowany w pobliżu Wiednia (na górze Bisamberg – po drugiej stronie Dunaju naprzeciwko historycznego Kahlenbergu) i obsługujący rejon wiedeński. Najważniejszymi jego parametrami są:
- częstoliwość wyjściowa 1280 MHz, z modulacją FM i polaryzacją pionową,
- kanały wejściowe 1250 MHz, z modulacją FM i polaryzacją pionową,
2420 MHz, z modulacją FM i polaryzacją poziomą,
10420 MHz, z modulacją FM i polaryzacją poziomą,
- częstotliwość podnośna fonii 6,5 MHz,
- zdalne sterowanie kamerą na częstotliwości 144,800 MHz za pomocą następujących kodów DTMF:
11 – włączenie lub wyłączenie kamery,
33 – wywołanie ciągu obrazów kontrolnych,
44 – obrót kamery w prawo,
55 – obrót kamery w lewo.
Ciąg obrazów kontrolnych może być także wywołany za pomocą tonu wywoławczego 1750 Hz. Do sterowania przekaźnikiem można więc użyć ręcznej radiostacji FM na

pasmo 2 m. Przewidziane jest uruchomienie łączy do przekaźników w Linzu i na Hohe Wand w okolicy Wr. Neustadt. W dalszej kolejności ma być uruchomione łącze przez Salzburg do Monachium. Łącza te mają być także wykorzystywane przez sieć pakiet radio na podnośnych 7,02/7,2/7,38 i 7,56 MHz. Szybkość transmisji danych ma wynosić 56 - 64 kbit/s.

10.8. DALSZE ŹRÓDŁA INFORMACJI

Dużo interesujących wiadomości nt. telewizji amatorskiej i techniki mikrofal można też znaleźć w Internecie m.in. w następujących witrynach:

Adres	Witryna
http://www.batc.org.uk	Brytyjski Klub ATV
http://www.cmo.ch./atv	Szwajcarska Grupa ATV
http://lea.hamradio.si/~s51kq	Słoweńska Grupa ATV
http://www.hamtv.com	firma "P.C. Electronics" (sprzęt ATV na pasma 70 cm, 23 cm i mikrofalowe)
http://www.ssbusa.com	firma "SSB Electronics" (sprzęt na pasma UKF i mikrofalowe) w USA
http://www.ssb.de	"SSB Electronics" w Niemczech
http://www.shfmicro.com	firma "SHF Micro Parts" (sprzęt i podzespoły mikrofalowe)
http://www.vhfcomm.co.uk	pismo "VHF Communications", ang. wersja "UKW-Berichte"
http://www.dxer.com/atv.html	lokalne grupy ATV
http://www.pacsat.demon.co.uk	
http://www.regio.rhein-ruhr.de/hamradio/atv	
http://www.rhein-land.com/atv	

11. AMATORSKA RADIOASTRONOMIA

Profesjonalne obserwacje radioastronomiczne prowadzone są za pomocą drogiego i skomplikowanego sprzętu. Stosowane są naprowadzane komputerowo anteny paraboliczne o średnicach od 100 do kilkuset metrów, olbrzymie pola antenowe, przedwzmacniacze chłodzone ciekłym helem i superkomputery analizujące dane. W wielu przypadkach wyposażenie to jest tak drogie, że tylko nieliczne instytucje badawcze mogą sobie na nie pozwolić.

Podobnie jednak jak w wielu innych dziedzinach, ciekawe rezultaty można osiągnąć za pomocą sprzętu amatorskiego. Oczywiście odbiór bardzo słabych sygnałów pochodzących z galaktyk leżących na krańcach znanego obszaru kosmosu przekracza możliwości amatorskie. W pobliżu Ziemi znajduje się wiele silnych źródeł promieniowania radiowego (Słońce, Księżyc, Jowisz i niektóre gwiazdy), których amatorska obserwacja nie wymaga większych nakładów finansowych i sprzętowych.

W wielu przypadkach szumy kosmiczne mogą być także wykorzystane do kalibracji odbiorników przewidzianych do innych zastosowań (łączności satelitarnych lub EME).

Pierwsze obserwacje radioastronomiczne przeprowadzono w latach dwudziestych i trzydziestych w USA. Ich pionierem był Karl Jansky. Od jego nazwiska pochodzi nazwa jednostki natężenia strumienia radiowego pochodzącego z obiektów kosmicznych (Jy). Obserwacje radioastronomiczne stosunkowo szybko obudziły zainteresowanie radioamatorów. Początkowe obserwacje prowadzone były w paśmie 15 m (20,6 MHz), a następnie na częstotliwościach 160 MHz, 910 MHz i 3,3 GHz. Po odkryciu zjawiska rezonansu atomowego częstotliwość rezonansu atomów wodoru (1420,4056 MHz) stała się jedną z głównych częstotliwości obserwacji radioastronomicznych. Wzrost poziomu zakłóceń pochodzenia ziemskiego powoduje konieczność przechodzenia na coraz wyższe częstotliwości obserwacji.

11.1. PODSTAWY RADIOASTRONOMII

Podstawowe terminy astronomiczne, stosowane układy współrzędnych i wyjśnienie najważniejszych zjawisk przedstawiono w podręcznikach astronomii i literaturze dla astronomów-amatorów. Przed przystąpieniem do obserwacji należy zapoznać się przynajmniej z podstawami astronomii i interpretacją map nieba. Znajomość wielu z wyjaśnionych w literaturze zjawisk i praw kosmicznych nie jest jednak warunkiem wstępnym do podjęcia prostych obserwacji radioastronomicznych. Niezbędny zasób wiedzy zależny jest od rodzaju przeprowadzanych obserwacji i obserwowanych obiektów.

W każdym przypadku ważna jest znajomość zjawisk fizycznych leżących u podłoża radioastronomii i wyjaśniających powstawanie i właściwości promieniowania radiowego ciał niebieskich.

Promieniowanie radiowe odbierane z kosmosu ma charakter szumów o bardzo szerokim paśmie. W warunkach amatorskich można więc przeprowadzać obserwacje w zakresach od 29 MHz do kilkudziesięciu GHz, zależnie od posiadanego wyposażenia. Zależność natężenia sygnału od częstotliwości związana jest z mechanizmem jego powstawania. Analiza odbieranego widma pozwala na wyciągnięcie interesujących wniosków odnośnie struktury obiektów kosmicznych i zachodzących tam procesów.

Można tu rozróżnić trzy podstawowe mechanizmy generacji: promieniowanie termicz-

ne ciała doskonale czarnego, promieniowanie termiczne zjonizowanego gazu i promieniowanie synchrotronowe.

11.1.1. PROMIENIOWANIE CIAŁA DOSKONALE CZARNEGO

Każde ciało znajdujące się w temperaturze wyższej od zera bezwzględnego wydziela promieniowanie o ciągłym i bardzo szerokim widmie. Promieniowanie ciała doskonale czarnego opisane jest prawem Plancka – jego natężenie zależne jest od temperatury ciała, jednocześnie ze wzrostem temperatury maksimum widma przesuwa się w kierunku fal krótszych. Np. maksimum widma ciała doskonale czarnego o temperaturze kilku stopni Kelvina leży w zakresie fal milimetrowych a ciała o temperaturze pokojowej (300 stopni Kelvina) w zakresie podczerwieni. Widmo promieniowania słonecznego zbliżone jest do widma promieniowania ciała doskonale czarnego, a jego maksimum leży w zakresie promieniowania widzialnego – odpowiada światłu zielonożółtemu o długości fali 0,5 µm, co pozwala na przyjęcie temperatury powierzchni Słońca na ok. 5800 stopni Kelvina (temperatura powierzchni plam słonecznych jest niższa o ok. 1200 stopni Celsjusza). Oprócz Słońca do tej kategorii źródeł należy większość planet naszego systemu.

Wykresy natężenia promieniowania ciała doskonale czarnego dla różnych temperatur przedstawia rysunek 11.1a. Wynika z niego, że zakres częstotliwości radiowych leży na wznoszącym się odcinku krzywej. Odcinek ten może być opisany przybliżonym wzorem Rayleigha-Jeansa:

$$I = \frac{kT}{l^2} \quad [W/m^2 /Hz /steradian]$$

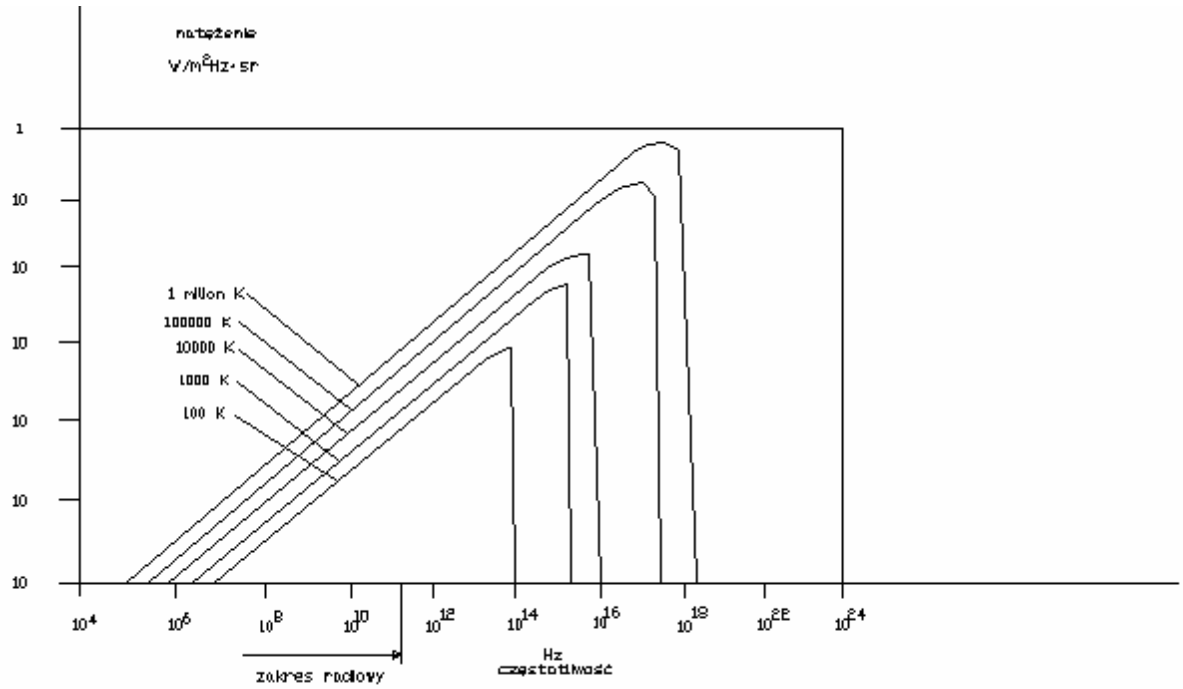
gdzie:
T – temperatura bezwzględna ciała,
l – długość fali,
k – stała Bolzmanna równa 1,38*10^-23 Joule/stopień K.

Natężnie promieniowania pomnożone przez wielkość kąta przestrzennego, wyrażonego w steradianach daje strumień promieniowania wyrażony w watach na m^2 i na 1 Hz szerokości pasma. Jego jednostka – Jansky (Jy) równa jest 10^-26 W/mHz. Równanie Rayleigha-Jeansa opisuje zachowanie ciała doskonale czarnego; dla obiektów rzeczywistych, promieniujących również widmo prążkowe stosuje się je w celu obliczenia zastępczej temperatury bezwzględnej.

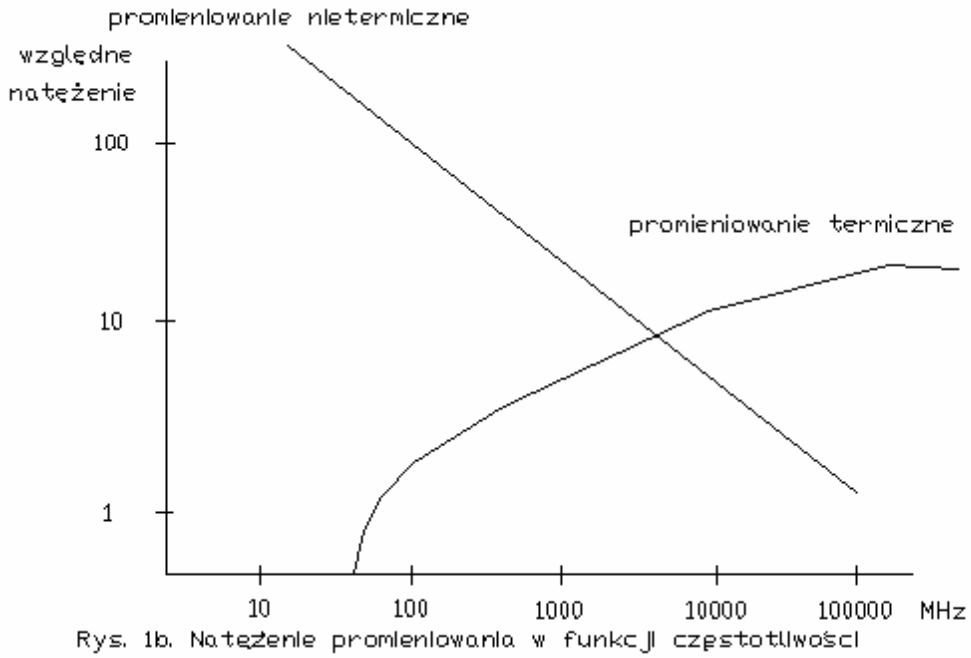
11.1.2. POZOSTAŁE MECHANIZMY GENERACJI

Szczegółowe omówienie pozostałych dwóch mechanizmów wymagałoby wprowadzenia bardziej skomplikowanych wzorów. Zasadniczo należy tu jedynie pamiętać, że powstałe w ten sposób widma są przeważnie widmami prążkowymi, a prążkiem najczęściej występującym w widmach odbieranych z kosmosu jest, wspomniany już, prążek rezonansu atomowego wodoru o długości fali 21 cm. Częstotliwość ta jest tak ważna ze względu na rozpowszechnienie wodoru w kosmosie. W zjonizowanym gazie (plaźmie) energia elektromagnetyczna generowana jest w trakcie rekombinacji (łączenia się) jonów gazu z wolnymi elektronami oderwanymi w procesie jonizacji gazu. Jonizacja gazu spowodowana jest wpływem silnych pól grawitacyjnych, magnetycznych, elektrycznych lub promieniowania radioaktywnego. W przeciwieństwie do promieniowania termicznego gęstość energii maleje tu ze wzrostem częstotliwości. Najwyższe generowane częstotliwości leżą przeważnie w zakresie UKF. Polaryzacja odbieranej fali jest kołowa lub eliptyczna. Promieniowanie synchrotronowe jest generowane w wyniku ruchu spiralnego elektronów w silnym polu magnetycznym. Również i w tym przypadku górna granica generowanego widma leży

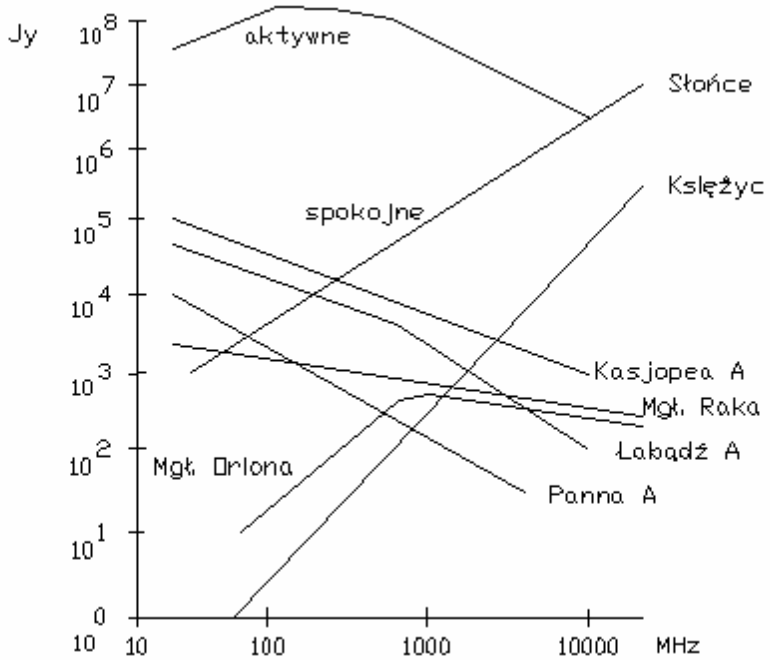
w zakresach UKF. W przeciwieństwie do promieniowania plazmy amplituda sygnału ulega znacznym zmianom. Porównanie względnego natężenia promieniowania pochodzenia termicznego i nietermicznego przedstawiono na rysunku 11.1b. Na rysunku 11.1c przedstawiono przykładowe charakterystyki natężenia promieniowania Słońca (w przypadku spokojnego Słońca i występowania zaburzeń), Księżyca i innych ważniejszych źródeł. Wszystkie te charakterystyki ułatwiają wybór zakresu obserwacji i pozwalają na zorientowanie się w mechanizmach generacji fal w wybranym zakresie.



Rys.1.Charakterystyki promieniowania ciała doskonale czarnego



Rys. 1b. Natężenie promieniowania w funkcji częstotliwości



Rys. 1c. Natężenie promieniowania obiektów kosmicznych

11.1.3. WPŁYW OŚRODKA PROPAGACJI

Charakter odbieranego widma zależy oczywiście nie tylko od właściwości źródła, ale także od warunków propagacji. Najpoważniejszym czynnikiem są tu w warunkach ziemskich właściwości jonosfery. Charakteryzuje się ona szeregiem okienek przepustowych leżących w różnych zakresach częstotliwości. Jednym z nich jest okno radiowe obejmujące zakres od kilkunastu MHz – zależnie od wartości MUF – poprzez zakresy UKF i mikrofal aż do fal milimetrowych, drugim – oczywiście okno optyczne oraz wiele okienek leżących w zakresie podczerwieni. Właściwości przepustowe tych podzakresów zależą dodatkowo od warunków atmosferycznych, a zwłaszcza stopnia nawilgocenia, zachmurzenia lub opadów.

11.2. ANTENY ODBIORCZE

O osiągniętych wynikach decydują w dużym stopniu parametry stosowanego sprzętu. Najważniejszymi parametrami anten są: szerokość wiązki (decydująca w tym wypadku o rozdzielczości przestrzennej systemu) i jej apertura decydująca o napięciu wyjściowym na zaciskach anteny, a przez to i o czułości systemu oraz zastępcza temperatura szumów odbiornika. Szerokość wiązki w stopniach można wyrazić w przybliżeniu za pomocą następującego wzoru:

q = 60 l/D

gdzie:

l – długość fali odbieranej

D – średnica anteny.

Apertura (powierzchnia zastępcza) ma tylko w przypadku anten parabolicznych lub rożkowych bezpośrednie powiązanie z wymiarami geometrycznymi anteny. W przypadku ogólnym (niezależnym od typu i konstrukcji anteny) jest ona obliczana ze wzoru:

A = G l^2/4P

gdzie:

G – zysk w stosunku do anteny izotropowej.

Przykładowo dla anteny o zysku 23 dB (200 razy) pracującej w zakresie 70 cm apertura wynosi 7,8 m^2. Moc sygnału pochodzącego od ciała o temperaturze T odbierana za pomocą anteny o aperturze A wynosi:

Pa = kTWAB/l^2 [W]

gdzie:

W – kąt przestrzenny wiązki anteny (pełny kąt wynosi 4P steradianów),

B – szerokość pasma,

k – stała Bolzmanna.

Między wielkością kąta przestrzennego wiązki i aperturą anteny zachodzi natępująca przybliżona zależność:

WA = l^2

Wzór wyrażający moc odbieraną upraszcza się do postaci:

Pa = kTB [W].

Moc odbierana jest więc identyczna z mocą szumów opornika znajdującego się w danej temperaturze T. Pozwala to na kalibrację odbiornika radiometrycznego przez włączenie na jego zaciski antenowe opornika znajdującego się w znanej temperaturze. Tak wykalibrowany odbiornik radiometryczny umożliwia wyrażenie mocy odbieranej przez zastępczą temperaturę anteny (w stopniach Kelvina). Jest to zastępcza temperatura ciała doskonale czarnego odpowiadającego obserwowanemu obiektowi, a nie rzeczywista temperatura anteny. Wyrażenie to jest słuszne jedynie wówczas, gdy obiekt obserwowany zasłania sobą cała szerokość wiązki odbiorczej. W przeciwnym przypadku mierzona jest wypadkowa temperatura wszystkich obiektów znajdujących się we wiązce. Do prawidłowej obserwacji obiektów o mniejszych rozmiarach kątowych konieczne są więc anteny o większym zysku.

Moc odbierana przez antenę może być też wyrażona za pomocą zależności:

Pa = SB

gdzie:

S – natężenie odbieranego strumienia,

B – szerokość pasma.

Z zestawienia obu powyższych wzorów na moc odbieraną otrzymujemy:
SAB = kTaB
a następnie zastępczą temperaturę anteny:
Ta = SA/k
Moc szumów odbiornika w odniesieniu do jego wejścia (na zaciskach antenowych) wynosi:
Po = kTrB
gdzie:
Tr – zastępcza temperatura szumową odbiornika (przeważnie Tr>>Ta).
Na wyjściu odbiornika (na detektorze) otrzymywana jest moc sygnału:
Pc = Gk(Tr + Ta)B
gdzie:
G – współczynnik wzmocnienia toru odbiorczego.

W obserwacjach radioastronomicznych istotna jest nie tyle absolutna wartość mocy odbieranego sygnału co jej zmiany. Minimalna wykrywalna zmiana sygnału wyrażona jest za pomocą wzoru Dickiego:

$$T_{min} = T_r \div \sqrt{B t}$$

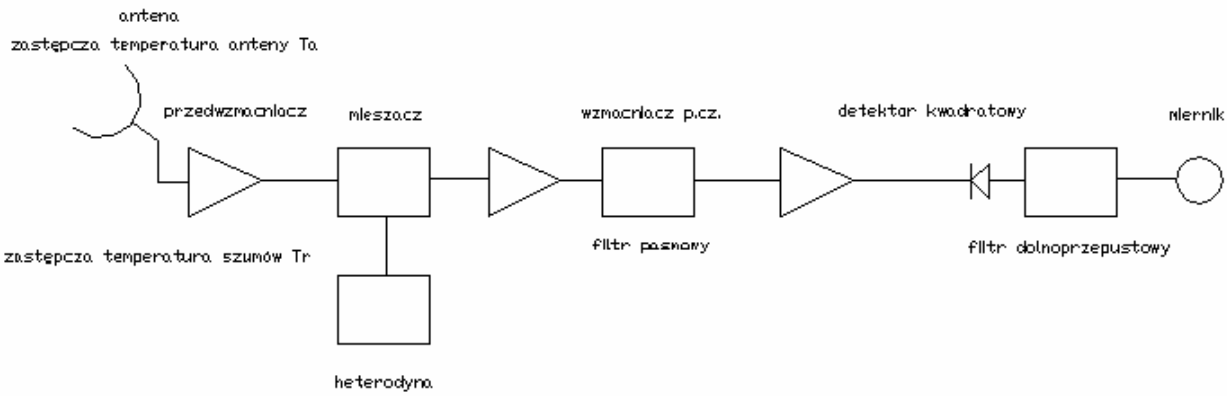
I tak dla szerokości pasma 5 MHz, stałej czasu w układzie detektora t **= 10 sekund i zastępczej temperatury szumowej odbiornika wynoszącej 100 stopni Kelvina, Tmin równe jest 0,014 stopnia Kelvina.**

Strumień pochodzący z silnych źródeł promieniowania jak Kasjopea A lub Łabądź A dochodzi w zakresie fal metrowych i decymetrowych do 10000 Jy. Dla anteny o aperturze równej 1,5 m^2 otrzymuje się zastępczą temperaturę wynoszącą 10 stopni K.

Wymagania co do anten przeznaczonych do odbioru sygnałów pochodzących od dalszych obiektów kosmicznych są podobne jak w przypadku anten przewidzianych do łączności przez odbicia od księżyca (EME). Pożądane jest więc użycie grup anten Yagi o zysku od 20 do 40 dB lub anten parabolicznych o średnicach dochodzących do 6 m. Odbiór sygnałów pochodzących od obiektów bliższych, np. Słońca, wymaga znacznie mniejszych nakładów antenowych.

11.3. ODBIORNIKI

Zastępcza temperatura szumów własnych (liczba szumowa) odbiornika powinna być, jak w każdym przypadku, możliwie najmniejsza (w praktyce w zakresach UKF wytarczą przedwzmacniacze wykonane na tranzystorach z arsenku galu). W przeciwieństwie do odbiorników komunikacyjnych pasmo przenoszenia odbiornika radioastronomicznego powinno jednak być szerokie, od ok. kilku MHz w zakresach fal metrowych do nawet 100 MHz w zakresach fal centymetrowych. Uzyskana na jego wyjściu moc odebranych szumów jest proporcjonalna do temperatury ciała promieniującego i szerokości pasma. Dla pomiaru mocy szumów odbiornik musi być wyposażony w detektor kwadratowy z obwodem całkującym (filtrem dolnoprzepustowym o dużej stałej czasu), wzmacniacz prądu stałego i wyskalowany miernik lub rejestrator sygnału. Schemat blokowy odbiornika radiometrycznego (mierzącego moc szumów kosmicznych) przedstawiono na rysunku 11.2.

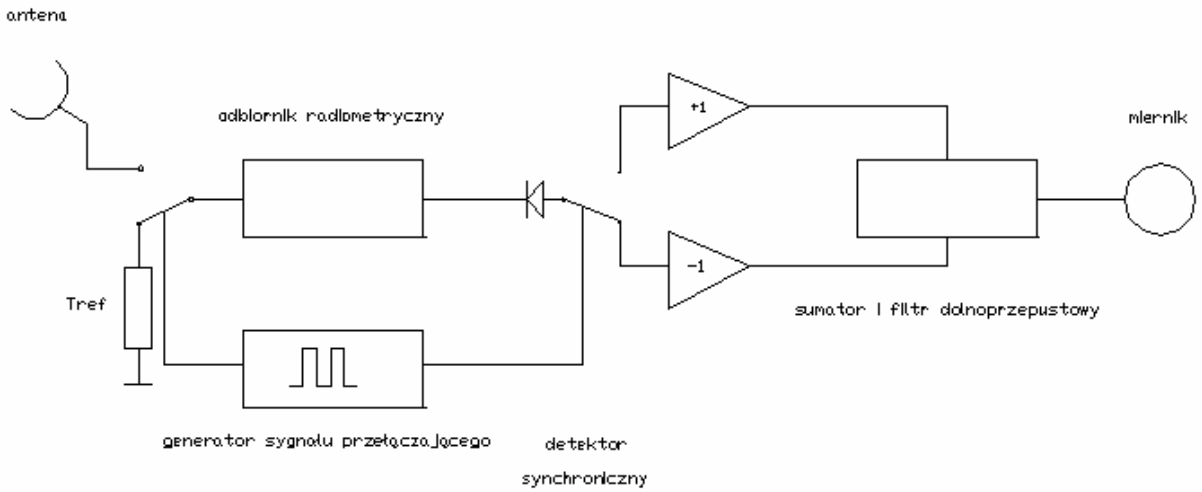


Rys.2.Schemat blokowy odbiornika radiometrycznego

Dla zastępczej temperatury szumów odbiornika równej 100 stopni K i szerokości pasma odbiornika wynoszącej 10 MHz moc szumów odniesiona na wejście odbiornika wynosi 1,4*10^-14 W, powinna być ona wzmocniona do poziomu rzędu 10^-5 W na wejściu detektora. Jak wynika z powyższego przykładu, wzmocnienie toru odbiorczego powinno być możliwie duże – co najmniej 90 - 100 dB. Automatyczna regulacja wzmocnienia jest zbędna a nawet szkodliwa, ponieważ odbierane szumy kosmiczne są w przybliżeniu tego samego rzędu co szumy własne odbiornika, a mierzona jest właśnie zmiana poziomu szumów. Bezwzględna wartość mocy jest mniej interesująca. Zastosowanie obwodu całkującego zwiększa efektywną czułość odbiornika (najmniejszą rozróżnialną zmianę poziomu sygnału wejściowego) dzięki odfiltrowaniu sygnału szumowego o przypadkowym charakterze i względnie stałym poziomie pochodzącego z odbiornika lub otoczenia. Mierzone sygnały pochodzenia kosmicznego charakteryzują się powolnymi zmianami amplitudy, dlatego też zmiany te nie zostają odfiltrowane. Efektywny przyrost czułości uzyskany dzięki zastosowaniu układu całkującego jest proporcjonalny do pierwiastka z jego stałej czasu.

W odbiornikach o tak dużym wzmocnieniu zauważa się już jednak negatywne efekty: wpływ niestabilności termicznych, szumów i przydźwięku pochodzącego z napięcia zasilania oraz szumów śrutowych typu 1/f pochdzących z elementów półprzewodnikowych.

Dlatego też w ulepszonych układach odbiorników stosuje się periodyczne przełączanie wejścia odbiornika pomiędzy antenę i opornik odniesienia znajdujący się w stałej i znanej temperaturze. Pełna kompensacja niestabilności wzmocnienia odbiornika uzyskiwana jest dla temperatury opornika odniesienia równej zastępczej temperaturze anteny. Jednocześnie wyjście detektora przełączane jest na wejście odejmujące (odwracające fazę) miernika i wejście bezpośrednie. Od sygnału użytecznego składającego się z szumów odbieranych i sumów własnych odbiornika odejmowany jest sygnał odniesienia wraz z szumami odbiornika. Miernik wskazuje więc wyłącznie moc odbieranych szumów. Przełączanie następuje z szybkością 10 - 100 Hz. Schemat blokowy takiego odbiornika przedstawiony jest na rysunku 11.3. Zasada przełączania wejścia i wyjścia odbiornika została opracowana w 1946 roku przez amerykańskiego radioastronoma Roberta Dickie, dlatego też odbiornik taki nazywany jest czasami odbiornikiem Dickiego. Opornik odniesienia dostarcza mocy szumów wynoszącej: Pref = kBTref, a otrzymywana na wyjściu detektora amplituda sygnału wynosi w tym przypadku:
Uss = hGk(Ta -Tref) [V]
gdzie h jest czułością detektora w V/W.



Rys.3. Odbiornik radiometryczny z kalibracją

W najprostszym przypadku można zrezygnować z dopasowywania temperatury odniesienia i utrzymywać jej stałą wartość. Otrzymywany na wyjściu odbiornika sygnał jest sygnałem zmiennym, położonym w pobliżu częstotliwości przełączania, co pozwala na eliminację składowej stałej szumów własnych odbiornika i składowej typu 1/f.

11.4. ZASADA INTERFEROMETRU

Rozdzielczość kątową systemu antenowego można zwiększyć stosując zasadę interferometru. Do wejścia odbiornika podłączone są wtedy dwie anteny znajdujące się w pewnej odległości od siebie i umieszczone na linii wschód-zachód. Osie anten muszą być skierowane w kierunku prostopadłym do tej linii (w górę) i skierowane w punkt przejścia przez południk obserwowanego ciała niebieskiego. Długości obu kabli antenowych muszą być równe. Zmiana pozycji tego ciała powoduje powstanie na wejściu odbiornika sygnału interferencyjnego o zmieniającej się amplitudzie. Obwiednia sygnału interferencyjnego zmienia się silniej aniżeli moc szumów na wyjściu pojedyńczej anteny i dzięki temu możliwe jest dokładniejsze określenie pozycji obserwowanego ciała. Rozdzielczość interferometru wzrasta w miarę powiększania wzajemnej odległości anten. Dla skompensowania wzrostu tłumienia kabli konieczne może być zainstalowanie niskoszumnych przedwzmacniaczy bezpośrednio przy antenach. Układ interferometru pozwala też na zastosowanie prostszych anten np. podwójnych lub poczwórnych grup anten Yagi o zysku 10 dB.
W warunkach amatorskich odległości anten mogą wynosić 10 do kilkudziesięciu metrów.

11.5. CELE OBSERWACJI

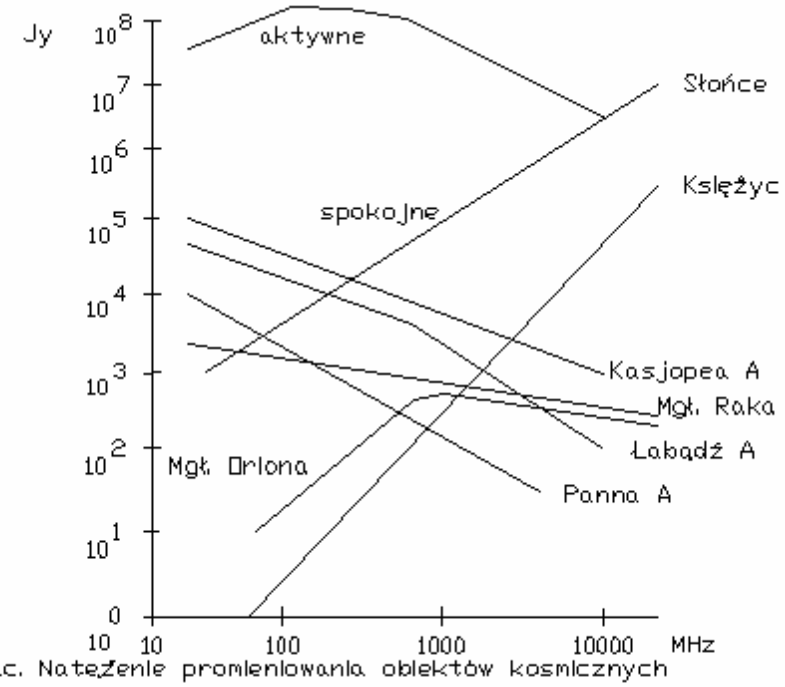
Najsilniejszym źródłem promieniowania radiowego w okolicach Ziemi jest oczywiście Słońce. Promieniowanie Słońca składa się z zasadniczych czterech elementów: promieniowania spokojnego Słońca, wolnozmieniającego się składnika związanego z występowaniem plam słonecznych, promieniowania związanego z występowaniem burz słonecznych i promieniowania pochodzącego od wybuchów na Słońcu (obserwowane jest ono głównie w zakresie fal metrowych). Poniżej częstotliwości 100 MHz i powyżej częstotliwości 10 GHz promieniowanie słoneczne odpowiada promieniowaniu ciała doskonale czarnego o danej temperaturze (patrz rysunek 11.1c). Profesjonalne radioastronomiczne obserwacje Słońca prowadzone są w zakresie 2800 MHz. Względne natężenie szumów słonecznych w tym zakresie jest ściśle powiązane z liczbą plam słonecznych (wartość strumienia słonecznego w tym zakresie częstotliowości podawana jest w specjalnych komunikatach tzw. URSI-gramach). Ze względu na wpływ Słońca na warunki propagacji fal radiowych jest ono najbardziej interesującym obiektem do obserwacji amatorskich. Jednocześnie ze względu na znaczną siłe sygnału możliwe jest użycie prostych układów antenowych i odbiorczych. Początkujący adepci radioastronomii powinni rozpocząć swoje obserwacje i eksperymenty właśnie od obserwacji Słońca.

Promieniowanie radiowe planet ma zasadniczo charakter termiczny i jest zależne od temperatury ich powierzchni. Temperatura ta leży w granicach od 500 stopni Kelvina dla Merkurego do ok. 50 stopni Kelvina dla Urana, Neptuna i Plutona. Promieniowanie planet jest stosunkowo słabe w zakresie fal metrowych, a najsilniejsze w zakresie fal milimetrowych. Podobny charakter ma promieniowanie termiczne Księżyca. Zastępcza temperatura powierzchni Księżyca wynosi 230 stopni Kelvina, a obserwowany sygnał zmienia się zgodnie z jego fazami. Księżyc jest tak dobrze zbadanym źródłem promieniowania o charakterze termicznym, że jego sygnały mogą być wykorzystane do kalibracji

urządzeń odbiorczych. W zakresie powyżej 3 GHz księżyc jest najsilniejszym po Słońcu źródłem promieniowania radiowego. Najsilniej promieniującą planetą i drugim co do mocy źródłem sygnałów radiowych w zakresach niższych częstotliwości w naszym układzie słonecznym jest Jowisz. W zakresie fal o długości 3 cm jego promieniowanie odpowiada promieniowaniu ciała o temperaturze ok. 130 stopni Kelvina (jest to rzeczywista temperatura powierzchni), natomiast w zakresie fal o długości 10 cm jest ono znacznie silniejsze i odpowiada ciału o temperaturze ok. 600 stopni Kelvina, a w zakresie fal 70 cm ciału o temperaturze 50000 stopni Kelvina. Promieniowanie Jowisza mierzalne jest nawet w zakresie krótkofalowym. Przedstawione odchyłki widma od przebiegu widma termicznego spowodowane są efektem synchrotronowym, tzn. ruchem elektronów po orbitach kolistych w jego silnym polu magnetycznym. Korzystnym zakresem obserwacji natężenia promieniowania synchrotronowego jest górna część zakresu krótkofalowego, tzn. pasmo 18 - 30 MHz.

Z dalszych obiektów najsilniejszymi źródłami promieniowania radiowego są pozostałości gwiazd typu supernowa jak Taurus A w mgławicy Raka, Kasjopea A oraz niektóre gwiazdy jak łabądź A czy Sagittarius A. Natężenie strumienia tych gwiazd leży w zakresie od ok. 1000 Jy (dla gwiazdy Sagittarius A) do ok. 10000 Jy (dla gwiazd Kasjopea A i Łabądź A).

Obserwacje Drogi Mlecznej (środka naszej galaktyki) wymagają zastosowania anten o średnicy 1 - 3 m. Najkorzystniejszym zakresem obserwacji są częstotliwości powyżej 1 GHz.



Rys. 1c. Natężenie promieniowania obiektów kosmicznych

11. 6. OBSERWACJE AMATORSKIE

11.6.1. OBSERWACJE WSTĘPNE

Ze względu na znaczną siłę sygnału, a w związku z tym mniejsze wymagania stawiane sprzętowi, w początkowej fazie powinny być przeprowadzane obserwacje Słońca i Jowisza, a w zakresie wyższych częstotliwości także Księżyca.

Mimo stosunkowo niedużej, jak na warunki kosmiczne, odległości tych ciał niebieskich od Ziemi i prowadzonych systematycznie badań, ciągle jeszcze nie wiemy wszystkiego o zachodzących tam zjawiskach. Amatorzy mają więc tu szerokie pole do działania i obserwacji i być może ich badania pozwolą na wykrycie interesujących efektów i zjawisk. Profesjonalnie prowadzone badania koncentrują się przeważnie w zakresach częstotliwości, które na podstawie rozważań teoretycznych lub dotychczasowej praktyki pozwalają spodziewać się najlepszych rezultatów. Jest to zrozumiałe, jeśli się weźmie pod uwagę wysokie koszty takich badań. Polem działania dla amatorów może być więc obserwacja ciał niebieskich w różnych nietypowych zakresach częstotliwości. Interesujące mogą być też porównania przebiegu sygnałów o różnych częstotliwościach i polaryzacjach fali.

Dla ułatwienia wyboru częstotliwości obserwacji przytaczam tutaj wzory pozwalające na obliczenie natężenia promieniowania słonecznego w kilku zakresach w zależności od natężenia strumienia w zakresie 2800 MHz. Wzory te słuszne są jedynie w przypadku spokojnego słońca:

I144 = -0,00037689 F^2 + 0,162242 F - 6,02015
I432 = 0,0324167 F + 0,790833
I1296 = 0,010417 F - 0,04916
gdzie:
I – strumień promieniowania słonecznego w danym zakresie (w MHz),
F – strumień zakresie 2800 MHz.

Oczywiście dla zauważenia interesujących zjawisk czy prawidłowości konieczne będzie prowadzenie obserwacji przez dłuższy okres czasu i zebranie odpowiedniego materiału porównawczego.

Przed przystąpieniem do regularnych obserwacji należy jednak zdobyć trochę doświadczeń. Pierwsze nasłuchy powinny mieć na celu stwierdzenie przydatności posiadanego sprzętu. Mogą to być zwykłe obserwacje przejścia Słońca lub Jowisza przez wiązkę anteny. W pierwszej fazie, a często i w czasie bardziej zaawansowanych obserwacji antena powinna być ustawiona na stałe w kierunku południowym, tzn. wycelowana w południk niebieski. Jej kąt wzniesienia może być też na razie stały, zwłaszcza jeżeli obserwowane ciało niebieskie zmienia tylko nieznacznie swoją wysokość przejścia przez południk i znajduje się we wiązce odbiorczej anteny. Warunek ten nie musi być spełniony stale, a jedynie w okresie przeprowadzania obserwacji. Dla większych zmian wysokości przejścia konieczna jest regulacja położenia anteny w pionie (zmiana kąta elewacji).

Południkowa orientacja anteny jest rozwiązaniem tańszym, a poza tym ułatwia orientację i obliczenia czasu obserwacji pożądanego ciała niebieskiego. Zysk antenowy może wynosić początkowo od 10 dB do 15 dB, co pozwala na zastosowanie anten wykorzystywanych do łączności amatorskich. W niższych zakresach UKF mogą być stosowane kilkunastoelementowe anteny Yagi, w wyższych – także anteny spiralne, a w zakresach mikrofalowych – anteny paraboliczne. W zależności od rodzaju obserwacji szerokości wiązki mogą wynosić od ok. 20 stopni do kilku stopni. W przypadku użycia anten spiralnych

korzystne jest zastosowanie zestawów anten spolaryzowanych lewo- i prawoskrętnie i przełączanych za pomocą przełącznika.

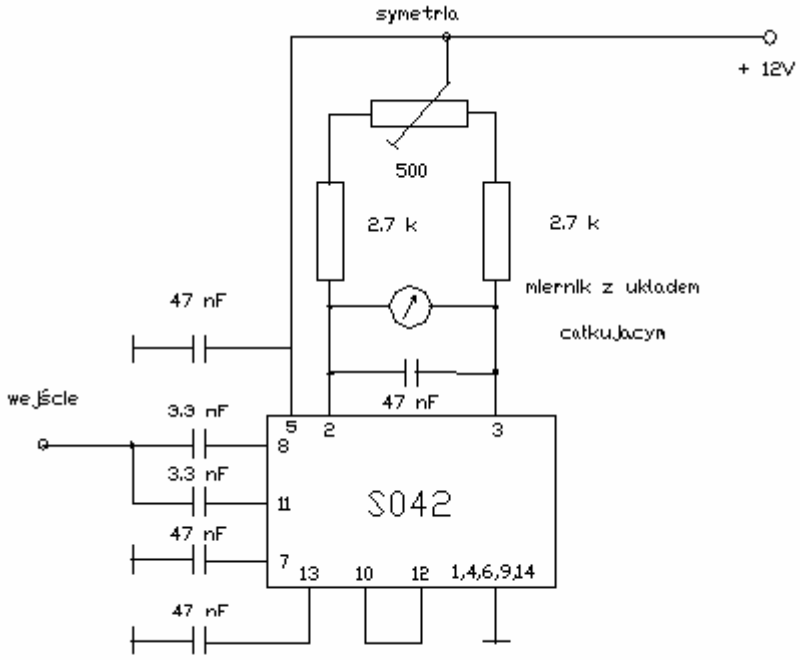
11.6.2. SPRZĘT AMATORSKI

W pierwszej fazie można użyć zwykłego odbiornika UKF-FM dostrojonego do wolnej częstotliwości w paśmie UKF lub na jego skraju (dla odbiorników wyposażonych w zachodni zakres UKF może to być częstotliwość ok. 110 MHz). Dobrze nadają się także odbiorniki obejmujące pasmo lotnicze AM 118 - 136 MHz. Odbiornik taki można też przestroić na inny zakres częstotliwości lub wyposażyć w odpowiedni konwerter. Jednym z pasm częstotliwości zarezerwowanych do badań radioastronomicznych jest pasmo 406 - 410 MHz. Amatorskie obserwacje są także przeprowadzane w zakresach 23 cm (pasmo amatorskie), 1420 MHz i 1720 MHz. W miarę potrzeby odbiornik może być wyposażony w dodatkowy przedwzmacniacz, fabryczny lub własnej konstrukcji. Przedwzmacniacz taki powinien zawierać niskoszumne tranzystory polowe (np. typy stosowane w głowicach wejściowych odbiorników telewizyjnych) lub tranzystory z arsenku galu. W amatorskich urządzeniach lepszej klasy liczba szumowa powinna leżeć w zakresie od 1,3 dB do 2 dB. Do wyjścia głośnikowego odbiornika można dołączyć (mili-) woltomierz, przyrząd samopiszący lub oscyloskop. Przed przystąpieniem do serii obserwacji należy dokonać przynajmniej orientacyjnego pomiaru poziomu szumów własnych odbiornika po przyłączeniu na jego zaciski wejściowe opornika o wartości 50 W. Prowadzone były także obserwacje amatorskie zaćmień Słońca z wykorzystaniem krótkofalowego odbiornika SSB wyposażonego w konwerter na pasmo 2 m lub 70 cm i detektor amplitudy szumów z układem całkującym podłączony do wyjścia głośnikowego. W odbiornikach własnej konstrukcji można użyć torów pośredniej częstotliwości pochodzących z odbiorników telewizyjnych lub szerokopasmowych odbiorników FM. Konstrukcja pozostałych członów: wzmacniaczy w.cz., mieszaczy i oscylatorów może być dowolna, dlatego też zrezygnowano tu z przytaczania dokładnych rozwiązań. Wystarczającą szerokością pasma przenoszenia odbiorników amatorskich jest 200 - 300 kHz. Współczynnik wzmocnienia odbiornika powinien wynosić ok. 90 - 100 dB. Dla uniknięcia zakłóceń słabych sygnałów kosmicznych przez znacznie silniejsze sygnały pochodzenia ziemskiego należy zwrócić szczególną uwagę na ekranowanie systemu odbiorczego i stosować koncentryczne kable antenowe. Eliminacja zakłóceń pochodzenia ziemskiego może wymagać także doboru odpowiedniego kąta podniesienia (elewacji) anteny i zastosowania anten o wąskiej charakterystyce promieniowania.

Jako detektora i układu całkującego można użyć w najprostszym przypadku jednopołówkowego detektora diodowego obciążonego układem RC o dużej stałej czasu. Stała czasu może być także przełączana, np. w zakresie od 1 - 10 sekund. Możliwe jest zastosowanie bardziej rozbudowanych układów całujących z wykorzystaniem wzmacniaczy operacyjnych. W zależności od czułości systemu rejestrującego na wyjściu układu całkującego należy dołączyć wzmacniacz prądu stałego o odpowiednio dobranym wzmocnieniu. Najprostszym rozwiązaniem jest użycie tu wzmacniacza operacyjnego. Dobrym rozwiązaniem detektora kwadratowego jest układ przedstawiony na rysunku 11.4. W układzie tym wykorzystano łatwo dostępny obwód scalony S042. Dzięki doprowadzeniu sygnału wejściowego do obu wejść mieszacza iloczynowego uzyskano tu kwadratową charakterystykę detekcji.

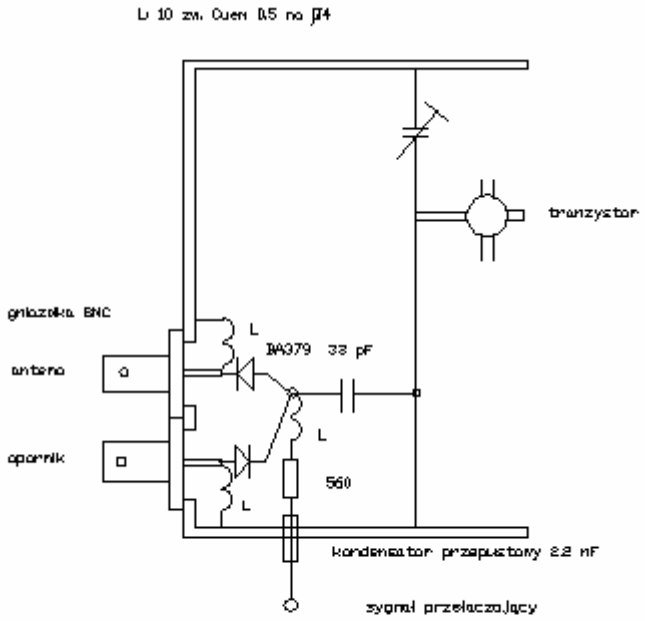
Znajdujący się w układzie potencjometr służy do ustawienia symetrii. Sygnał wyjściowy detektora może być oczywiście doprowadzony do wejścia wzmacniacza symetrycznego. Duża czułość układu pozwala na pomiar napięć ok. uV, dzięki czemu może on być też użyty w mili- i mikrowoltomierzach w.cz. Dla napięć powyżej 0,25 V charakterystyka traci charakter kwadratowy w wyniku przesterowania obwodu scalonego. W układzie

tym można także użyć innego rozpowszechnionego mieszacza scalonego, MC1496 lub NE602.



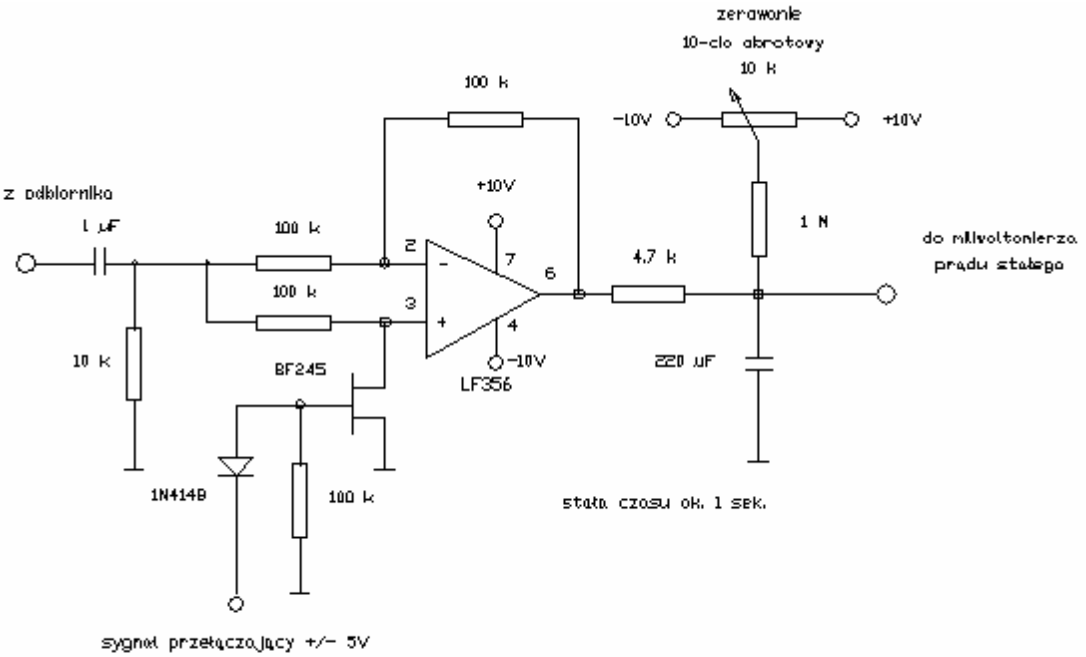
Rys. 4. Czuły detektor kwadratowy

Na rysunku 11.5 przedstawiono przykładowe rozwiązanie przełącznika wejściowego i sposób jego wbudowania do głowicy w.cz. Przełącznik i opornik odniesienia powinny być zamontowane w pobliżu anteny, jednak w początkowych fazach eksperymentów i udoskonalania sprzętu korzystne jest zapewnienie łatwego dostępu do jego wszystkich członów.



Rys. 5 Przełącznik wejściowy

W układzie przełącznika wyjściowego zastosowany jest wzmacniacz operacyjny o wzmocnieniu wynoszącym +/- 1 i przełączanym za pomocą tranzystora polowego (rysunek 11.6).



Rys. 6 Przełącznik wyjściowy

11.6.3. DALSZE KROKI

Po zakończeniu wstępnej fazy i zgromadzeniu materiałów oraz nauczeniu się rozróżniania obserwowanych obiektów można przystąpić do ulepszenia sprzętu i rozpoczęcia poważniejszych obserwacji. Odbiornik może zostać wyposażony w kwadratowy detektor amplitudy z układem całkującym o stałej czasu ok. 10 sek, lepszy przedwznacniacz, ewentualnie przełącznik antenowy pozwalający na kompensację szumów własnych odbiornika. Posiadacze komputerów mogą dodać prosty układ przetwornika analogowo-cyfrowego (przykładowo 12-bitowego) pozwalający na komputerową rejestrację danych. Niektóre woltomierze cyfrowe wyposażone są w wyjście szeregowe przewidziane do komunikacji z komputerem. Alternatywą może być też rejestracja danych na magnetofonie w celu późniejszego przesłuchania i analizy sygnału. Użycie do tego celu magnetofonu stereofonicznego daje możliwość rejestracji sygnałów czasu w drugim kanale. Do obserwacji w zakresie fal centymetrowych można użyć telewizyjnej anteny satelitarnej wraz ze znajdującym się tam konwerterem lub konwertera na diodzie Gunna.

Do obserwacji promieniowania Jowisza w zakresie fal krótkich (18 - 30 MHz) można użyć posiadanego odbiornika komunikacyjnego o czułości co najmniej 0,5 uV oraz kierunkowej anteny krótkofalowej. Wystarczająca jest przykładowo antena pętlowa typu DDRR lub podobna. Pasmo przenoszenia odbiornika komunikacyjnego jest wprawdzie dosyć wąskie, co zasadniczo stoi w sprzeczności z wymaganiami jak najszerszego pasma przenoszenia, jednak biorąc pod uwagę zatłoczenie zakresów krótkofalowych oraz wysoki poziom zakłóceń, odbiornik taki pozwala na łatwiejsze wstrojenie się w pusty lub mało używany odcinek pasma.

Tematyka obserwacji może być bardzo różnorodna. Na promieniowanie radiowe Słońca składają czynniki natury termicznej oraz nietermicznej, zależne od jego aktyw-

ności. Pozwala to na zbieranie danych porównawczych w różnych zakresach częstotliwości, obserwację aktywności Słońca, wykrywanie na bieżąco wybuchów słonecznych itp. Ciekawe byłyby też porównania siły sygnałów o różnych polaryzacjach: poziomej, pionowej i kołowej. Wymagałoby to zainstalowania kilku przełączanych anten.

Wyniki takich obserwacji mogą być następnie porównywane z publikowaną regularnie w prasie krótkofalarskiej, skrzynkach "Packet-Cluster" lub wydawnictwach astronomicznych liczbą plam słonecznych i stopniem jego aktywności. Równolegle można obserwować wpływ wybuchów słonecznych na jonosferę, prowadząc nasłuchy w zakresie fal bardzo długich w okolicach 27 - 30 kHz. Konstrukcja odpowiedniego konwertera do posiadanego odbiornika krótkofalowego nie powinna nastręczać większych trudności. Układ oparty o obwód scalony S042 może być także wykorzystywany do innych celów, np. do odbioru obrazów faksymile.

Obserwacje Słońca mogą być prowadzone w zakresie od stu do stu kilkudziesięciu MHz, np. w pobliżu pasma 2 m. Oczywiście obserwacje w zakresach UHF w pobliżu pasm 70 cm, 23 cm lub wyższych zakresach mikrofalowych jak 10 GHz mogą także dostarczyć ciekawych wyników. Obserwacje aktywności Jowisza mogą być porównywane z publikowanymi mapami położenia jego księżyców oraz ruchem obrotowym planety. Wyniki te można porównywać z własnymi obserwacjami astronomicznymi. Równolegle można też prowadzić obserwacje promieniowania termicznego w zakresach UHF. Podobnie jak w przypadku Słońca ciekawe może być porównanie siły sygnałów odbieranych z różnymi polaryzacjami.Jeżeli odbiornik jest przestrajany w dostatecznie szerokim zakresie, można też pokusić się o analizę widma sygnału.

Obserwacje odległych obiektów powinny nastąpić dopiero w dalszych etapach. Zależy to oczywiście także od zainteresowań obserwatora i jego możliwości, zwłaszcza antenowych. Po zdobyciu odpowiedniego doświadczenia można pokusić się też o sporządzenie radiowych map nieba. I tu także przez odpowiedni dobór zakresów fal lub polaryzacji można osiągnąć wyniki nie osiągnięte przez profesjonalną radioastronomię.

W najprostszym przypadku do sporządzania map nieba można wykorzystać także antenę o położeniu południkowym. Analiza nieboskłonu w kierunku wschód-zachód dokonywana jest dzięki ruchowi obrotowemu Ziemi. W trakcie kolejnych dni (a raczej nocy) obserwacji należy jedynie zmieniać kąt wzniesienia (elewacji) anteny o wartość odpowiadającą szerokości jej wiązki. Rozdzielczość tak otrzymanych map nieba zależna jest od szerokości wiązki anteny.

Dla uniknięcia późniejszych rozczarowań należy jednak pamiętać, że obserwacje radioastronomiczne wymagają dużej dozy cierpliwości i systematyczności (dane muszą być zbierane przez dłuższy czas) oraz ze względu na konieczność przeróbek i dopasowywania sprzętu – chęci do majsterkowania i eksperymentowania. Przed rozpoczęciem dłuższej serii obserwacji konieczne jest opracowanie planu precyzującego rodzaj zbieranych danych, sposoby ich porównywania i oceny oraz wypracowania pewnych metod ich opracowywania. Lektura czasopism astronomicznych pozwoli z pewnością na wybór metod podobnych do stosowanych w praktyce profesjonalnej. Korzystna byłaby także współpraca z osobami zainteresowanymi klasyczną astronomią lub kółkami astronomicznymi i zapoznanie się z podstawowymi pojęciami astronomicznymi.

Wysokie wymagania stawiane są też niezawodności sprzętu. Długotrwałe obserwacje wymagają odpowiednio długich okresów niezawodnej pracy urządzeń. W razie potrzeby należy przewidzieć odpowiednie krótkie przerwy na przeglądy i naprawy sprzętu. Dłuższe przerwy w obserwacjach powodują zredukowanie znaczenia danych i przedłużenie okresu obserwacji.

Na zakończenie przedstawiono przykładowe urządzenie używane przez grupę krótkofalowców w Garching koło Monachium. Na wyposażenie stacji składa się antena paraboliczna o średnicy 3 m, ogniskowej równej 0,75 m i szerokości wiązki – 4,5 stopnia. Kąt

elewacji anteny może być zmieniany w zakresie od zera do 82 stopni, a kąt obrotu w azymucie wynosi 360 stopni. Zmiana kierunku dokonywana jest ręcznie. Antena umieszczona jest na maszcie o wysokości 6 m. Dalszymi elementami wyposażenia są przedwzmacniacz na tranzystorach GaAs i wzmocnieniu 16 dB, cyrkulator (sprzęgacz kołowy) i dodatkowy wzmacniacz na tranzyzstorach bipolarnych (BFQ74) o wzmocnieniu 20 dB oraz odbiornik pracujący w zakresie 1720 MHz. Pierwsza częstotliwość pośrednia odbiornika wynosi 127 MHz. Szumy własne całego układu wynoszą 1,3 dB, szumy odbiornika – 3 dB. Odbiornik wyposażony jest w tłumik przełączany skokowo co 1 dB. Szerokość pasma m.cz. odbiornika wynosi 1 MHz. W układzie detektora zastosowana jest dioda Schottkiego. Jako układ pomiarowy wykorzystywany jest miliwoltomierz firmy Hewlett Packard, a poza tym sygnał wyjściowy doprowadzony jest poprzez 12-bitowy przetwornik analogowo-cyfrowy do wejścia komputera Atari.

Za pomocą tego zestawu można prowadzić obserwacje Słońca, Jowisza, Księżyca oraz mgławic Raka i Oriona i niektórych innych gwiazd.

Zachodnioniemiecki krótkofalowiec DB1NV używał do obserwacji w paśmmie 70 cm sprzętu o następującej konfiguracji:

1. 19-elementowej anteny Yagi o zysku ok. 15 dB i szerokości wiązki ok. 20 stopni,
2. głowicy telewizyjnej na pasmo IV przestrojonej na częstotliwość 435 MHz (w pierwszym stopniu użyty był tranzystor CF300) o współczynniku szumów poniżej 1 dB, szerokości pasma ok. 5 MHz i wzmocnieniu ok. 50 dB,
3. przełącznika Dickiego z wykorzystaniem diod PIN typu BA379 (sygnał przełączający 10V, 500 Hz),
4. jako wzmacniacza p.cz. analizatora widma o szerokości pasma 200 kHz,
5. przedstawionego wyżej układu detektora,
6. miliwoltomierza firmy Hewlett-Packard typu HP419A.

Za pomocą tego wyposażenia przeprowadzał on obserwacje Słońca, Księżyca, gwiazd Łabądź A i Kasjopea A oraz mgławicy w gwiazdozbiorze Byka.

12. EMISJE KOHERENTNE

12.1. TELEGRAFIA KOHERENTNA – CCW

12.1.1. ZASADA PRACY I ZAKRES ZASTOSOWAŃ

Koherentne systemy modulacji stosowane są szeroko w technice profesjonalnej i wojskowej. Pozwalają one na poprawę stosunku sygnału do szumu nawet o 10 - 20 dB. Składają się na to dwa zasadnicze czynniki. Jednym z nich jest możliwość zawężenia pasma przenoszenia w stosunku do zwykłych rodzajów modulacji. Ta dodatkowa filtracja sygnału, trudna do osiągnięcia za pomocą filtrów analogowych osiągana jest tutaj m. in. za pomocą metod numerycznych.

Samo zastosowanie metod koherentnych daje zasadniczo zysk tylko rzędu 3 - 6 dB. Rozróżniamy tu dwie zasadnicze metody: transmisję sygnałów ortogonalnych i sygnałów antypodycznych.

W przypadku transmisji cyfrowej (np. w emisji RTTY) transmisja ortogonalna oznacza nadawanie sygnałów "mark" i "space" za pomocą dwóch różnych częstotliwości. Warunkiem ortogonalności jest występowanie w danym momencie czasowym tylko jednego z tych dwóch sygnałów. Zasadniczo (w przypadku pominięcia wpływu zakłóceń) jest to zapewnione przez definicję alfabetów Baudota lub ASCII.

Transmisja antypodyczna polega na nadawaniu sygnałów mark i space na tej samej częstotliwości, przy czym różnica fazy między sygnałami "mark" i "space" wynosi 180 stopni. Właśnie od przeciwieństwa znaków obu tych sygnałów pochodzi nazwa sygnałów antypodycznych.

Dalszą możliwością zwiększenia niezawodności transmisji jest modulacja różnicowa, tzn. nadawanie informacji o zmianie polaryzaji sygnału. Sygnał nadawany zmienia swój stan jedynie w momentach zmiany stanu sygnału oryginalnego. Medoda ta stosowana jest m. in. w powiązaniu z modulacją fazy – PSK.

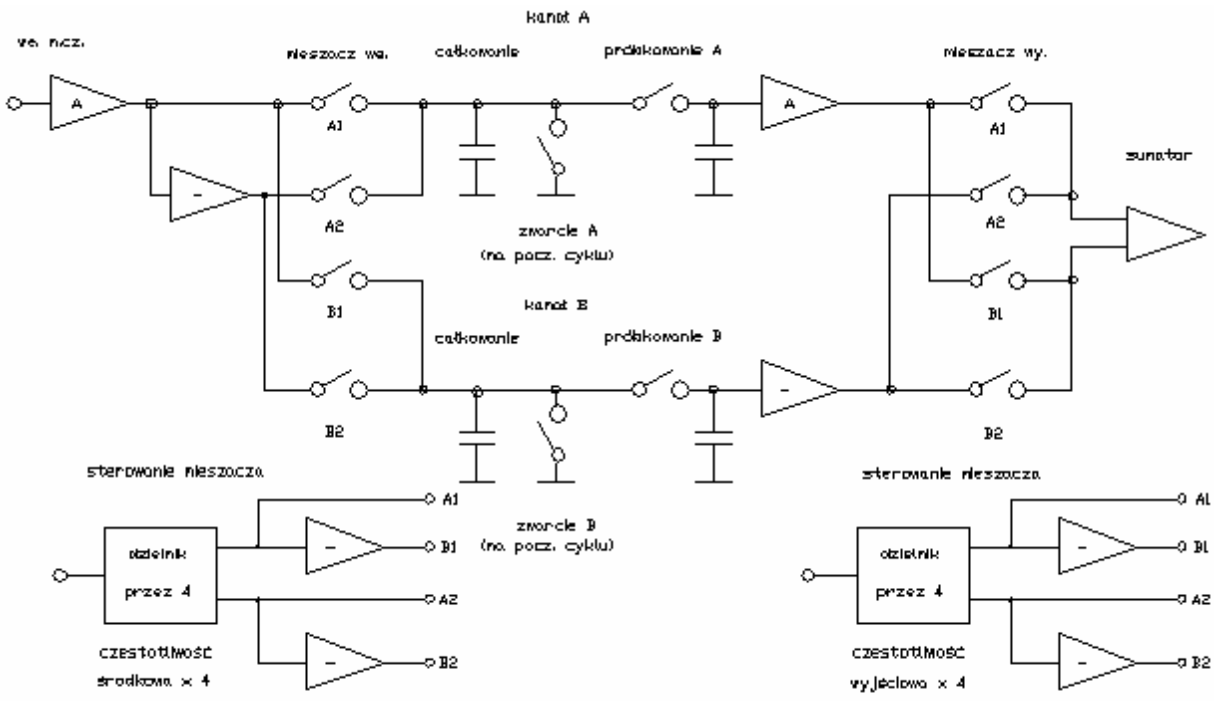
Kombinacja transmisji ortogonalnej i antypodycznej pozwala na poprawę stosunku sygnału do szumu o ok. 6 dB i na zmniejszenie prawdopodobieństwa błędu w emisji RTTY ze 100 do 3 na 1000 nadawanych znaków. Zysk ten ma oczywiście większe znaczenie na trasach o wyższym poziomie zakłóceń (np. w przypadku komunikacji amatorskiej z małymi mocami na zatłoczonych pasmach).

W przypadku telegrafii Morse'a modulacja koherenta pozwala na uzyskanie zysku nawet do 20 dB w stosunku do zwykłej modulacji telegraficznej. Ogólnie rzecz biorąc transmisja telegraficzna składa się z ciągu sygnałów cyfrowych o zasadniczo zdefiniowanej długości i odstępach. Teoretycznie mamy tu więc do czynienia z pewnym rastrem czasowym. W przypadku ręcznej transmisji telegraficznej raster ten jest raczej niedokładny i zależny od umiejętności i praktyki operatora stacji. W transmisji koherentnej początek i długość trwania znaku są ściśle określone poprzez przyjęty raster czasowy. Pozwala to na znaczne ograniczenie szerokości pasma przenoszenia, a dzięki temu na zmniejszenie wpływu szumów i zakłóceń. Np. zwykła transmisja telegraficzna o szybkości 12 słów/min zajmuje pasmo o szerokości 10 Hz, a w odbiornikach stosowane są przeważnie filtry o szerokości pasma od 500 - 2300 Hz. Oznacza to wpływ zakłóceń o dodatkowej szerokości pasma 490 - 2290 Hz w stosunku do szerokości pasma sygnału użytecznego (dla szerokości pasma przenoszenia typowych filtrów CW lub SSB wynoszących odpowiednio 500 lub 2300 Hz). Analogowe filtry o dostatecznie małej szerokości pasma

charakteryzują się "dzwonieniem" uniemożliwiającym ich praktyczne zastosowanie. Dodatkowo konieczne jest, w przypadku zastosowania filtrów wąskopasmowych, zapewnienie odpowiednio wysokiej stabilności częstotliwości i dokładności dostrojenia odbiornika. Filtry pracujące na zasadzie synchronizacji fazy (PLL), niezależnie od ich wrażliwości na zakłócenia, charakteryzowałyby się czasami reakcji o długości dziesiątków sekund. Dodatkową ich wadą jest tendencja do synchronizacji za pomocą najsilniejszego odbieranego sygnału. Użycie ich nie przynosiłoby więc żadnych korzyści.

Wymagania stawiane filtrom stosowanym w emisji CCW są wysokie: mała szerokość pasma ok. kilku Hz, bez "dzwonienia" i bez niebezpieczeństwa synchronizacji za pomocą sygnałów zakłócających. Odbiór sygnału użytecznego o mocy 1 W przy zastosowaniu filtru spełniającego wymogi emisji CCW odpowiada odbiorowi sygnału 50 W za pomocą filtru o szerokości pasma 500 Hz lub sygnału 230 W – za pomocą filtru 2300 Hz.

Praca stacji pracujących w systemie telegrafii koherentnej CCW wymaga ustalenia częstotliwości pracy, np. 14090 kHz i rastru czasowego o długości np. 100 ms, co odpowiadałoby szybkości transmisji wynoszącej 12 słów/min. Częstotliwości oscylatora odbiornika i generatorów podstawy czasu po obu stronach muszą być odpowiednio dokładne. Może to wymagać ich stabilizacji za pomocą wzorców częstotliwości, np. stacji DCF77 lub wzorca stacji Warszawa 1.



Rys. 1. Zasada działania filtru koherentnego

Odbiornik koherentny CCW (rysunek 12.1) jest odbiornikem dwukanałowym, przy czym w każdym z kanałów znajduje się mieszacz wejściowy, układ całkujący, układ magazynujący (ang. *sample and hold*) i mieszacz wyjściowy oraz układy sterujące i generatory podstawy czasu. Konieczność użycia dwóch kanałów wyniknie z dalszego opisu.

Na początek pragnę przedstawić trasę sygnału w głównym kanale (A). W mieszaczu wejściowym (przedstawionym w postaci przełączników A1 i A2) następuje zmieszanie sygnału odbieranego ze stabilnym sygnałem odniesienia ustalającym częstotliwość środkową filtru odbornika. Jeśli sygnał wejściowy ma dokłanie równą częstotliwość na wyjściu mieszacza, otrzymujemy sygnał stałoprądowy o wartości zależnej od siły odbieranego sygnału.

W przypadku wystąpienia odchyłki częstotliwości na wyjściu otrzymujemy sygnał

o częstotliwości różnicowej (dudnień).

Sygnały zakłócające mają więc na wyjściu częstotliwość różną od zera. Separacja sygnału użytecznego od zakłóceń następuje w obwodzie całkującym. Przeważnie zawiera on wzmacniacz operacyjny, ale jego funkcja odpowiada działaniu kondensatora o odpowiednio dobranej pojemności. Ten symboliczny kondensator jest rozładowywany na początku cyklu, następnie sygnał użyteczny ładuje go do napięcia zależnego od siły sygnału, zmienne sygnały zakłócające nie wpływają na wartość ładunku (następuje tu okresowe ładowanie i rozładowywanie kondensatora). Mają one więc znacznie mniejszy wpływ na wartość napięcia na końcu cyklu. Charakterystyka przenoszenia filtru opisana jest za pomocą funkcji sin(x)/x, przy czym pierwsze miejsca zerowe funkcji oddalone są od częstotliwości środkowej o 10 Hz w przypadku zastosowania podstawy czasu wynoszącej 100 ms. Dalsze miejsca zerowe odpowiadają nieparzystym wielokrotnościom 10 Hz. Pod koniec cyklu (okresu rastru czasowego) napięcie na wyjściu układu całkującego jest zapamiętywane w obwodzie magazynującym, po czym następuje rozładowanie kondensatora całkującego za pomocą przełącznika SK. Właśnie to rozładowywanie kondensatora na początku cyklu uniemożliwia powstawanie efektów dzwonienia. Mieszacz wyjściowy jest w rzeczywistości modulatorem amplitudy tonu podsłuchowego.

Drugi z kanałów odbiornika zasilany jest sygnałem odniesienia przesuniętym w fazie o 90 stopni (sygnałem ortogonalnym). W przypadku zgodności faz w kanale pierwszym na wyjściu układu całkującego otrzymujemy sygnał dodatni, przy braku zgodności faz – ujemny, różnica faz wynosząca 90 stopni powoduje powstanie na wyjściu sygnału o wartości średniej równej zero. Na wyjściu kanału drugiego otrzymywany jest w tym przypadku sygnał o polaryzacji dodatniej lub ujemnej w zależności od stopnia zgodności faz. Sumaryczny sygnał na wyjściu obu kanałów jest więc niezależny (amplitudowo) od wartości przesunięcia fazowego.

Dla telegrafii koherentnej CCW wykorzystującej raster o długości 100 ms równoważna szumowa szerokość pasma wynosi 10 Hz, co daje zysk wynoszący ok. 17 dB w stosunku do szerokości pasma 500 Hz zwykłych filtrów telegraficznych, a ok. 24 dB w stosunku do filtrów fonicznych o szerokości pasma 2,3 kHz. Uwzględnienie innych rodzajów zakłóceń daje w praktyce jeszcze większe różnice. Przedłużenie czasu trwania cyklu powoduje tu dodatkową poprawę stosunku sygnału do szumu kosztem zmniejszenia szybkości transmisji, np. przy szybkości transmisji 1,2 słowa/min uzyskiwana jest różnica ok. 34 dB w stosunku do filtru 2,3 kHz, dla 0,12 słowa/min jest to już ok. 44 dB. Szybkości transmisji w obu wspomnianych przypadkach są bardzo małe, ale osiągany zysk jest dość interesujący. Górna granica zysku zależna jest od właściwości propagacji w wybranym zakresie częstotliwości, a konkretnie od spowodowanej przez jej wahania modulacji fazy. Na dłuższych trasach modulacja fazy może dojść do 2 - 3 Hz (lub więcej w okresach o silnej aktywności geomagnetycznej) i musi być uwzględniona przy wyborze szerokości pasma przenoszenia układu odbiorczego.

Subiektywnie rzecz biorąc zysk osiągany dzięki telegrafii koherentnej jest nieco mniejszy, ponieważ ucho ludzkie wykazuje właściwości selektywne, w związku z czym obiektywnie mierzone stosunki sygnału do szumu lub zakłóceń nie odpowiadają w pełni zrozumiałości sygnału dla operatora. Różnica między oceną obiektywną i subiektywną może przekraczać 6 dB. W praktyce porównania stopy błedów dla emisji CCW i odbioru sygnału CCW jako zwykłej telegrafii CW wykazują różnicę o 50 %, tzn. w warunkach, w których zwykły odbór telegrafii CW zapewnia zrozumiałość 50 % system CCW daje 100 % zrozumiałości, dla 10 % – system CCW daje zrozumiałość ok. 60 %. Oznacza to, że sygnał telegraficzny CW nadawany z mocą 25 W odpowiada pod względem zrozumiałości sygnałowi koherentnemu CCW o mocy 0,1 W, co daje stosunek 24 dB.

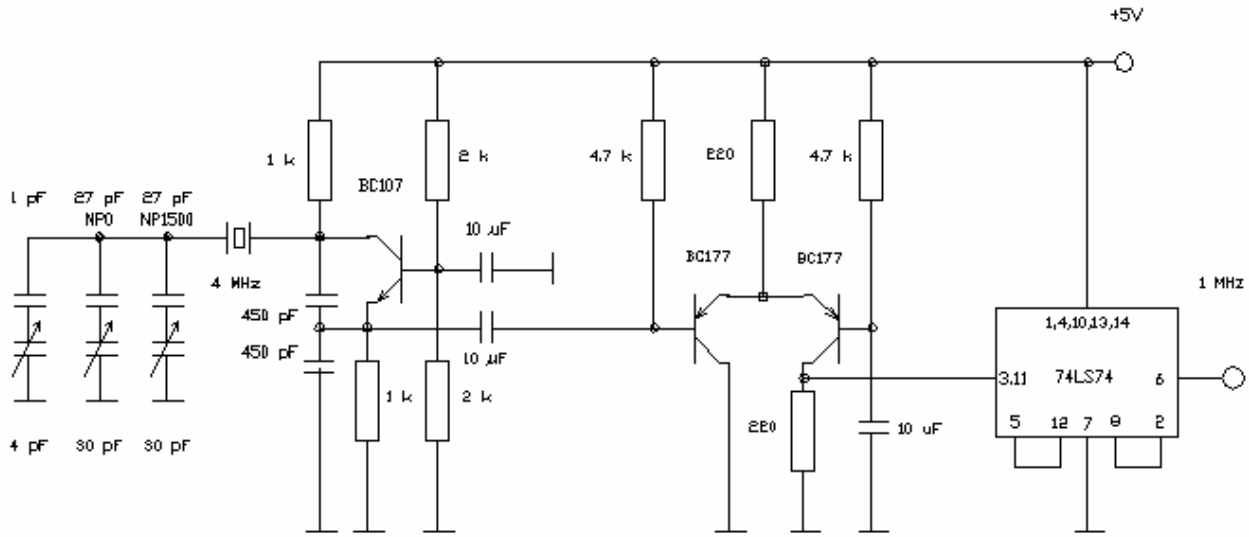
Użycie techniki emisji koherentnych przynosi zysk przede wszystkim na zakłóconych pasmach krótkofalowych. Odnośnie pasm UKF, gdzie wymagana byłaby trudna do

osiągnięcia stabilność częstotliwości, a w przypadku łączności z odbiciem od księżyca i wpływami nieregularności jego ruchu (libracji) objawiającymi się w postaci dodatkowej modulacji fazy brak jest jeszcze dokładniejszych danych doświadczalnych. Interesujące byłoby także sprawdzenie przydatności telgrafii koherentnej w zakresie długofalowym gdzie jak wiadomo stosowane są nadajniki o małej mocy promieniowania (ERP) a sama szerokość pasma wymusza stosowanie systemów b. wąskopasmowych.

12.2. UKŁADY NADAWCZO-ODBIORCZE

12.2.1. GENERATOR PODSTAWY CZASU

Podstawową sprawą w transmisji sygnałów koherentnych jest uzyskanie odpowiednio stabilnej podstawy czasu, tak aby strona odbiorcza mogła spodziewać się zmiany stanu sygnału w ściśle określonych momentach czasu. Dodatkowo częstotliwość nośna stacji nadawczej musi wykazywać stabilność ok. 1 Hz. Warunek ten jest szczególnie trudy do uzyskania w pasmach UKF. Podstawa czasu musi być więc zsynchronizowana z sygnałem częstotliwości wzorcowej. Wymagana jest dokładność ok. 0,72*10^-6. Przykładowe rozwiązanie generatora synchronizującego przedstawiono na rysunku 12.2. W układzie zastosowano kwarc o częstotliwości 4 MHz pracujący w układzie rezonansu równoległego. Po podziale częstotliwości przez 4 na wyjściu uzyskiwany jest sygnał 1 MHz, który podlega podziałowi w dalszych stopniach.



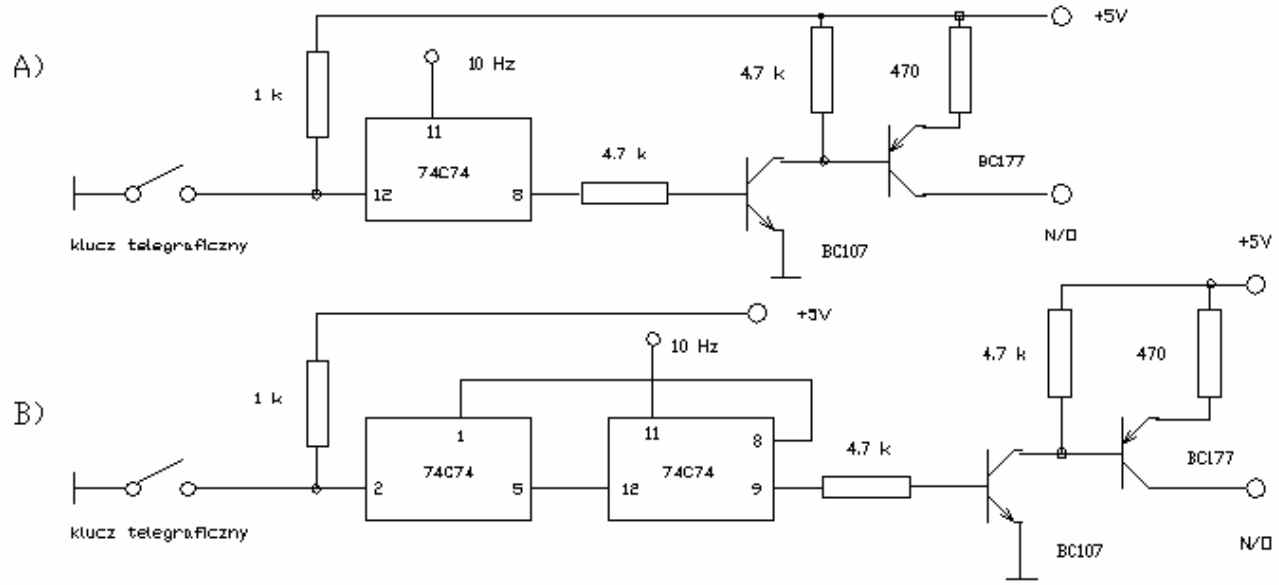
Rys. 2. Generator podstawy czasu

12.2.1.1. SPIS CZĘŚCI

Oporniki: 200, 220, 2 x 1 k, 2 x 2 k, 2 x 4,7 k,
kondensatory: 1 pF, 2 x 27 pF, 2 x 450 pF (mikowe), 3 x 10 uF,
trymery: 4 pF, 2 x 30 pF,
tranzystory: BC107, 2 x BC177,
obwód scalony: 74LS74,
kwarc: 4MHz.

12.2.2. SYNCHRONIZACJA KLUCZA TELEGRAFICZNEGO

Sygnał wyjściowy klucza telegraficznego synchronizowany jest za pomocą układu przerzutników (np. podwójnego przerzutnika 7474 jak to przedstawiono na rysunku 12.3), możliwa jest też synchronizacja za pomocą komputera o dostatecznie dokładnej podstawie czasu. W układzie z rysunku 12.3a zakończenie nadawania po otwarciu klucza następuje w momencie określonym przez sygnał podstawy czasu. Rozwiązanie z rysunku 12.3b zawiera dodatkową pamięć w celu ułatwienia pracy operatorowi. Nadawanie sygnałów koherentnych CCW wymaga od operatora pewnej wprawy, zsynchronizowanie się operatora z podstawą czasu wymaga podsłuchu własnych sygnałów za pomocą generatora akustycznego. W rozwiązaniu z rysunku 12.3a klucz telegraficzny musi pozostać naciśnięty aż do usłyszenia początku znaku. W układzie z rysunku 12.3b zapewniona jest niezależna synchronizacja początku znaku.



Rys. 3. Synchronizacja klucza telegraficznego

12.2.2.1. SPIS CZĘŚCI

Oporniki: 470, 1 k, 2 x 4,7 k,
tranzystory: BC107, BC177,
obwód scalony: 74C74.

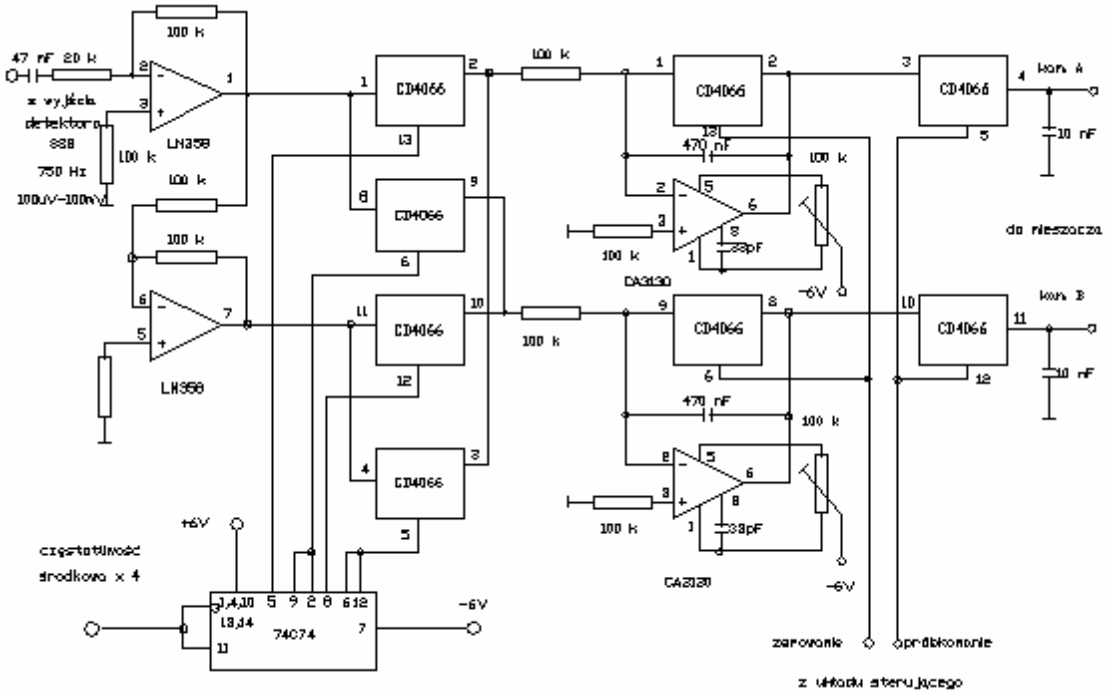
12.2.3. NADAJNIKI TELEGRAFICZNE CCW

Zawężenie pasma odbiorników stawia wysokie wymagania stabilności częstotliwości nośnej. Wymagana stabilność 1 - 2 Hz może być osiągnięta w paśmie 14 MHz za pomocą dobrego generatora kwarcowego, o ile jest on dostatecznie odseparowany od zmian obciążenia wywoływanych kluczowaniem następnych stopni. W wielu rozwiązaniach nadajników krótkofalowych niestabilność wywołana kluczowaniem dochodzi często nawet do 50 Hz. Generator kwarcowy nadajnika musi być bardzo słabo obciążony i oddzielony przez co najmniej dwa stopnie separujące od stopni kluczowanych. Zamiast generatora kwarcowego można też zastosować generator VFO synchronizowany przez generator kwarcowy za pomocą pętli synchronizacji fazowej PLL. Generator ten może być także zastosowany w układzie oscylatora odbiornika z bezpośrednią przemianą częstotliwości. Poza koniecznością zapewnienia podanej powyżej stabilności częstotliwości układy nadajników telegrafii CCW nie różnią się od rozwiązań zwykłych nadajników telegraficznych.

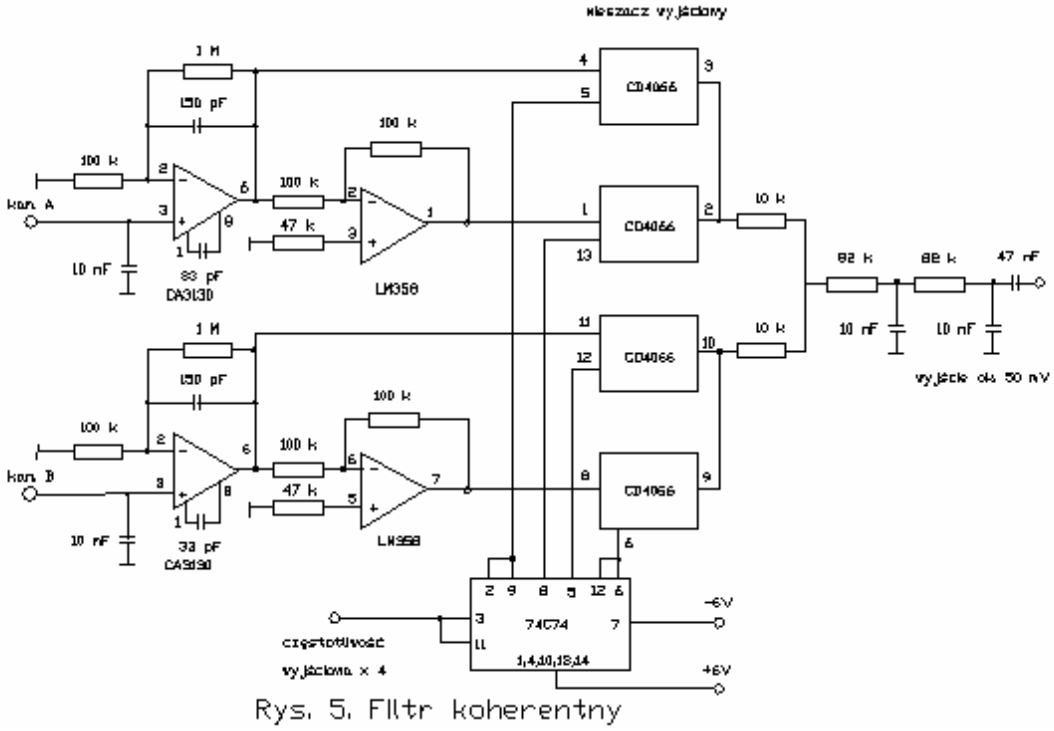
12.2.4. ODBIORNIKI TELEGRAFII CCW

Odbiornik wyposażony w wąskopasmowy filtr CCW musi także wykazywać stabilność częstotliwości ok. 1 Hz w czasie trwania połączenia. Dokładność dostrojenia musi być większa niż szerokość pasma przenoszenia. Np. przy szerokości pasma przenoszenia równej 10 Hz znalezienie sygnału korespondenta wymaga 200-krotnie dłuższego czasu niż w przypadku odbiornika o szerokości pasma równej 2 kHz. Konieczność rozpoznania fazy i podstawy czasu sygnału korespondenta przedłuża czas poszukiwania do ponad 1000-krotnego. W praktyce wymaga to wstępnego ustalenia częstotliwości roboczej i fazy sygnału korespondenta.

Jako odbiornik telegrafii CCW może być zastosowany dowolny układ odbiorczy spełniający podane powyżej wymagania co do stabilności częstotliwości i zapewniający wymaganą dokładność dostrojenia. Na jego wyjściu dołączony jest filtr koherentny, którego dokładny schemat podano na rysunkach 12.4 i 12.5.

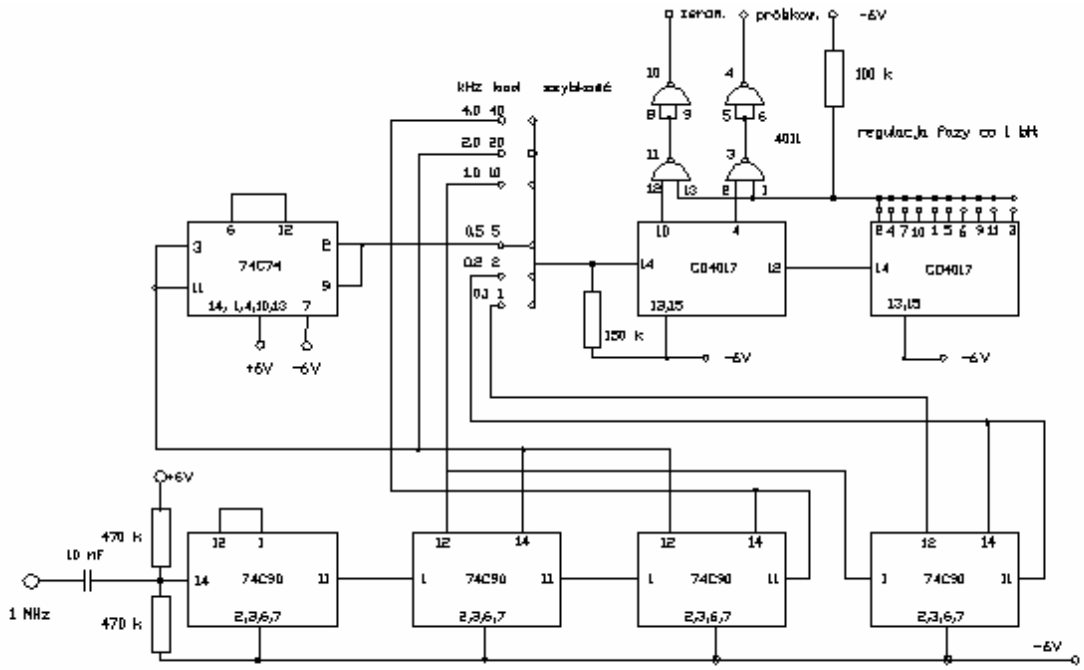


Rys. 4. Filtr koherentny



Rys. 5. Filtr koherentny

Filtr ten odpowiada przedstawionemu na rysunku 12.1 schematowi blokowemu. Układ generujący impulsy sterujące w oparciu o sygnał zegarowy 1 MHz przedstawiono na rysunku 12.6.



Rys. 6. Układ sterujący

Uzyskanie wąskiego pasma przenoszenia odbiornika telegraficznego CCW wymaga podjęcia odpowiednich kroków konstrukcyjnych w torach p.cz. i w.cz., a nie tylko w torze m.cz., ponieważ stopnie wstępne mogą być zatkane przez sygnały zakłócające. Pożądane jest więc użycie odpowiednio wąskopasmowego filtru kwarcowego p.cz. Wszystkie znane telegrafistom problemy, jak dzwonienie filtrów wąskopasmowych, czy wpływ niestabil-

ności termicznej kwarców wystąpują tu silniej niż w przypadku zwykłych filtrów telegraficznych ze względu na mniejszą szerokość pasma. Gotowe filtry o odpowiednich właściwościach są nawet na zachodzie trudno dostępne i drogie, dlatego też krótkofalowcom pozostaje jedynie własna konstrukcja.

12.2.4.1. SPIS CZĘŚCI

Oporniki: 2 x 10 k, 20 k, 2 x 47 k, 2 x 82 k, 16 x 100 k, 150 k, 2 x 470 k, 2 x 1M,
potencjometry: 2 x 100 k,
kondensatory: 4 x 33 pF, 2 x 150 pF, 7 x 10 nF, 2 x 47 nF, 2 x 470 nF,
obwody scalone: 2 x LM358, 2 x CA3130, 3 x CD4066, 3 x 74C74, 4 x 74C90, CD4011, 2 x CD4017.

12.3. PRAKTYKA PRACY

Odbiór słabych i zakłóconych sygnałów telegraficznych CCW różni się od odbioru zwykłych sygnałow telegraficznych CW. W tym drugim przypadku poniżej pewnego progu zrozumiałości otrzymywany jest sygnał losowy nie zawierający żadnej informacji. W przypadku sygnału koherentnego CCW odbierany jest ciąg kropek zsynchronizowanych z podstawą czasu. Znalezienie sygnału korespondenta wymaga użycia w początkowej fazie filtru o większej szerokości pasma. Dla umożliwienia zsynchronizowania się korespondentów korzystne jest nadawanie na początek serii kropek przez ok. 10 do 15 sek.

Emisje koherentne odkrywają przed użytkownikiem wiele interesujących nowych możliwości. Przyjęcie skali częstotliwości odpowiadającej wielokrotności częstotliwości 10 Hz daje np. liczbę 20000 kanałów w paśmie o szerokości 200 kHz. Ustalenie skali czasu o rozdzielczości 0,1 sek pozwala, po uwzględnieniu czasów propagacji, na wybór stacji położonej w pożądanej odległości za pomocą zmian fazy podstawy czasu. Procedura ta może być oczywiście zautomatyzowana komputerowo, dzięki czemu możliwy byłby wygodny wybór rejonów położenia korespondentów.

Wzrost efektywności połączeń o ponad 20 dB pozwala na skompensowanie niekorzystnych warunków antenowych i małych mocy stacji nadawczych. W dużym przybliżeniu techniki koherentne dają zysk, w stosunku do zwykłej telegrafii, porównywalny z zyskiem emisji SSB w stosunku do emisji AM.

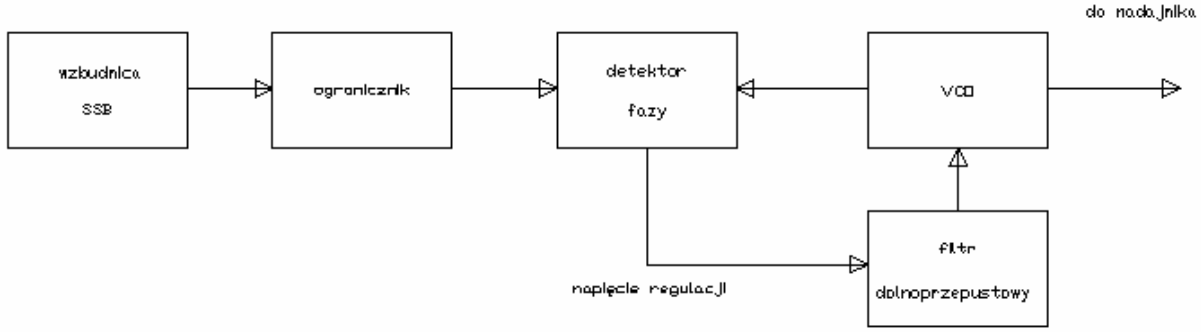
13. MODULACJA JEDNOWSTĘGOWA O STAŁEJ AMPLITUDZIE

Sygnały w.cz o stałej amplitudzie, np. sygnały zmodulowane częstotliwościowo – FM czy FSK powodują naogół mniej zakłóceń radiowo-telewizyjnych, ponieważ odpada tu pasożytnicza detekcja amplitudy na elementach nieliniowych zawartych w tych urządzeniach. Ze względu na rozpowszechnienie emisji SSB w amatorskich łącznościach krótkofalowych, a także częściowo w łącznościach na pasmach UKF interesującym systemem jest modulacja SSB o stałej amplitudzie. Następną jego zaletą jest lepsze wykorzystanie końcowych stopni nadajnika, które mogą pracować w klasie C podobnie jak w nadajnikach FM. Sygnały jednowstęgowe o stałej amplitudzie mogą być także poddane dalszej obróbce, jak podziałowi lub powielaniu częstotliwości a po demodulacji otrzymywany jest sygnał akustyczny o stałej amplitudzie.

Rozdział poświęcony otrzymywaniu i wykorzystaniu sygnałów jednowstęgowych o stałej amplitudzie adresowany jest do czytelników zainteresowanych eksperymentami układowymi i wyjściem poza klasyczny zestaw rodzajów modulacji stosowanych obecnie w łącznościach amatorskich. Niemniej jednak i pozostali czytelnicy mogą skorzystać na zapoznaniu się przynajmniej z zasadą działania i zaletami tego typu urządzeń. Należy zaznaczyć w tym miejscu, że podobne rezultaty można osiągnąć stosując cyfrową obróbkę sygnałów.

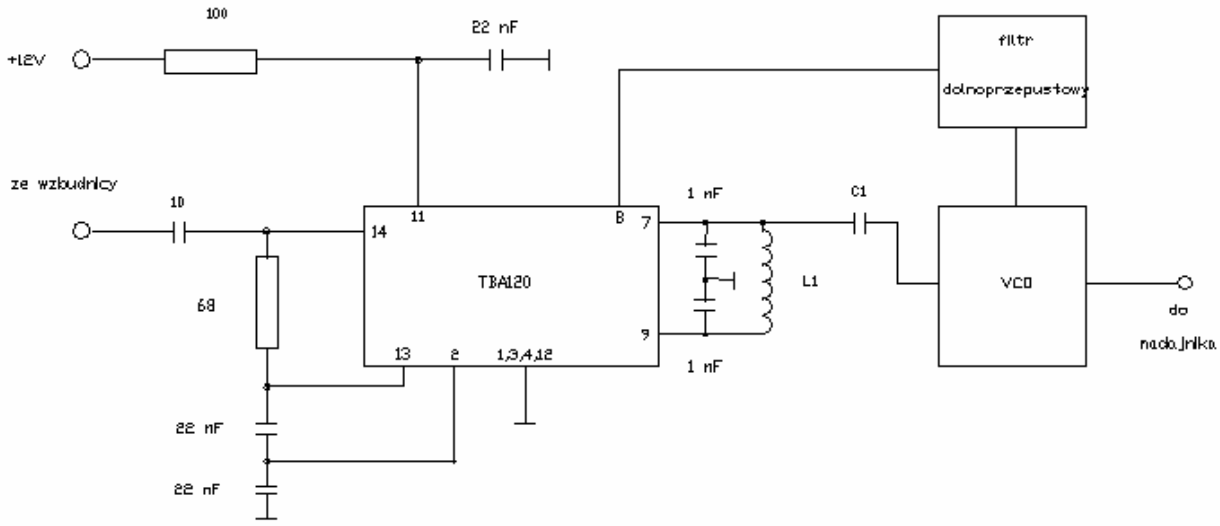
13.1. UKŁADY Z PĘTLĄ SYNCHRONIZACJI FAZY

Istnieje kilka metod otrzymywania sygnału SSB o stałej amplitudzie. Jedną z nich jest włączenie układu pętli synchronizacji fazowej na wyjście wzbudnicy jednowstęgowej. Sygnał wyjściowy synchronizujący pętlę fazową musi być tak silnie ograniczony, żeby mógł zapewnić synchronizację nawet w przerwach modulacji (w tych momentach nadawana jest oczywiście fala nośna). Jako ogranicznik może być zastosowany dowolny układ obcinający poziom sygnału. W najprostszym przypadku może to być ogranicznik diodowy. Po ograniczeniu amplitudy widmo sygnału ulega znacznemu poszerzeniu tak, że konieczna jest jego dodatkowa filtracja dla uzyskania sygnału o pierwotnej szerokości pasma. Teoretycznie możliwe byłoby tu użycie drugiego filtru kwarcowego, analogicznego do zastosowanego we wzbudnicy, jego sygnał wyjściowy charakteryzowałby się jednak znowu pewną niewielką modulacją amplitudy. W przedstawionym rozwiązaniu filtracja dokonywana jest w układzie pętli synchronizacji fazy (rysunek 13.1).



Rys. 1. Układ z pętlą synchronizacji fazy

Synchronizowany generator VCO dostarcza sygnału wyjściowego o stałej amplitudzie i szerokości widma określonej charakterystyką dolnoprzepustowego filtru pętli. Jako detektora fazy i ogranicznika amplitudy można użyć popularnego obwodu scalonego TBA120 (rysunek 13.2). Próg działania ogranicznika leży w zakresie napięć wejściowych ok. 200 uV. Dla napięć wejściowych ok. 5 mV tłumienie modulacji amplitudy wynosi 40 dB. Wejście układu może być więc połączone bezpośrednio z wyjściem filtru wzbudnicy. Cewka L1 wraz z kondensatorami 1 nF znajduje się w rezonansie dla częstotliwości pracy ganeratora. Kondensator sprzęgający C1 należy dobrać tak, aby napięcie na obwodzie rezonansowym leżało w zakresie między 200 mV i 400 mV (wartość międzyszczytowa). Rozwiązanie takie pracuje prawidłowo w zakresie od 3 do 12 MHz, a więc może być użyte do współpracy z większością spotykanych wzbudnic SSB.

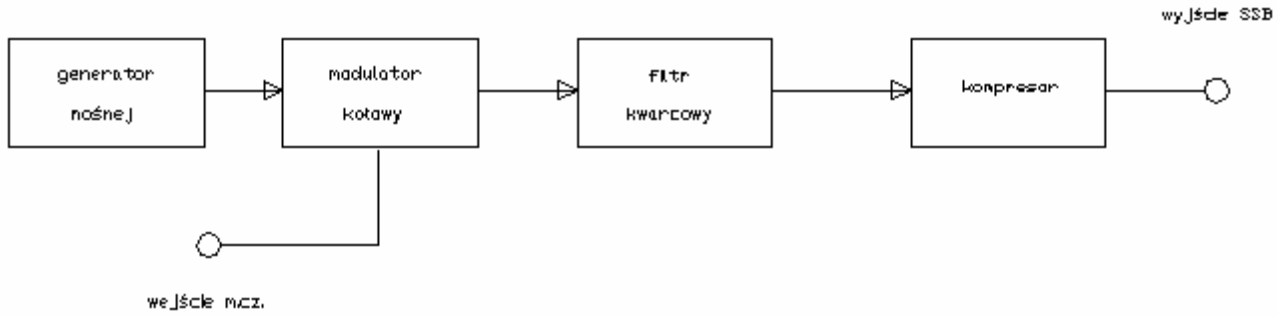


Rys. 2. Układ z obwodem TBA120

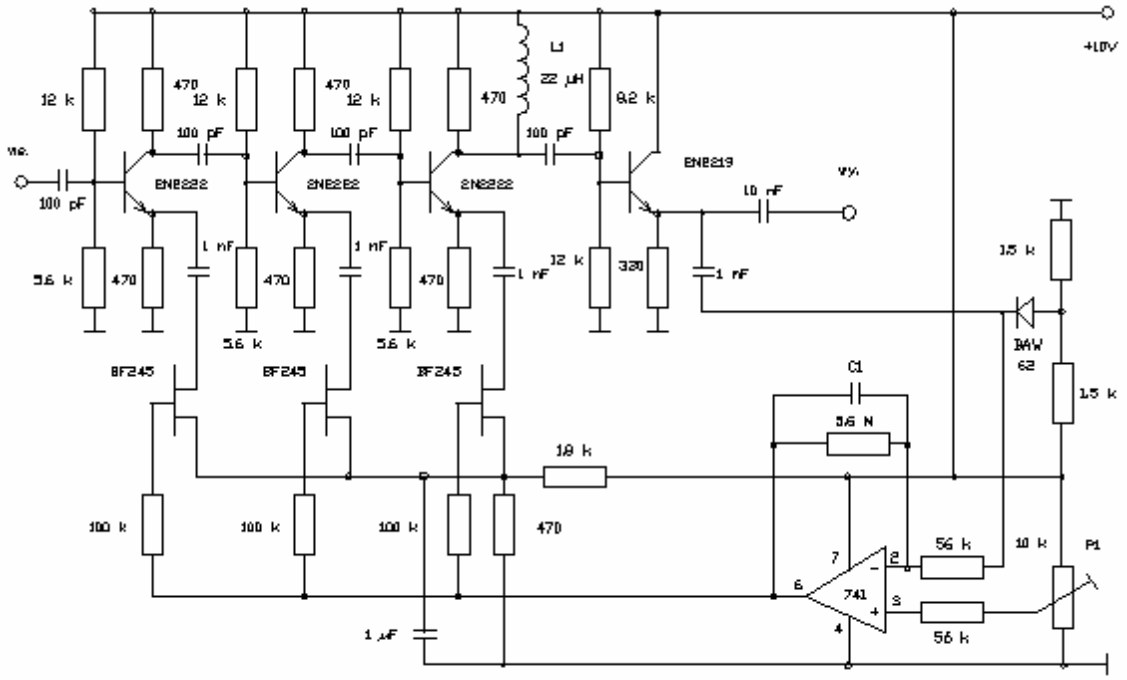
Przy napięciu zasilania 12 V obwód scalony dostarcza napięcia regulującego w zakresie od 3 V do 9 V. Napięcie to doprowadzane jest przez filtr dolnoprzepustowy do diody waraktorowej w generatorze. Filtracja za pomocą pętli synchronizacji fazowej daje jednak sygnał o nieco poszerzonym widmie w stosunku do widma sygnału oryginalnego. Przyczyną są tu nieciągłości fazy ograniczonego sygnału synchronizującego.

13.2. UKŁAD Z ZASTOSOWANIEM KOMPRESORA W.CZ.

Wady tej nie ma rozwiązanie przedstawione blokowo na rysunku 13.3. W układzie tym na wyjściu wzbudnicy właczony jest szybki kompresor amplitudy w.cz. Stała czasu kompresora powinna wynosić ok. 100 us a zakres dynamiki – co najmniej 40 dB. Pomimo, że stopień wytłumienia nośnej przekracza 40 dB jest to wartość wystarczająca w praktyce. Szczegółowy schemat kompresora przedstawiono na rysunku 13.4. Do regulacji wzmocnienia użyto w nim tranzystorów polowych pracujących jako zmienne oporniki w obwodach emiterów wzmacniacza. Napięcie regulujące pobierane jest z wyjścia wzmacniacza operacyjnego. Stała czasu układu regulacji dobierana jest za pomocą kondensatora C1 i równoległego opornika 5,6 M, a wzmocnienie jest równe 100. Pojemność kondensatora C1 powinna leżeć w granicach od 10 pF do 100 pF. Poziom sygnału wyjściowego regulowany jest potencjometrem P1. Napięcie wyjściowe przyjmuje wartość ok. 4 V w zakresie napięć wejściowych pomiędzy 10 mV i 1 V (podane są wartości międzyszczytowe). Kompresor pracuje w szerokim zakresie częstotliwości dochodzącym nawet do 10 MHz. Cewka L1 wraz z pojemnościami układu tworzy obwód rezonansowy dla częstotliwości 8 MHz, dzięki czemu kompensowany jest spadek charakterystyki przenoszenia.



Rys. 3. Układ z kompresorem w.cz.



Rys. 4. Kompresor w.cz.

Sygnał wyjściowy komparatora chrakteryzuje się nieznacznymi zmianami amplitudy. Nie powodują one przeważnie, wspomnianych na wstępie, zakłóceń, jeśli jednak pożądana jest większa stałość amplitudy (np. jeżeli sygnał ma być poddany podziałowi częstotliwości lub powielaniu) pozostaje jedynie filtracja za pomocą pętli synchronizacji fazowej.

13.2.1. SPIS CZĘŚCI

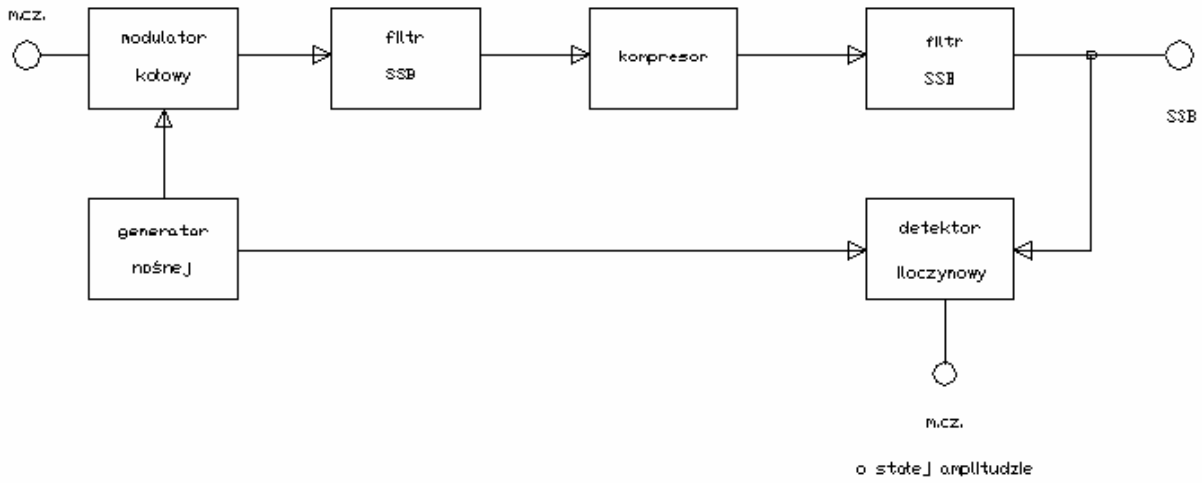
Oporniki: 330, 7 x 470, 2 x 1,5 k, 1,8 k, 3 x 5,6 k, 8,2 k, 4 x 12 k, 2 x 56 k, 3 x 100 k, 5,6 M, potencjometr: 10 k,
kondensatory: 4 x 100 pF, 10 - 100 pF (C1), 4 x 1 nF, 10 nF, 2 x 1 uF,
cewka: 22 uH,
tranzystory: 3 x 2N2222, 2N2219, 3 x BF245,
dioda: BAW62,
obwód scalony: LM741.

13.3. ZASTOSOWANIA

13.3.1. UZYSKIWANIE SYGNAŁU AKUSTYCZNEGO O STAŁEJ AMPLITUDZIE

Niezależnie od sposobu otrzymywania sygnał jednowstęgowy o stałej amplitudzie charakteryzuje się wyższym poziomem sygnału mowy w stosunku do średniego poziomu zwykłego sygnału SSB. Dzięki temu wzrasta efektywne wykorzystanie nadajnika i skuteczność prowadzonej łączności.

Uzyskany w jednym z przedstawionych układów sygnał SSB o stałej amplitudzie daje po demodulacji w detektorze iloczynowym (rysunek 13.5) sygnał m.cz. o stałej amplitudzie i mniejszej zawartości zniekształceń harmonicznych i intermodulacyjnych aniżeli w przypadku zastosowania zwykłego kompresora m.cz. Sygnał ten może być użyty do wymodulowania każdego innego nadajnika (AM lub FM) bez konieczności przeprowadzania jakichkolwiek przeróbek wewnątrz. Dla uzyskania możliwie czystego sygnału wyjściowego korzystene jest ograniczenie pasma sygnału modulującego lub nawet użycie wzmacniacza mikrofonowego z automatyczną regulacją wzmocnienia dla uniknięcia przesterowania modulatora zrównoważonego.

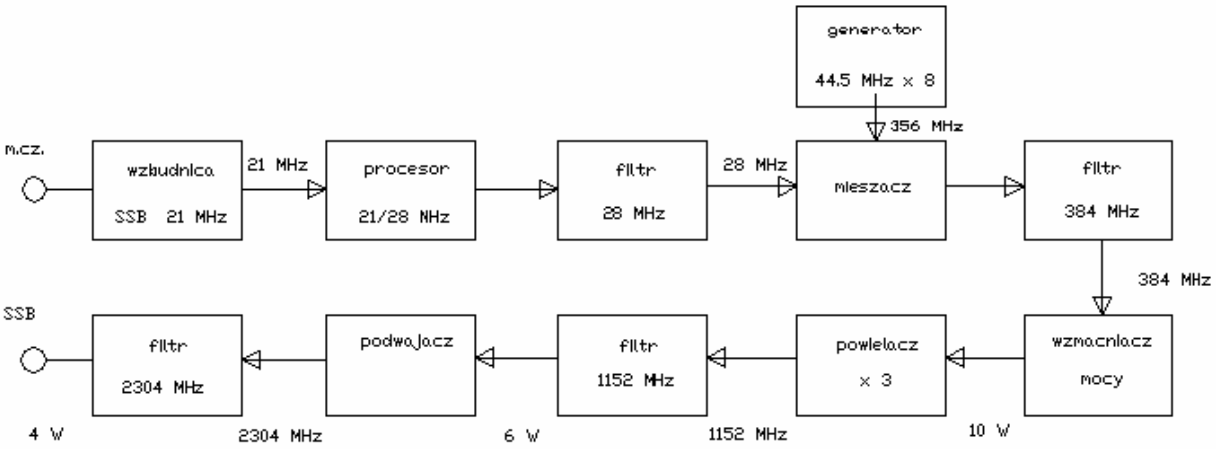


Rys. 5. Otrzymywanie sygnału m.cz. o stałej amplitudzie

Prace naukowe wykazały, że teoretycznie można ograniczyć pasmo mowy w stosunku nawet do 600:1 bez istotnego obniżenia zawartości informacji. Zawężenie pasma osiągane jest przez doprowadzenie sygnału akustycznego o stałej amplitudzie do dzielnika częstotliwości. Po stronie odbiorczej sygnał ten poddawany byłby powieleniu i detekcji jednowstęgowej. Osiągalne w praktyce stopnie zawężenia pasma byłyby z pewnością mniejsze. Interesujące byłoby praktyczne zbadanie właściwości takiego toru.

13.3.2. EKSPERYMENTALNY NADAJNIK NA PASMO 13 CM

W nadajniku tym zastosowano powielanie częstotliwości sygnału jednowstęgowego o stałej amplitudzie. Sygnał jednowstęgowy uzyskany z dowolnego nadajnika krótkofalowego lub wzbudnicy zostaje w procesorze sygnału rozdzielony na dwa tory. W pierwszym z nich, po ograniczeniu amplitudy za pomocą ogranicznika diodowego i wzmocnieniu do poziomu TTL zostaje on poddany podziałowi częstotliwości przez 6. W torze drugim sygnał jednowstęgowy poddany zostaje detekcji amplitudy w detektorze diodowym, a uzyskany sygnał obwiedni moduluje następnie sygnał wyjściowy dzielnika częstotliwości. Uzyskany w ten sposób sygnał jednowstęgowy o częstotliwości ok. 3,5 MHz charakteryzuje się dewiacją fazy równą 1/6 dewiacji początkowej i po zmieszaniu z sygnałem pomocniczego generatora leży w zakresie 28 MHz. Po dalszym zmieszaniu i sześciokrotnym powieleniu otrzymywany jest sygnał leżący w paśmie 13 cm. Schemat blokowy nadajnika przedstawiono na rysunku 13.6. Zaletą tego rozwiązania jest możliwość użycia wzmacniacza mocy pracującego na niższej częstotliwości (a dzięki temu wykorzystującego tańsze i łatwiej dostępne elementy) i powielaczy waraktorowych. Schemat ten ilustruje zasadę powielania częstotliwości sygnału jednowstęgowego. Należy tu zwrócić uwagę na fakt, że podzielony sygnał jednowstęgowy jest zrozumiały dopiero po jego powieleniu.

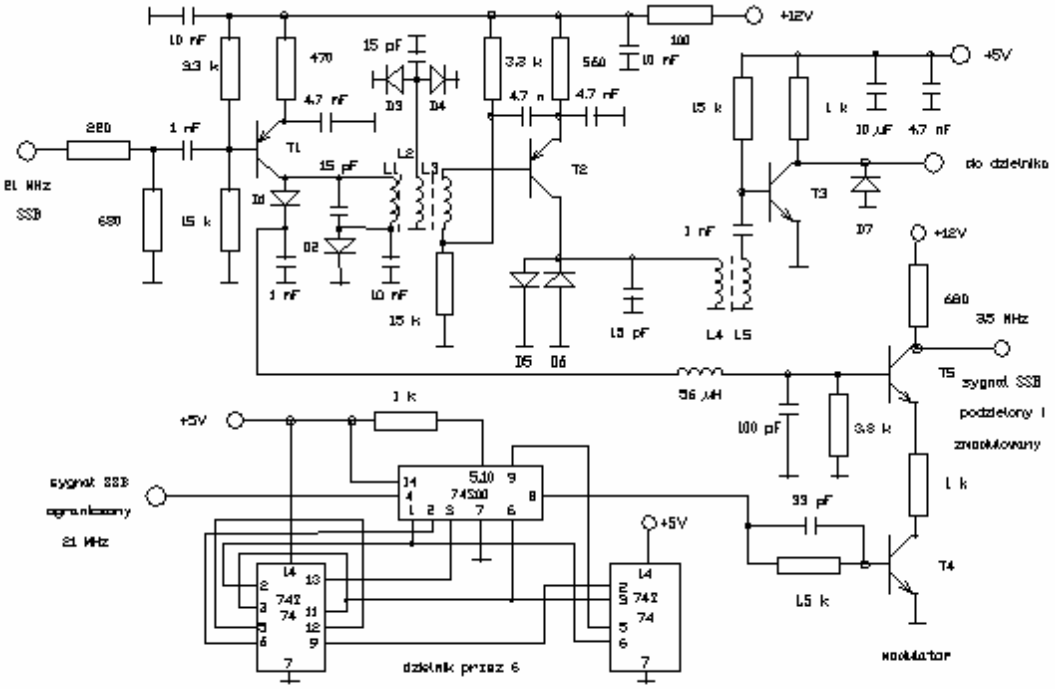


Rys. 6. Eksperymentalny nadajnik na pasmo 13 cm

Nadajnik ten po wprowadzeniu niewielkich zmian może być dostosowany do pracy w paśmie 23 cm. Stosunek podziału częstotliwości powinien wynosić trzy zamiast sześciu. Otrzymany po podziale sygnał o częstotliwości leżącej w zakresie 7,0 - 7,166 MHz mieszany jest z sygnałem o częstotliwości 35,166 MHz pochodzącym z generatora kwarcowego w celu otrzymania sygnału leżącego w zakresie 28,0 - 28,166 MHz. W dalszej części nadajnika sygnał ten jest mieszany z sygnałem o częstotliwości 404 MHz. Otrzymany sygnał znajdujący w paśmie 432 - 434 MHz jest następnie wzmacniany i potrajany za pomocą potrajacza waraktorowego.

Szczegółowy schemat najważniejszej części nadajnika – procesora sygnału SSB przedstawia rysunek 13.7. Sygnał wejściowy SSB o napięciu ok. 100 mV i częstotliwości leżącej w zakresie 21,0 - 21,5 MHz jest wzmacniany za pomocą tranzystora T1 do napięcia 5 V. Obwiednia sygnału zostaje wydzielona w układzie detektora diodowego (dioda D2) i doprowadzona do modulatora (tranzystor T5). Po ograniczeniu za pomocą diod D5 i D6

i wzmocnieniu za pomocą tranzystora T3 sygnał jednowstęgowy poddany jest dzieleniu przez 6 za pomocą dzielników TTL. Po powtórnej modulacji amplitudy (tranzystory T4 i T5) i zmieszaniu z sygnałem 31,5 MHz otrzymywany jest sygnał wyjściowy o częstotliwości ok. 28 MHz. Dioda D1 dostarcza napięcia polaryzacji bazy dla tranzystora T5.



Rys. 7a. Procesor sygnału jednowstęgowego

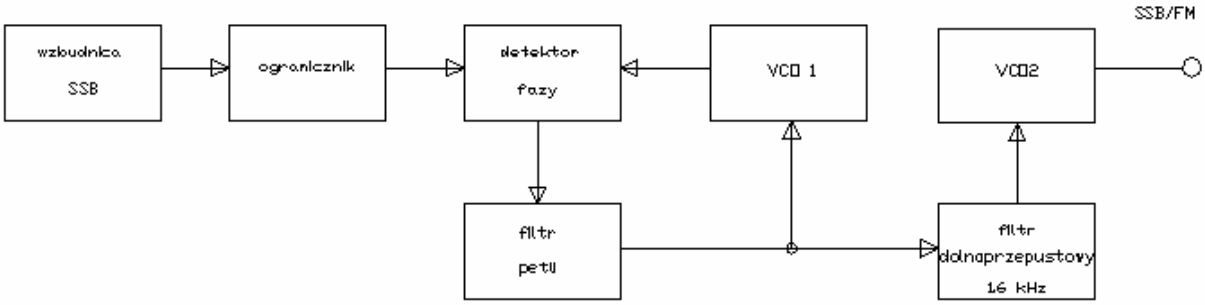
13.3.2.1. SPIS CZĘŚCI

Oporniki: 2 x 100, 150, 2 x 220, 2 x 470, 560, 4 x 680, 4 x 1 k, 1,5 k, 3 x 3,3 k, 4,7 k, 7 x 15 k, 47 k, 2 x 100 k,
kondensatory: 3,3 pF, 6,8 pF, 10 pF, 5 x 15 pF, 4 x 33 pF, 3 x 47 pF, 68 pF, 100 pF, 330 pF, 680 pF, 5 x 1 nF, 7 x 4,7 nF, 4 x 10 nF, 2 x 22 nF, 10 uF,
diody: 6 x 1N4148, AA112,
tranzystory: 3 x AF106 (AF127) lub inne germanowe PNP, 3 x 2N706 lub inne krzemowe NPN, BF173 (BF224, BF199), BF245 (MPF102), MPF121 (MOSFET, 40673, 40841 lub podobny),
obwody scalone: 2 x 74S74, 74S00, 78L05,
kwarc: 31,583 MHz,
cewki: na karkasie 6 mm z rdzeniem, drut 0.4 mm Cuem, L1 – 20 zw., L2 – 22 zw. odstęp środków 15 mm, L3 – 4 zw. na L2, L4 – 22 zw., L5 4 zw. na L4, L6 – 15 zw., L7, L8 – po 22 zw. odstęp środków 12 mm, L9 – 22 zw., L10 – 3 zw. na L 9.

13.3.3. NADAJNIK JEDNOWSTĘGOWY Z MODULACJĄ FM

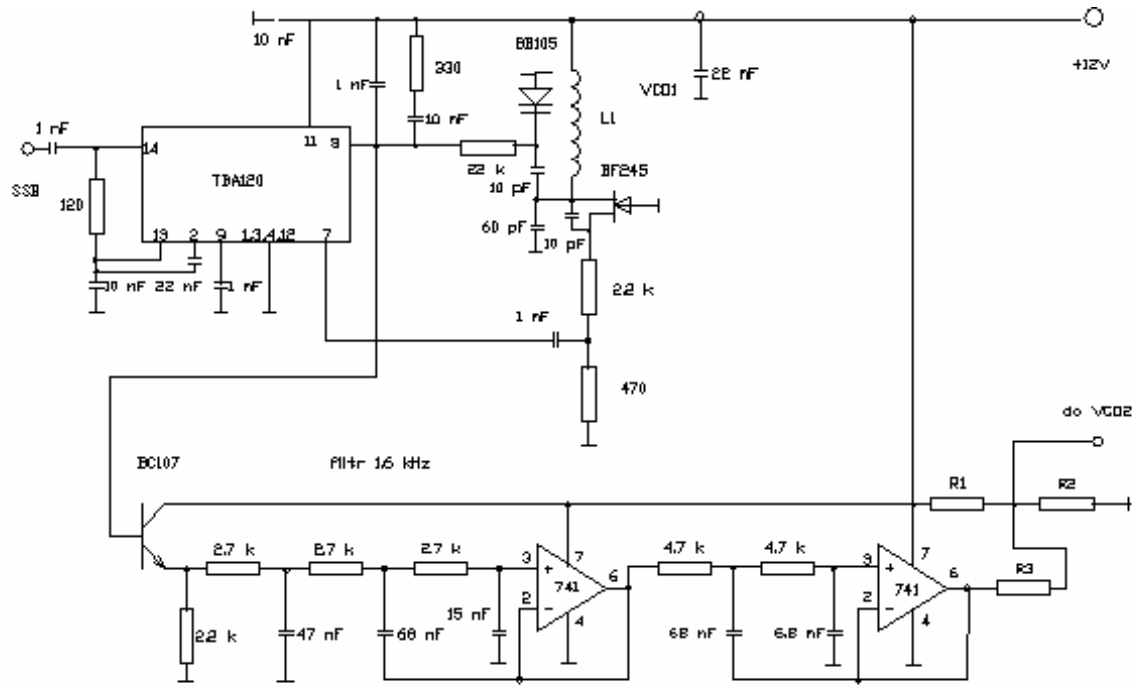
Jak wspomniano w opisie systemu SSB z pętlą synchronizacji fazy, widmo otrzymanego w ten sposób sygnału jest szersze od widma oryginalnego, a przyczyną jego poszerzenia są nieciągłości fazy ograniczonego sygnału sterującego detektor fazy. Jedną z możliwości zaradzenia temu zjawisku byłoby ograniczenie pasma przenoszenia pętli, co w krańcowym przypadku mogłoby spowodować trudności w synchronizacji pętli. Inną

możliwością jest wprowadzenie do układu (rysunek 13.8) filtru na zewnątrz pętli i modulacja częstotliwości drugiego generatora za pomocą tak odfiltrowanego sygnału. Dewiacja częstotliwości tego dodatkowego generatora musi być identyczna z dewiacją generatora w pętli dla zapewnienia zrozumiałości sygnału. Jeżeli tak otrzymany sygnał ma być następnie powielany częstotliwościowo, dewiacja powinna być zmniejszona w stosunku odpowiadającym stopniowi powielania. Częstotliwość pracy dodatkowego generatora nie musi być równa częstotliwości pracy generatora synchronizowanego w pętli. Np. pętla synchronizacji fazy może pracować na częstotliwości wyjściowej wzbudnicy wynoszącej 9 MHz, a generator dodatkowy stanowić część nadajnika na pasmo 144 MHz i pracować na częstotliwości 24 MHz. W tym przykładzie jego dewiacja musiałaby być równa 1/6 dewiacji generatora w pętli ze względu na sześciokrotne powielanie częstotliwości w nadajniku FM/SSB.



Rys. 8. Nadajnik SSB/FM

Szczegółowy schemat układu przedstawiono na rysunku 13.9. Zastosowano w nim, podobnie jak w pierwszym z przykładów, ogranicznik i detektor fazy pracujący na obwodzie TBA120. Należy tu zwrócić szczególną uwagę na stabilność częstotliwości generatora w pętli. Zmiany jego częstotliwości pracy powodują (poprzez zmiany napięcia regulacji) niestabilność częstotliwości sygnału wyjściowego nadajnika.



Rys. 9. Pętla synchronizacji fazy nadajnika FM/SSB

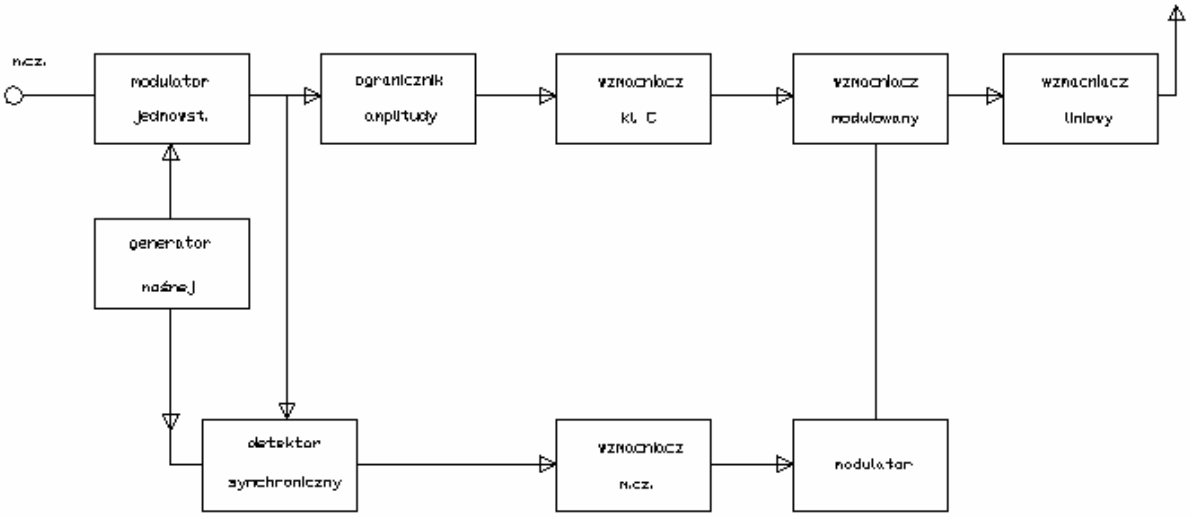
13.3.3.1. SPIS CZĘŚCI

Oporniki: 120, 330, 470, 2 x 2,2 k, 3 x 2,7 k, 2 x 4,7 k,
dzielniki na wyjściu filtru muszą być dobrane w zależności od pożądanej wartości dewiacji,
kondensatory: 2 x 10 pF, 60 pF, 3 x 1 nF, 6,8 nF, 3 x 10 nF, 15 nF, 2 x 22 nF, 47 nF, 2 x 68 nF,
tranzystory: BF245, BC107,
dioda waraktorowa: BB105,
obwody scalone: TBA120, 2 x LM741.

13.3.4. KOMPATYBILNA MODULACJA JEDNOWSTĘGOWA – CSSB

W punkcie 3.2 przedstawiono eksperymentalny układ nadajnika, w którym sygnał jednowstęgowy jest ponownie modulowany oryginalnym sygnałem obwiedni uzyskanym w detektorze diodowym (podział częstotliwości sygnału jest dla dalszych rozważań nieistotny). Tą samą zasadę można zastosować w celu otrzymania kompatybilnego sygnału jednowstęgowego, tzn. sygnału jednowstęgowego, którego odbiór możliwy jest również za pomocą zwykłego detektora obwiedni. Schemat blokowy przedstawiony na rysunku 13.10 podobny jest zasadniczo do schematu blokowego procesora SSB z punktu 3.2, z tą tylko różnicą, że sygnał jednowstęgowy o stałej amplitudzie modulowany jest oryginalnym sygnałem m.cz., a nie obwiednią SBB. Ten oryginalny sygnał modulujący uzyskiwany jest z sygnału jednowstęgowego za pomocą detektora synchronicznego, a nie detektora obwiedni jak w poprzednim przypadku. Zasada rozdziału sygnału SSB na dwa tory, ograniczania amplitudy i powtórnej modulacji pozostaje ta sama. Oczywiście zbędny jest tu podział częstotliwości sygnału, ponieważ w torze nadajnika nie występują powielacze. Przedstawiona tu metoda otrzymywania kompatybilnego sygnału SSB nie jest jedyną, warto jednak zapoznać się z nią dokładniej w związku z perspektywami rozpowszech-

nienia się kompatybilnej modulacji jednowstęgowej w radiofonii krótkofalowej.



Rys. 10. Nadajnik CSSB

14. AMATORSKI SYSTEM PRZYWOŁAWCZY WG. STANDARDU POCSAG

14.1. STANDARD POCSAG

W porównaniu z dawniejszymi systemami przywoławczymi sprzed lat kilkunastu i więcej obecne systemy przywoławcze oferują znacznie większy komfort. O ile uprzednio usługa ograniczała się do nadania drogą radiową komunikatu powodującego włączenie sygnału dźwiękowego u abonenta a jego znaczenie musiało być wcześniej uzgodnione, o tyle obecne systemy oferują możliwość przekazania krótszych lub dłuższych komunikatów tekstowych, które mogą być zapamiętane i wyświetlane w dogodnym czasie. Wiadomości transmitowane są w postaci cyfrowej, a więc w sposób dobrze znany z lektury poprzednich rozdziałów.

Transmisja komunikatów cyfrowych wymagała opracowania odpowiednich standardów definiujących m.in. formaty danych, szybkości transmisji, rodzaje modulacji itp. Jednym z nowszych standardów jest standard POCSAG, w poprzednio instalowanych sieciach stosowany był m.in. standard GOLAY opracowany przez firmę "Motorola". Oznaczenie POCSAG jest skrótem od pełnej nazwy "Post Office Code Standard Advisory Group" – nazwy instytucji, która opracowała ten najbardziej obecnie rozpowszechniony standard. Zdefiniowana została norma dla trzech odmian urządzeń przywoławczych:

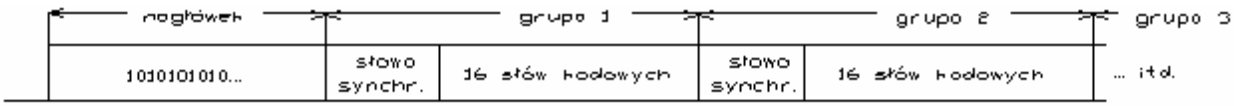
- urządzeń generujących różne sygnały akustyczne w zależności od treści wiadomości.
- urządzeń wyświetlających informacje w postaci liczb (o długości do 20 cyfr). Wiadomości te mogą zawierać umówione kody lub numery telefonów, pod które należy zadzwonić.
- urządzeń zawierających wskaźniki alfanumeryczne i mogących wyświetlać wiadomości o długości do 240 znaków.

Większość obecnych systemów profesjonalnych oferuje usługi należące do wszystkich trzech grup. Systemy odbiorcze (a więc i dopuszczalny rodzaj usługi) rozróżniane są na podstawie dwóch najniższych bitów (bitów 11-12 – patrz: struktura komunikatu) zawartych w adresie abonenta. Przyporządkowanie kombinacji bitów do klasy usługi nie jest narazie znormalizowane – poszczególni dostawcy usług stosują własne kombinacje.

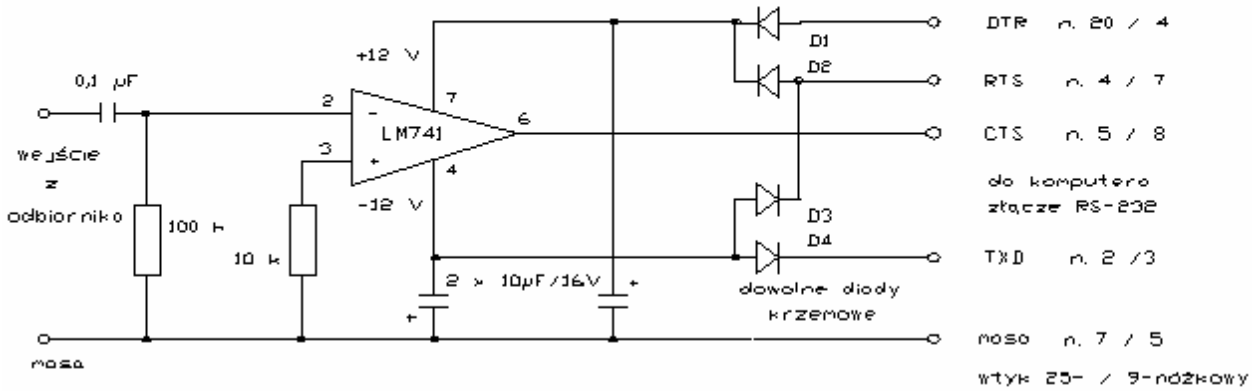
System POCSAG charakteryzuje się następującymi parametrami:
- kodowaniem dwójkowym NRZ (ang. non return to zero),
- modulacją FSK; dane w formacie POCSAG transmitowane są w odróżnieniu od standardu G3RUH bez przeplatania bitów, tak że w przypadku wystąpienia dłuższych ciągów bitów o jednakowej polaryzacji najniższe składowe transmitowanego sygnału leżą w zakresie 20-50 Hz;
- dewiacją +/- 4 kHz, gdzie dewiacja dodatnia oznacza zero logiczne a ujemna – jedynkę logiczną,
- szybkością transmisji 512, 1200 lub 2400 bit/s; najczęściej stosowana jest szybkość 1200 bit/s;
- odstępem kanałów 20 kHz.

14.2. STRUKTURA KOMUNIKATU

Format (struktura) bloku danych przedstawiony jest na rys. 14.1. Blok składa się z nagłówka o długości 576 bitów na przemian o stanach zero i jeden oraz pewnej liczby grup danych. Grupy te zawierają słowo synchronizujące o długości 32 bitów (o wartości szesnastkowej 0x7CD215D8) i 8 ramek o długości po 64 bity (czyli po dwa słowa kodowe) każda lub inaczej mówiąc 16 słów kodowych o długości 32 bitów. Słowa kodowe mogą zawierać adresy lub dane (treść wiadomości). Oprócz tego mogą być nadawane słowa puste (jałowe). Dla odróżnienia adresów od treści informacji w słowach adresowych najstarszy bit (bit 31) ma zawsze wartość logiczną zero natomiast w słowach informacyjnych – wartość jeden. Kolejnych 18 bitów (13-30) słowa adresowego zawiera właściwy adres a bity 11-12 sygnalizują jeden z przedstawionych powyżej rodzajów usługi. Bity 11-30 słów informacyjnych zawierają kolejny fragment treści wiadomości. Każde ze słów zawiera 10-bitową sumę kontrolną CRC służącą do korekcji błędnie odebranych danych – są to bity 1-10. Suma obliczana w oparciu o wielomian x^10 + x^9+ x^8 + x^6 + x^5 + x^3 + 1 charakteryzuje się odstępem Hamminga równym 6 bitów i pozwala na skorygowanie do dwóch błędnie odebranych bitów. Jak pamiętamy podobny sposób korekcji występuje w systemie PACTOR-II. Najniższy bit (0) jest zawsze bitem parzystości. Słowa jałowe stanowią wypełniacz dodawany na zakończenie wiadomości w celu zachowania stałej struktury bloku i zawierają kombinację bitów o wartości szesnastkowej 0x7A89C197 (w nowszych wersjach może być ona trochę inna). Pole informacyjne (bity 11-30) zawiera w zależności od rodzaju usługi informacje kodowane w postaci BCD (5 cyfr BCD) lub ASCII (trzy 7-bitowe znaki ASCII – ostatni 21 bit przenoszony jest do następnego słowa). Kompletny opis standardu POCSAG zawarty jest w zaleceniu CCIR nr. R-854-1 oraz w poz. [K3].



Rys. 1. Format wiadomości POCSAG



Rys. 2. Konwerter odbiorczy

14.3. AMATORSKIE SYSTEMY PRZYWOŁAWCZE

W profesjonalnych systemach przywoławczych stosowane są częstotliwości leżące w zakresie 448-467 MHz. W amatorskich eksperymentach z systemami przywoławczymi przyjęto częstotliwość 439,9875 MHz, a więc 12,5 kHz poniżej górnej granicy pasma 70 cm. Ogólnie rzecz biorąc może to być dowolna częstotliwość zgodna z planem przydziału częstotliwości dla amatorskich emisji cyfrowych. Pasmo 70 cm jest szczególnie korzystne do eksperymentów ze względu na możliwość adaptacji – przestrojenia – profesjonalnych urządzeń odbiorczych.

Nic nie stoi jednak na przeszkodzie, żeby w technice amatorskiej nie skorzystać z dostosowanych urządzeń pracujących w dowolnym paśmie UKF. Przeróbki sprzętu są zasadniczo identyczne z przeróbkami wymaganymi dla transmisji pakiet radio z szybkością 9600 bit/s i sprowadzają się do wyprowadzenia sygnału z dyskryminatora FM i doprowadzenia sygnału nadawanego do diody waraktorowej generatora VCO. Wiele nowszych radiostacji amatorskich jest już wyposażonych w wtyk przeznaczony do podłączenia TNC i lepiej lub gorzej dostosowanych do pracy emisją FSK. W takim przypadku konieczne są: odpowiedni modem lub konwerter i urządzenie dekodujące i wyświetlające odebrane komunikaty. Najbardziej predystynowanym do tego celu jest oczywiście komputer wyposażony w odpowiednie oprogramowanie. Inną, omówioną dalej możliwością jest wykorzystanie do dekodowania komunikatów kontrolera TNC zawierającego zmodyfikowaną wersję oprogramowania i używanego w łącznościach pakiet radio programu terminalowego.

Wymagania stawiane amatorskim systemom przywoławczym różnią się oczywiście od stawianych systemom profesjonalnym. System amatorski nie musi obsługiwać milionowej rzeszy abonentów, pokrywać przeważającej większości obszaru kraju i gwarantować przekazania wiadomości niezależnie od miejsca przebywania adresata.

Jedną z możliwych dziedzin zastosowań jest rozsyłanie zawiadomień przez skrzynki DX-owe systemu "packet-cluster" albo informowanie adresatów o nadejściu dla nich wiadomości do macierzystej skrzynki elektronicznej. Możliwe byłoby także uruchomienie lokalnych systemów przywoławczych wykorzystujących do tego celu istniejącą sieć pakiet radio. Wymygałoby to ew. uzupełnienia oprogramowania węzłów lub skrzynek sieci o odpowiednie funkcje i wyposażenia ich w dodatkową radiostację. Interesującą kombinacją byłaby możliwość przyjmowania przez stacje węzłowe czy skrzynki sieci komunikatów w systemie pakiet radio i retransmitowania ich w systemie POCSAG. Wiadomości takie mogłyby być przesyłane przez sieć do obszaru, w którym przebywa adresat podobnie jak wiadomości adresowane do ich skrzynek macierzystych. Ponieważ już w chwili obecnej wiele systemów skrzynek oferuje dodatkowe usługi realizowane za pomocą programów uzupełniających j.np. możliwość przesłania wybranych zbiorów po otrzymaniu wiadomości o specjalnym adresie (są to przykładowo skrzynki systemów BCM i F6FBB), rozszerzenie zakresu usług o przywołanie wymagałoby jedynie opracowania dodatkowego programu bez konieczności zmian w oprogramowaniu skrzynki.

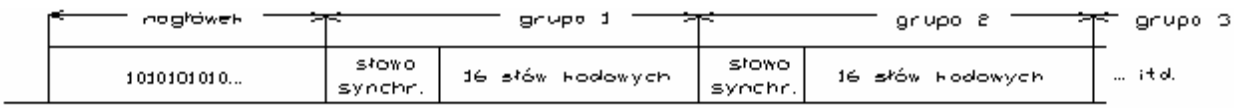
Program taki otrzymując wiadomość np. o adresie "PAGE @ OE1XAB" i tytule "OE1KDA" nadawałby jej dalszą treść do adresata jednorazowo lub ustaloną ilość razy w określonych odstępach czasu po czym mógłby ją kasować. Zasady pisania programów dodatkowych do wymienionych systemów skrzynek są dokładnie omówione w ich instrukcjach. Należy więc oczekiwać, że znajdą się wśród czytelników-krótkofalowców

programiści gotowi do podjęcia wyzwania.

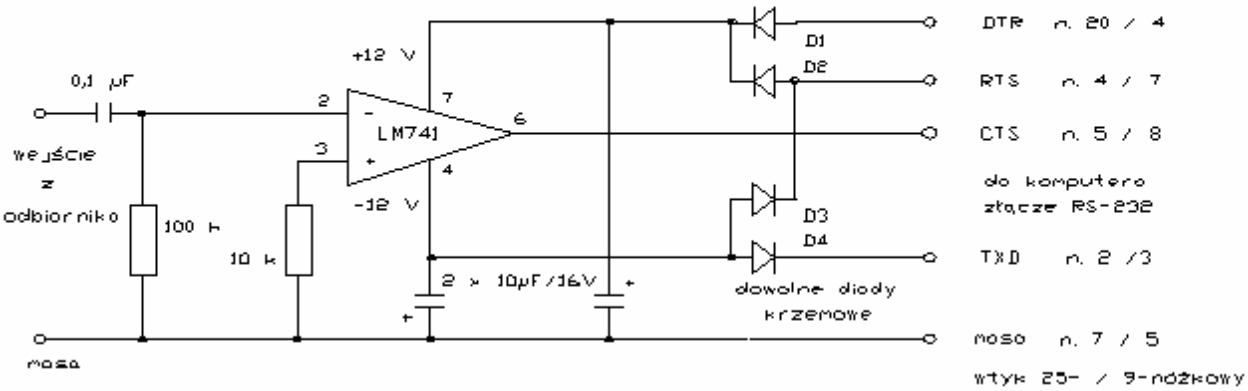
Inną dziedziną, w której system przywoławczy może okazać swoje zalety jest wywołanie w przypadku katastrof, niebezpieczeństwa lub tylko odpowiednich ćwiczeń. Jak można się było przekonać przy okazji wielu wydarzeń, w tym w czasie powodzi w lecie 1997 r. służba amatorska może wyświadczyć cenne usługi dla społeczeństwa pod warunkiem posiadania odpowiedniego wyposażenia technicznego (i doświadczeń operatorskich).

14. 4. WYPOSAŻENIE

Po tej krótkiej wycieczce w przyszłość zajmijmy się bliżej sposobami dekodowania komunikatów POCSAG. Do programowego dekodowania komunikatów przy wykorzystaniu konwertera HAMCOMM/JVFAX (rys. 14.2) można wykorzystać program "POC32" autorstwa D. Fliegla, DG9MHZ. Program ten dostępny jest bezpłatnie w Internecie pod adresem http://www.lrz.de/~/pocsag.html w witrynie jego autora. Autor programu osiągalny jest w sieci Internetu pod adresem "deti@lrz.de" i w sieci pakiet radio pod adresem "dg9mhz @ db0aab.deu.eu".



Rys. 1. Format wiadomości POCSAG



Rys. 2. Konwerter odbiorczy

Program "POC32" dostępny jest w postaci archiwum spakowanego w formacie ZIP. Po rozpakowaniu i uruchomieniu programu należy wprowadzić odpowiednie dane konfiguracyjne. Należą do nich:
- adres i numer przerwania używanego złącza COM,
- rodzaj konwertera (przewód, do którego doprowadzony jest sygnał wejściowy).
- infornacja o wyposażeniu komputera w płytkę muzyczną, która może zastąpić zewnętrzny konwerter.

Autor zaleca wykorzystanie płytki muzycznej w charakterze dekodera komunikatów. Sygnał z dyskryminatora FM musi być w tym przypadku doprowadzony do wejścia oznaczonego "line in". W przypadku, gdyby wejście to obciążało nadmiernie dyskryminator korzystne może być włączenie dodatkowego stopnia separującego zawierającego wzmacniacz operacyjny w układzie wtórnika napięciowego. Wybór wejścia płytki mu-

zycznej i jej wzmocnienia dokonywany jest w konfiguracji jej sterownika. Dodatkowymi parametrami konfiguracji są wybór filtru dolnoprzepustowego i możliwość korzystania z dwóch wejść lub tylko z jednego z nich. Program pozwala na równoległe korzystanie z płytki muzycznej i dekodera podłączonego do wejścia szeregowego (COM). W sumie możliwe jest więc dekodowanie sygnałów pochodzących z trzech źródeł.

"POC32" jest programem 32-bitowym pracującym wyłącznie pod systemami Windows 95/98 i Windows NT. Użycie go w środowisku Windows 3.x nie jest możliwe nawet po zainstalowaniu nakładki "Win32s". Konwerter HAMCOMM/JVFAX może być użyty wyłącznie pod systemami Windows 95/98.

Dalszą cechą charakterystyczną programu "POC32" jest korekcja błędów odbioru. Nie gwarantuje ona wprawdzie całkowicie bezbłędnego odbioru, zwiększa jednak znacznie jego prawdopodobieństwo. Program może też automatycznie rozpoznawać szybkość transmisji z prawdopodobieństwem ok. 95 %. Prawdopodobieństwo to zależne jest od stosunku sygnału do szumu. Odebrane komunikaty są wyświetlane w oknie monitora, którego zawartość może być drukowana, rejestrowana na dysku lub kopiowana do schowka Windows i dzięki temu przekazywana do innych programów.

W obecnej wersji transmisja komunikatów możliwa jest jedynie pod systemem Windows 95 i przy użyciu złącza szeregowego. Przewód TXD musi być połączony z wejściem radiostacji przez potencjometr 100 k służący do regulacji dewiacji podobnie jak to ma miejsce w programach JVFAX, HAMCOMM i niektórych innych programach SSTV (np. GSHPC).

Należy zwrócić uwagę na wybór właściwej polaryzacji sygnału wyjściowego. Jest ona wybierana w menu "właściwości"->"koder"->"inwersja sygnału" (w oryg. niem. "Eigenschaften"->"Enkoder"->"Leitungen invertieren"). W celu przeprowadzenia kalibracji należy ustawić czas TXDELAY powyżej 100 ms i przejść na nadawanie.

Drugim tego typu programem, również przeznaczonym do współpracy z konwerterem HAMCOMM jest PD200, którego autorem jest Peter Baston (adres: 7 Allerton Close, Pen-y-ffordd, Chester, CH4 0NJ, U.K.). Program pracuje pod systemem DOS, jego wykorzystanie w środowisku Windows nie jest zalecane. Do dekodowania komunikatów przy użyciu płytki muzycznej "Soudblaster" lub podobnej można także użyć programu "SEMA". Podobnie jak "POC32" jest to program 32-bitowy pracujący wyłącznie pod systemami operacyjnymi Windows 95/98. Oba ostanio wymienione programy można znaleźć także w skrzynkach elektronicznych sieci pakiet radio.

Inną możliwością dekodowania komunikatów przywoławczych jest użycie kontrolera TNC wyposażonego w rozbudowaną wersję oprogramowania. Narazie dostępne jest jedynie oprogramowanie dla kontrolera KPC-9612 firmy "Kantronics" (adres internetowy http://www.kantronics.com) opracowane przez amerykańskich krótkofalowców KB0NYK i WK5M. Należy spodziewać się, że w miarę upływu czasu producenci kontrolerów zadbają o rozszerzenie ich standardowego oprogramowania podobnie jak dodali do niego funkcje pozwalające na komunikację z odbiornikiem GPS.

Główną zaletą użycia kontrolera TNC jest fakt, że może on pracować autonomicznie bez konieczności włączenia komputera i przetrzymuje w pamięci otrzymane komunikaty. Ponieważ wiele dostępnych kontrolerów TNC jest lub może być wyposażonych w prywatne skrzynki elektroniczne i może przyjmować wiadomości przeznaczone dla ich właścicieli nawet w czasie ich nieobecności zastosowanie systemu przywoławczego nie wydaje się być bezwzględną koniecznością ale krótkofalarstwo jest przecież służbą eksperymentalną. Warto więc podjąć eksperymenty z systemami przywoławczymi nawet jeżeli do dyspozycji stoją inne alternatywy. Niekwestionowanym zyskiem z tego rodzaju eksperymentów jest możliwość nauczenia się czegoś nowego i zapoznania z aktualnym stanem techniki.

Zmodyfikowana wersja oprogramowania kontrolera TNC zawiera dodatkowy rozkaz

PAGE, po którym podawane są identyfikatory nadawcy i adresata lub identyfikacja nadawcy i dowolna wiadomość cyfrowa np. częstotliwość, na której oczekiwane jest spotkanie. Oprogramowanie kontrolera pozwala także na wywołanie pożądanego korespondenta po nadaniu wiadomości pakiet radio. Odebrane wiadomości wyświetlane są w oknie monitora programu terminalowego.

Na zakończenie pragnę jeszcze zwrócić uwagę, że chociaż amatorskie wyposażenie dla systemu przywoławczego pozwala na odbiór także komunikatów służb profesjonalnych jednak przepisy o służbie amatorskiej jednoznacznie zabraniają odbioru emisji innych służb i wykorzystania lub rozpowszechniania uzyskanych z tych źródeł wiadomości.

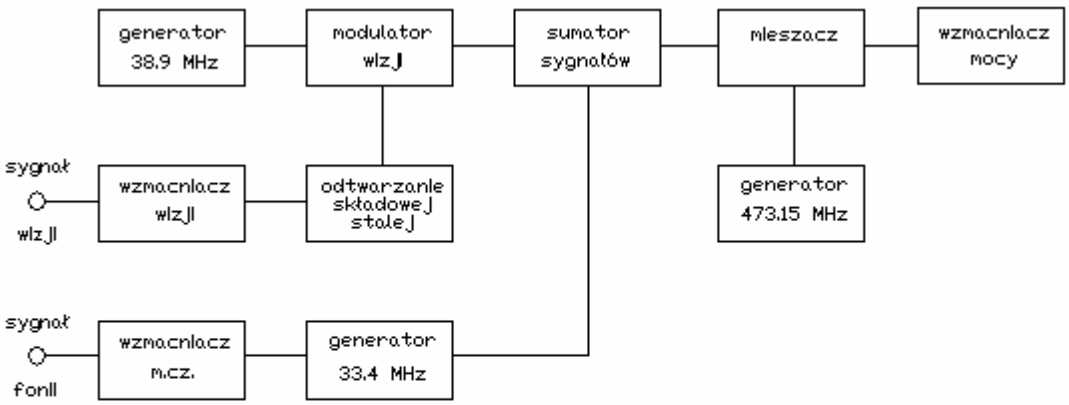
DODATEK 1
AMATORSKA TELEWIZJA AM – ATV-AM

Amatorska telewizja z modulacją amplitudy (AM) stosowana jest zasadniczo tylko w paśmie 70 cm ze względu na brak miejsca na transmisje z modulacją częstotliwości. Omówione poprzednio zalety modulacji częstotliwości spowodowały jej rozpowszechnienie w wyższych i odpowiednio szerokich pasmach. Dla czytelników chcących spróbować swoich sił w paśmie 70 cm przeznaczonych jest kilka poniższych, stosunkowo prostych schematów urządzeń nadawczo-odbiorczych. Główną zaletą systemu telewizyjnego z modulacją amplitudy była prostota uruchomienia stacji dzięki możliwości wykorzystania (lekko przestrojonego) odbiornika telewizyjnego wyposażonego w głowicę na pasma UHF. Obecnie w związku z rozpowszechnieniem telewizji satelitarnej i możliwością odbioru telewizji z modulacją FM w paśmie 23 cm bez dokonywania przeróbek odbiornika, a w paśmie 10 GHz po dokonaniu przestrojenia konwertera antenowego aspekt ten traci stopniowo znaczenie. Konstrukcja telewizyjnego nadajnika AM jest bardziej skomplikowana ze względu na konieczność zapewnienia odpowiednio wysokiej liniowości jego poszczególnych stopni. W paśmie 70 cm stosowana jest częstotliwość nośna wizji wynosząca 434,25 MHz, a częstotliwość nośna fonii – 439,75 MHz. W niektórych krajach stosowana jest częstotliwość nośna wizji wynosząca 433,75 MHz, a sygnał fonii nadawany jest na częstotliwości 144,750 MHz. W odróżnieniu od dwuwstęgowej modulacji amplitudy stosowanej w radiofonii i łącznościach fonicznych w systemach telewizyjnych stosowana jest modulacja amplitudy z częściowo ograniczoną wstęgą dolną. Szerokość pasma wstęgi górnej wynosi, w zależności od systemu 5 lub 6 MHz, natomiast dolna wstęga zajmuje pasmo 1,25 MHz. Filtr dolnej wstęgi charakteryzuje się tzw. zboczem Nyquista i zapewnia tłumienie nośnej do 50 %. Możliwe jest tu zastosowanie filtrów LC lub scalonych filtrów pacujących z falą powierzchniową (Surface Wave – SW). W systemach CCIR i OIRT stosowana jest modulacja negatywowa oznaczająca, że wyższa amplituda sygnału w.cz. odpowiada poziomowi czerni natomiast najwyższa – poziomowi impulsów synchronizacji. System ten jest odporniejszy na zakłócenia impulsowe, które powodują zaciemnienie zakłóconych punktów obrazu. Modulacja pozytywowa (wyższy poziom fali nośnej) jest subiektywnie mniej odporna na zakłócenia, ponieważ oko ludzkie odbiera rozjaśnienie obrazu jako bardziej zakłócające.

D1.1. NADAJNIK TELEWIZYJNY Z FORMOWANIEM SYGNAŁU NA CZĘSTOTLIWOŚCI POŚREDNIEJ

Zachowanie stałego odstępu między częstotliwościami nośnymi wizji i fonii wynoszącego w systemie CCIR 5,5 MHz, a w systemie OIRT – 6,5 MHz jest znacznie łatwiejsze na częstotliwościach niższych aniżeli bezpośrednio w paśmie 70 cm. Dlatego też najbardziej rozpowszechnioną metodą generacji sygnału telewizyjnego jest zastosowanie modulatora wizji pracującego na częstotliwości pośredniej, np. 38,9 MHz, a modulatora fonii pracującego na częstotliwości 33,4 MHz. W przypadku transmisji dźwięku dwukanałowego drugi z modulatorów fonii pracuje na częstotliwości 33,157 MHz, co daje znormalizowaną częs-

totliwość różnicową 5,742 MHz. Układ modulatora jest identyczny z układem modulatora kanału głównego. Tak otrzymany sygnał złożony mieszany jest następnie z sygnałem z dodatkowego generatora w celu otrzymania sygnału leżącego w paśmie 70 cm. W zależności od posiadanych kwarców można zastosować inne częstotliwości pośrednie. Także ustalone w normie telewizyjnej ograniczenie pasma dolnej wstęgi sygnału telewizyjnego jest łatwiejsze na niższych częstotliwościach.

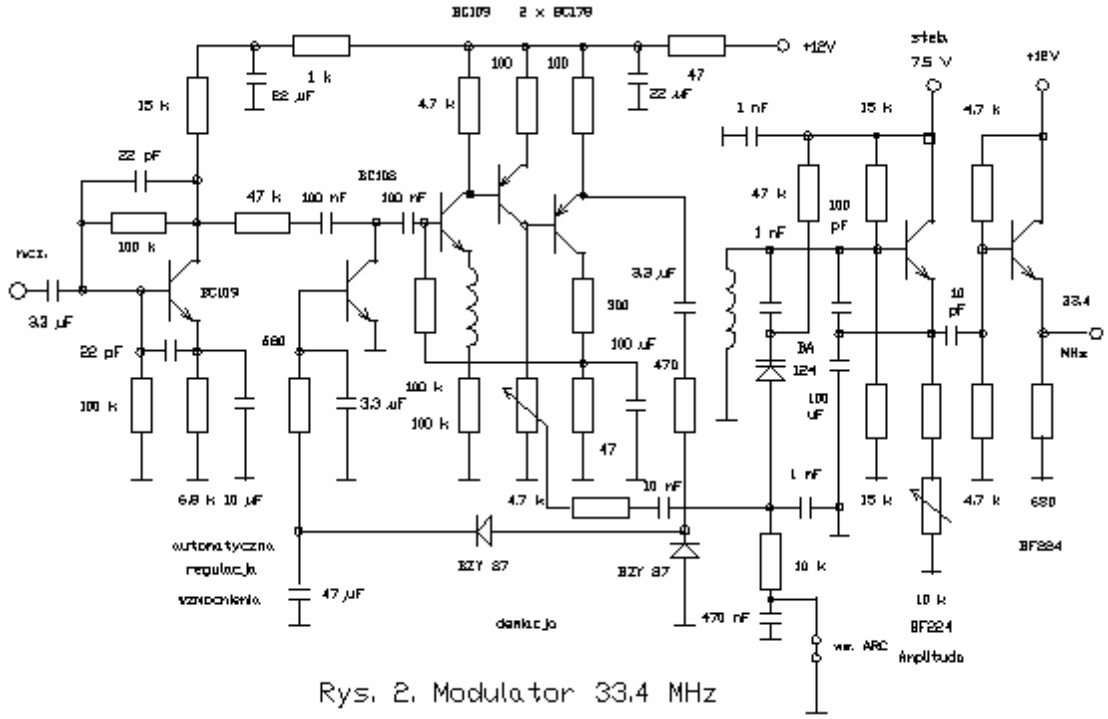


Rys. 1. Formowanie sygnału na częstotliwości pośredniej

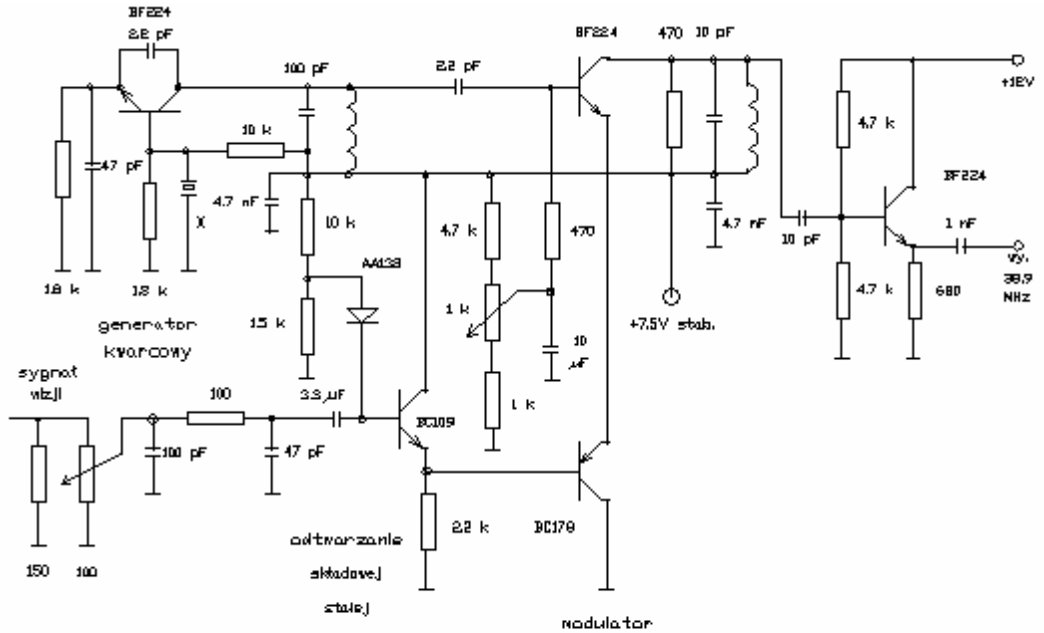
Przedstawiony na rysunku 2 układ modulatora fonii zawiera automatyczną regulację wzmocnienia dla uniezależnienia się od odległości operatora od mikrofonu. Znaczenie układu automatycznej regulacji wzmocnienia zostało omówione poprzednio. Zamiast układu przedstawionego na rysunku 1 można zastosować, po odpowiedniej przeróbce, jeden z układów przedstawionych w rozdziale poświęconym telewizji z modulacją częstotliwości.

W układzie modulatora wizji (rysunek 3) złożony sygnał wizyjny utrzymywany jest na pożądanym poziomie przez układ odtwarzania składowej stałej. Poziom impulsów synchronizacji wynosi 100 % natomiast poziom bieli – 10 %.

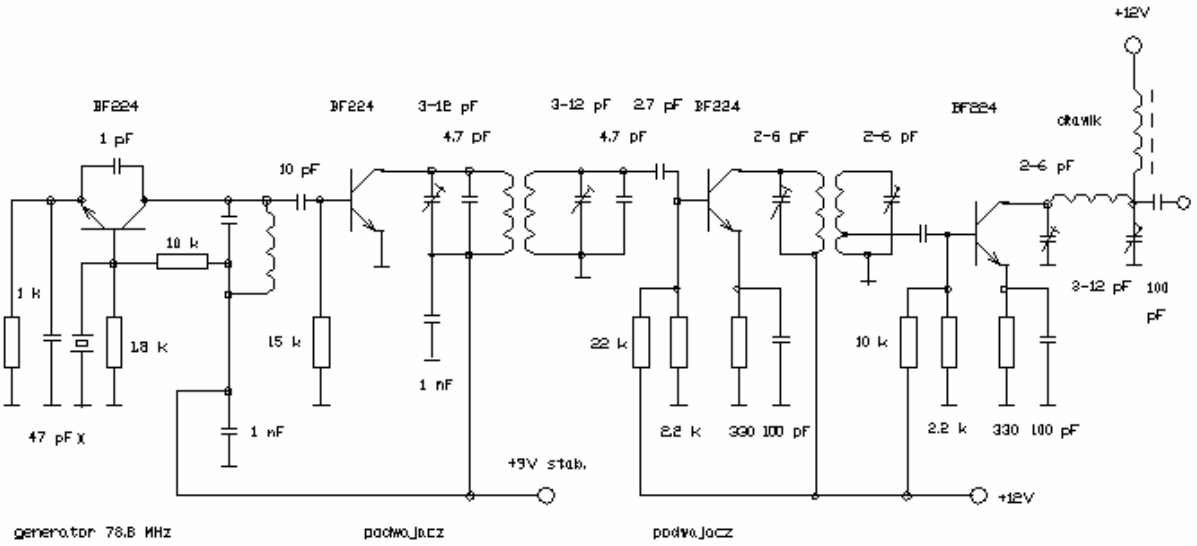
Oscylator pomocniczy pracuje na częstotliwości 473,15 MHz, przy czym częstotliwość podstawowa wynosi 78,8 MHz. Układ oscylatora przedstawiony j est na rysunku 4. Na rysunku 5 przedstawiono układ mieszacza i liniowego wzmacniacza sterującego. Moc wyjściowa wzmacniacza sterującego wynosi 50 - 100 mW i jest (w połączeniu z anteną o odpowiednio dużym zysku) wystarczająca do zapewnienia łączności w zasięgu kilku kilometrów. Dla uzyskania większych zasięgów konieczne jest użycie liniowego wzmacniacza większej mocy. Wzmacniacz taki może być zbudowany na tranzystorach lub w oparciu o scalony moduł mocy. Należy tu zwrócić szczególną uwagę na zapewnienie dostatecznej liniowości toru nadawczego.



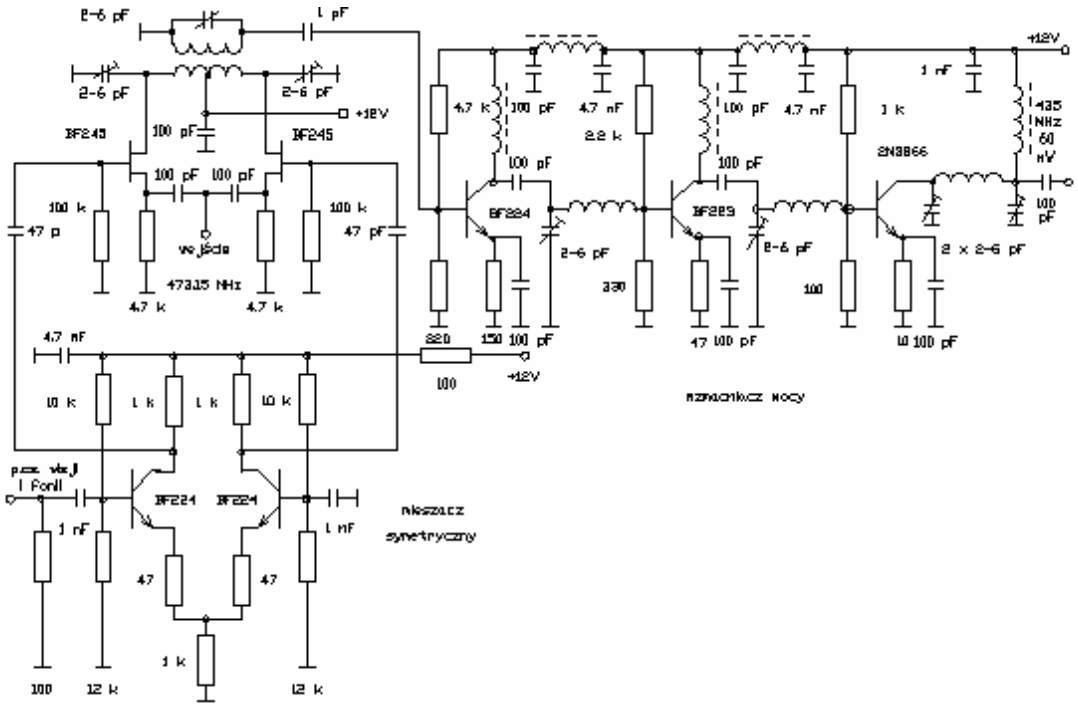
Rys. 2. Modulator 33,4 MHz



Rys. 3 Modulator wizji



Rys. 4. Generator 473.15 MHz



Rys. 5 Mieszacz i wzmacniacz mocy

D1.1.1. SPIS CZĘŚCI

Modulator dźwięku:
oporniki: 2 x 47, 2 x 100, 330, 3 x 680, 1 k, 4 x 4,7 k, 6,8 k, 10 k, 3 x 15 k, 2 x 47 k, 3 x 100 k,
potencjometry: 4,7 k, 10 k,
kondensatory: 10 pF, 2 x 22 pF, 2 x 100 pF, 3 x 1 nF, 10 nF, 470 nF, 2 x 3,3 uF, 10 uF, 2 x 22 uF, 2 x 47 uF, 100 uF,
diody: 2 x BZY87, BA124,
tranzystory: BC108, 2 x BC109, 2 x BC178, 2 x BF224.

Modulator wizji: oporniki: 100, 150, 2 x 470, 680, 1 k, 1,5 k, 2 x 1,8 k, 2,2 k, 3 x 4,7 k, 2 x 10 k,
potencjometry: 100, 1 k,
kondensatory: 2 x 2,2 pF, 2 x 10 pF, 2 x 47 pF, 2 x 100 pF, 2 x 1 nF, 2 x 4,7 nF, 2 x 3,3 uF, 10 uF, 22 uF,
diody: AA138 (dowolna germanowa),
tranzystory: BC109, BC178, 3 x BF224,
kwarc: 38,9 MHz.

Generator pomocniczy: oporniki: 2 x 330, 1 k, 1,8 k, 2 x 2,2 k, 2 x 10 k, 15 k, 22 k,
kondensatory: 1 pF, 2,2 pF, 2,7 pF, 3 x 4,7 pF, 10 pF, 47 pF, 3 x 100 pF, 2 x 1 nF,
trymery: 3 x 2-6 pF, 3 x 3-12 pF,
kwarc: 78,8 MHz,
tranzystory: 4 x BF224.

Mieszacz i wzmacniacz mocy: oporniki: 10, 3 x 47, 2 x 100, 150, 330, 820, 4 x 1 k, 2,2 k, 3 x 4,7 k, 2 x 10 k, 2 x 12 k, 2 x 100 k,
kondensatory: 1 pF, 10 x 100 pF, 3 x 1 nF, 3 x 4,7 nF,
trymery: 6 x 2-6 pF, 3-12 pF,
tranzystory: BF223, 3 x BF224, 2 x BF245, 2N3866.

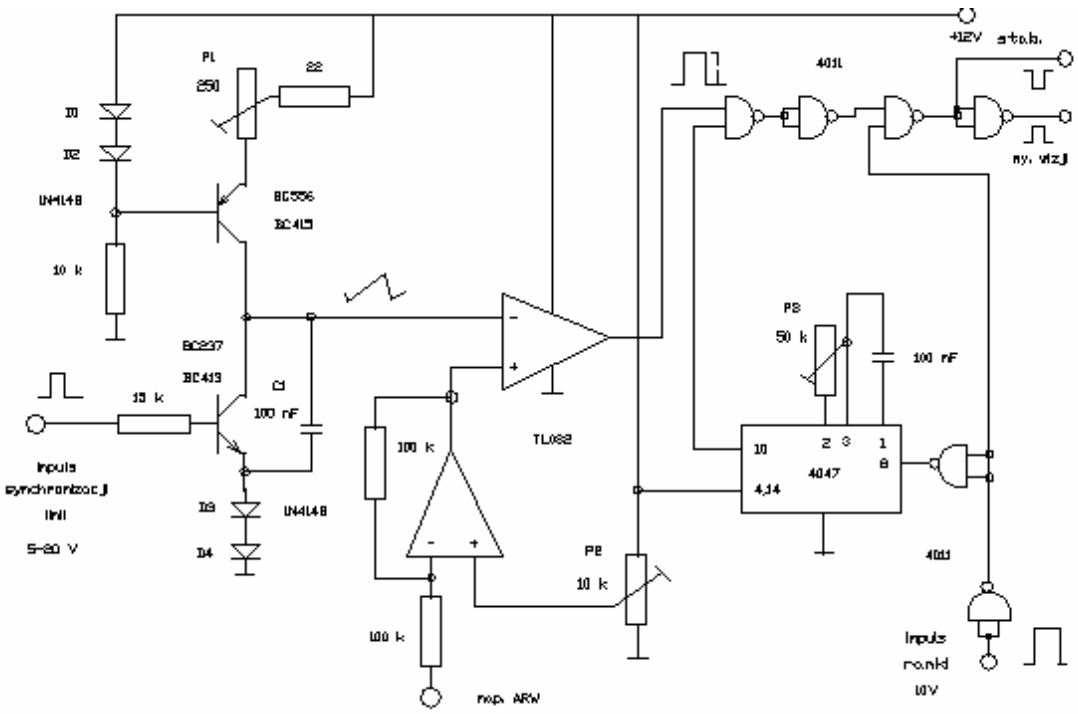
D1.2. ODBIORNIK TELEWIZYJNY

Do odbioru transmisji amatorskich w paśmie 70 cm można użyć zwykłego odbiornika telewizyjnego wyposażonego w głowicę odbiorczą na pasma IV i V (pasma UHF). Głowica taka (zwłaszcza w starszym wykonaniu – przestrajana analogowo) daje się stosunkowo łatwo przestroić o ok. 40 MHz w dół. Dolna granica pasma IV wynosi 470 MHz. Przestrojenie to wymaga dołączenia do obwodów wejściowych i obwodu oscylatora kondensatorów ceramicznych o pojemności ok. 1,5 pF. Jeżeli niepożądane są zmiany i przestrojenie w układzie odbiornika telewizyjnego, możliwe jest użycie głowicy-konwertera z pasma 70 cm na jeden z kanałów leżących w paśmie I (kanał 1 lub 2 - od 47 MHz do 66 MHz). Można tu użyć dowolnego, z przedstawianych literaturze, układu konwertera dla pasma 70 cm.

D1.3. UKŁADY POMOCNICZE

D1.3.1. WSKAŹNIK SIŁY ODBIORU

W systemie telewizji amatorskiej z modulacją amplitudy pożyteczne może być posiadanie wskaźnika siły sygnału. Jedną z możliwości jest zainstalowanie w odbiorniku miernika wskazującego napięcie automatycznej regulacji wzmocnienia. Inną – wyświetlanie siły sygnału na ekranie odbiornika. Przedstawiony niżej układ pozwala na wyświetlanie wskaźnika w postaci paska na ekranie odbiornika. W układzie tym tranzystor T1 pracuje jako źródło prądowe ładujące kondensator C1. Okres czasu ładowania kondensatora wynosi ok. 60 µs. Tranzystor T2 rozładowuje kondensator w momencie wystąpienia impulsu synchronizacji linii. Na kondensatorze C1 występuje więc napięcie piłokształtne, którego wartość, dzięki zastosowaniu diod D3 i D4, nie spada poniżej 1,4 V. Napięcie to podane jest na wejście wzmacniacza operacyjnego pracującego w układzie komparatora. Na drugie z wejść komparatora doprowadzone jest napięcie kluczowanej automatycznej regulacji wzmocnienia (napięcie regulujące wzmocnienie głowicy w.cz.). Napięcie to wynosi w przypadku braku sygnału odbieranego od 6 do 9 V i odpowiednio mniej w przypadku silniejszych sygnałów. Na wyjściu komparatora otrzymywany jest impuls prostokątny o długości zależnej od wartości napięcia automatyki, a więc i od siły odbieranego sygnału. Sygnał paska kluczowany jest dodatkowo za pomocą impulsu wyjściowego przerzutnika monostabilnego 4047, wyzwalanego za pomocą impulsu synchronizacji pionowej, żeby nie zajmował całego obrazu, a jedynie jego górną część. Grubość paska zależna jest od długości impulsu wyjściowego przerzutnika. W celu przesunięcia początku impulsu w linii można zastosować prosty układ opóźniania impulsu synchronizacji linii.



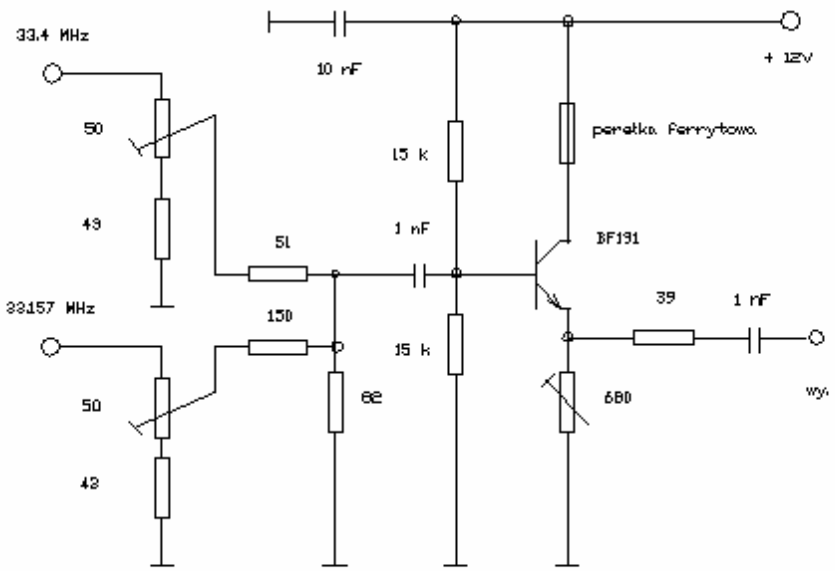
Rys. 6 Wskaźnik siły odbioru

D1.3.1.1. SPIS CZĘŚCI

oporniki: 22, 10 k, 15 k, 2 x 100 k,
potencjometry: 250, 10 k, 50 k,
kondensatory: 2 x 100 nF,
diody: 4 x 1N4148,
tranzystory: BC556 (BC415), BC237 (BC413),
obwody scalone: TL082, 2 x 4011, 4047.

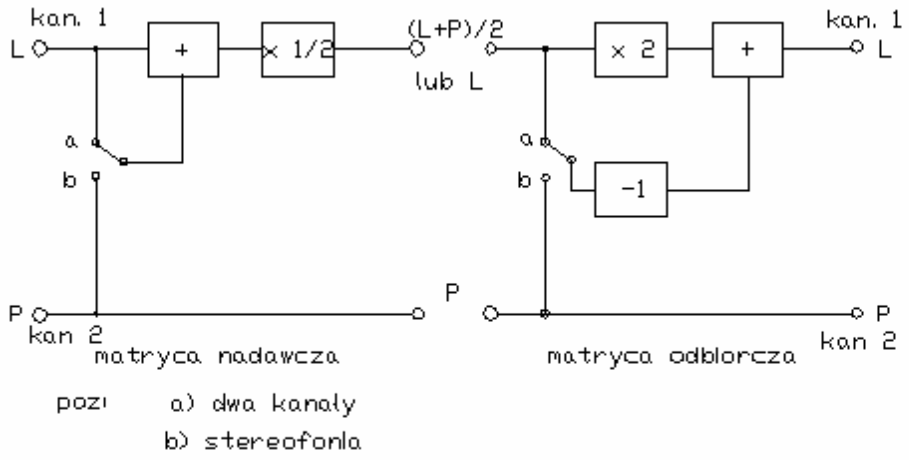
D1.3.2. TRANSMISJA DŹWIĘKU DWUKANAŁOWEGO

W przypadku transmisji dźwięku dwukanałowego lub sygnałów stereofonicznych druga z częstotliwości nośnych różni się od częstotliwości nośnej wizji o 5,742 MHz. W przypadku przedstawionego powyżej nadajnika z formowaniem sygnału na częstotliwości pośredniej częstotliwość pracy modulatora wynosi 33,157 MHz. Odbiornik TV musi być oczywiście wyposażony w dwa tory fonii o częstotliwościach środkowych wynoszących 5,5 MHz i 5,742 MHz. Przed zmieszaniem z sygnałem wizji oba sygnały foniczne powinny być zsumowane ze sobą. Przykładowy stopień sumujący przedstawiono na rysunku 7. Stopień ten może być także zastosowany w układach telewizji FM w celu zsumowania sygnałów o częstotliwościach 5,5 MHz i 5,742 MHz. Dla utrzymania stałego odstępu częstotliwości podnośnych fonii w stosunku do częstotliwości nośnej wizji i między sobą korzystne byłoby zastosowanie układów podstrajania częstotliwości lub stabilizacji za pomocą pętli synchronizacji fazy.



Rys. 7 Sumator nośnych fonii

Podobnie jak w przypadku radiofonii stereofonicznej sygnały akustyczne obu kanałów mieszane są ze sobą, aby umożliwić odbiór za pomocą odbiorników wyposażonych tylko w jeden kanał fonii. Zasada mieszania sygnałow akustycznych stosowana w telewizji programowej przedstawiona jest na rysunku 8. Matryce sumujące różnią się od układów matryc stosowanych w radiofonii stereofonicznej.



Rys. 8 Sumator sygnałów akustycznych

D1.3.2.1. SPIS CZĘŚCI

Oporniki: 2 x 43, 39, 51, 82, 150, 2 x 15 k,
potencjometry: 2 x 50, 680,
kondensatory: 2 x 1 nF, 10 nF,
tranzystor: BF191.

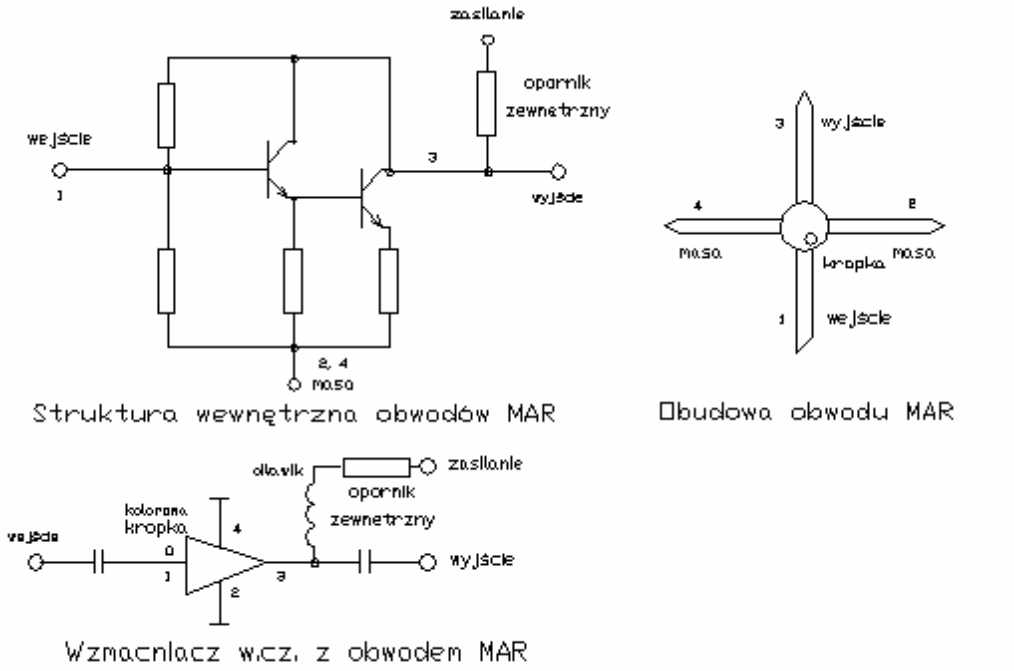
DODATEK 2
PARAMETRY PODZESPOŁÓW MIKROFALOWYCH

Oprócz tranzystorów o odpowiednio wysokiej częstotliwości granicznej w niższych zakresach mikrofalowych stosowane są wzmacniacze scalone (MMIC) wykonane z arsenku galu, charakteryzujące się typowymi opornościami wejściowymi i wyjściowymi, np. 50 omów. Wzmacniacze zawarte są w pastylkowych obudowach tranzystorowych z czterema wyprowadzeniami (podobnych do obudów tranzystorów serii BF900) i jako jedynych elementów zewnętrznych wymagają tylko podłączenia kondensatorów sprzęgających i opornika kolektorowego o wartości zależnej od napięcia zasilania (rys. 1). Przedstawiony na schemacie dławik nie jest obowiązkowy. Moce wyjściowe wzmacniaczy leżą w zakresie 20 - 50 mW. Najbardziej znanymi ich producentami są firmy "Avantek" i "Mini Circuits". Parametry niektórych popularnych typów przedstawione są w tabeli 1.

Tabela D2.1.
Parametry scalonych wzmacniaczy mikrofalowych (50 omów).

Typ obwodu (kod kolorowy)	Częstotl. graniczna [GHz]	Wsp. szumów [dB]	Wzmocnienie (dla 1 GHz)	Opornik w kolektorze (przy 12 V)
MSA 0104	3,5		15 dB	
MSA 0304	3,2		11 dB	
MSA 0404	2,5		7,7 dB	
MSA 1104	1,3	4,2	10 dB	
MSA 0685		3,2	16,5 dB	
MSA 0785		5	12,5 dB	
MSA 0885	6,0	3,3	22,5 dB	
MAR-1 (brązowy)	1	5	13 dB	412
MAR-2 (czerwony)	2	6,5	8,5 dB	280
MAR-3 (pomarańczowy)	2	6	8 dB	200
MAR-4 (żółty)	1	7	7 dB	120
MAR-6 (biały)	2	2,8	9 dB	531
MAR-7 (fioletowy)	2	5	8,5 dB	364
MAR-8 (niebieski)	1	3,5	21 dB	111

Ceny wzmacniaczy wynoszą ok. 10 - 11 marek niemieckich. Są one dostępne m. in. przez wydawnictwo "UKW Berichte", którego przedstawicielem na Polskę jest SP6LB. Innym źródłem zaopatrzenia w podzespoły mikrofalowe jest firma "Schuster RSE Electronic".



Rys. 1. Mikrofalowe wzmacniacze scalone MMIC

Firma "Avantek" produkuje także mikrofalowe mieszacze zrównoważone o częstotliwości granicznej 5 GHz. Innym znanym typem mieszacza mikrofalowego jest CF750 firmy "Siemens" pracujący w zakresie do 3 GHz.

Rozszerzenie zakresu pracy częstościomierza lub konstrukcja pętli synchronizacji fazy wymagają zastosowania dzielników o odpowiednio wysokiej częstotliwości granicznej. Parametry niektórych z nich przedstawione są w tabeli 2.

Tabela D2.2.
Mikrofalowe dzielniki częstotliwości.

Typ dzielnika (producent)	Stopień podziału	Częstotl. graniczna [GHz]
U862 BS (Telefunken)	100	2,6
U264 B (Telefunken)	64	1,0 (1,3)
U664 B Telefunken)	64	1,0 (1,3)
U864 B (Telefunken)	64/256 przełączany	1,0 (1,3)
U893 BS (Telefunken)	64/128/256 przełączany	1,3
SAB 1018 (Valvo)	256	1,0
11C05 (Fairchild)	4	1,0
95H91 (Fairchild)	5	0,4
CA3197 (Motorola)	64/256 przełączany	1,0
MC1697 (Motorola)	4	1,0 (1,5)
SP8665 (Plessey)	10	1,0
SP8666 (Plessey)	10	1,1

SP8667 (Plessey)	10	1,2 (1,3)
SP8617 (Plessey)	4	1,3
SP8619 (Plessey)	4	1,5
SP8620 (Plessey)	5	0,4
SP4740 (Plessey)	256	> 1,3

W tabeli 3 przedstawione są najważniejsze parametry modułów mocy dla zakresów częstotliwości obejmujących pasma amatorskie. Moduły dostępne są m.in. w sklepie "Andy's Funkladen", D-28215 Bremen, Admiralstr. 119.

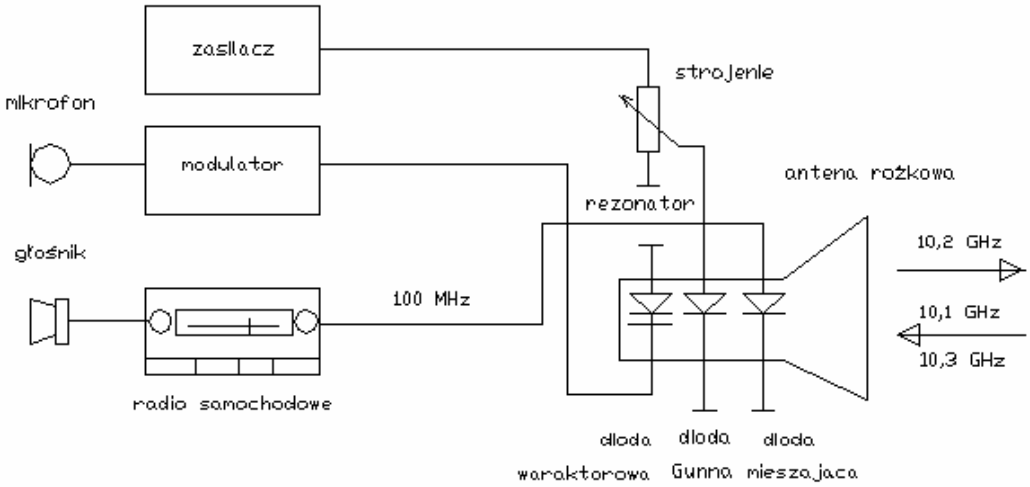
Tabela D2.3.
Parametry modułów mocy w.cz.

Typ	Zakres pracy	Moc wyjściowa [W]	Moc sterująca [mW]	Klasa
SAU4	430-450	10	200	AB
SAU26	430-450	7	12	
SAV7	144-146	28	200	C
SAV17	144-148	50	400	C
M57716	430-450	10	200	AB
M57737	144-152	25	200	C
M57762	1240-1300	20	1000	AB
M67715	1240-1300	1,5	10	AB
M67748L	135-150	7	20	
M67749MR	430-450	7	20	

DODATEK 3
MODUŁY Z DIODĄ GUNNA

Pasmo 10 GHz już od połowy lat 70-tych zwróciło na siebie uwagę krótkofalowców. Za pomocą stosunkowo prostego wyposażenia – generatorów-mieszaczy z diodą Gunna (ang. gunnplexer) – w korzystnych warunkach osiągane były zasięgi kilkuset i więcej km. Generatory składają się z rezonatora wnękowego (odcinka falowodu prostokątnego zaślepionego na jednym końcu) w którym znajduje się dioda Gunna. Po spolaryzowaniu diody w kierunku przewodzenia w rezonatorze wzbudzają się drgania b.w.cz. o częstotliwości zależnej od jego rozmiarów. Dioda Gunna wykazuje w pewnym odcinku swojej charakterystyki oporność ujemną podobnie jak dioda tunelowa. Dla diod o mocy 10 mW odcinek ten leży w zakresie 7 - 10 V, a pobór prądu wynosi ok. 150 mA. Dla diod o mocy 50 mW pobór prądu wynosi ok. 500 mA. Częstotliwość drgań jest także zależna od umieszczonych w rezonatorze elementów dostrojczych: przysłon i wkręcanych do wnętrza śrub metalowych lub wykonanych z dielektryka (np. teflonu). Śruby te mogą więc służyć jako mechaniczne elementy dostrojcze. Częstotliwość drgań jest też w pewnym stopniu zależna od napięcia zasilania diody – nachylenie charakterystyki leży przeważnie w zakresie 1 - 20 MHz/V. Zależność ta może być wykorzystana do precyzyjnego strojenia i modulacji częstotliwości generatora. Dokładniej rzecz biorąc zmiana napięcia na diodzie Gunna powoduje powstanie kombinowanej modulacji AM i FM. W nieco bardziej rozbudowanych układach w rezonatorze umieszczona jest dodatkowo dioda waraktorowa zapewniająca korzystniejsze charakterystyki modulacji FM. Oprócz tego w rezonatorze pomiędzy diodą Gunna i jego wylotem znajduje się dioda mieszająca – najczęściej dioda Schottkiego albo dioda mikrofalowa typu 1N23, 1N24 itp. W wyniku zmieszania sygnału odbieranego z sygnałem generowanym przez diodę Gunna otrzymywany jest sygnał o częstotliwości pośredniej. Jak widać generator z diodą Gunna pełni jednocześnie funkcję nadajnika i oscylatora lokalnego (heterodyny) odbiornika. Konstrukcja ta umożliwia prowadzenie łączności dupleksowych na dwóch częstotliwościach odleglych od siebie o wartość częstotliwości pośredniej. Schemat blokowy urządzenia nadawczo-odbiorczego przedstawiony jest na rysunku 1.

Do otwartego końca falowodu podłączona jest najczęściej antena rożkowa w postaci ściętego ostrosłupa o podstawie prostokątnej i mniejszej podstawie pasującej do rozmiarów rezonatora. Zysk tego typu anten zależny jest. m.in. od ich długości. Dla zwiększenia zysku antenowego moduł generatora z anteną rożkową może być umieszczony w ognisku anteny parabolicznej.



Rys. 1. Schemat blokowy radiostacji z diodą Gunna

W zależności od typu zastosowanej diody generatory dostarczają mocy od 10 do 100 mW w paśmie 10 GHz lub 5-20 mW w paśmie 24 GHz. Efektywne moce promieniowania są znacznie wyższe ponieważ w zakresie tak krótkich fal łatwo jest osiągnąć wysokie zyski antenowe. Dla przypomnienia: moc 100 mW w połączeniu z zyskiem antenowym 30 dB odpowiada mocy promieniowanej EIRP 100 W. (Moc ta może być niebezpieczna dla oczu i innych delikatnych tkanek ! Należy bezwzględnie unikać przebywania we wiązce promieniowania anteny !). Stabilność generatorów wystarcza do prowadzenia łączności z szerokopasmową modulacją FM np. dla szerokości pasma stosowanej w radiofonii UKF (300 kHz), a tym bardziej w TV-FM, jest ona jednak niewystarczająca dla emisji wąskopasmowych (FM, SSB czy CW). Współczynnik szumów mieszacza wynosi ok. 6 – 10 dB i jest zależny od typu diody mieszającej. Diody 1N23 zawierają w oznaczeniu dodatkowo literę oznaczają współczynnik szumów – dalsze litery alfabetu oznaczają niższe wartości współczynnika. Moduły, w których mieszanie następuje odrazu na diodzie Gunna mają współczynniki szumów ok. 25 dB.

Pomimo tych niezbyt rewelacyjnych parametrów generatory Gunna były przez dłuższy czas stosowane w amatorskich łącznościach fonicznych FM. Ciąg dalszy toru odbiorczego stanowiły przeważnie samochodowe radioodbiorniki UKF ze względu na ich dużą czułość i dobre ekranowanie. W przykładzie przedstawionym na rysunku 1 przy założeniu dostrojenia generatora Gunna do częstotliwości 10,2 GHz (nadawanie) i odbiornika UKF do częstotliwości 100 MHz możliwy jest równoległy odbiór na częstotliwościach 10,1 albo 10,3 GHz.

Postęp techniki umożliwił wprawdzie przejście na emisje wąskopasmowe (kosztem znacznej rozbudowy i komplikacji układów) i generatory Gunna znalazly się przez dłuższy czas w zapomnieniu, niemniej jednak ich prostota pozwala na wykorzystanie w transmisjach TV-FM.

Moduły generatorów lub generatorów-mieszaczy Gunna są w dalszym ciągu produkowane i wykorzystywane m.in. w czujnikach alarmowych wykrywających obecność osób w pomieszczeniach albo w urządzeniach otwierających drzwi w sklepach i instytucjach. Można je więc z pewnością czasami nabyć okazyjnie. Nowe moduły tego typu są rozprowadzane m.in. przez firmę "SHF Microwave Parts Co." (7102 W. 500 S., La Porte, Indiana 46350 USA). Firma osiągalna jest w Internecie pod adresem: www.shfmicro.com. Oprócz modułów na pasma amatorskie 10 GHz (10-15 mW) i 24 GHz (5 mW) oferowane

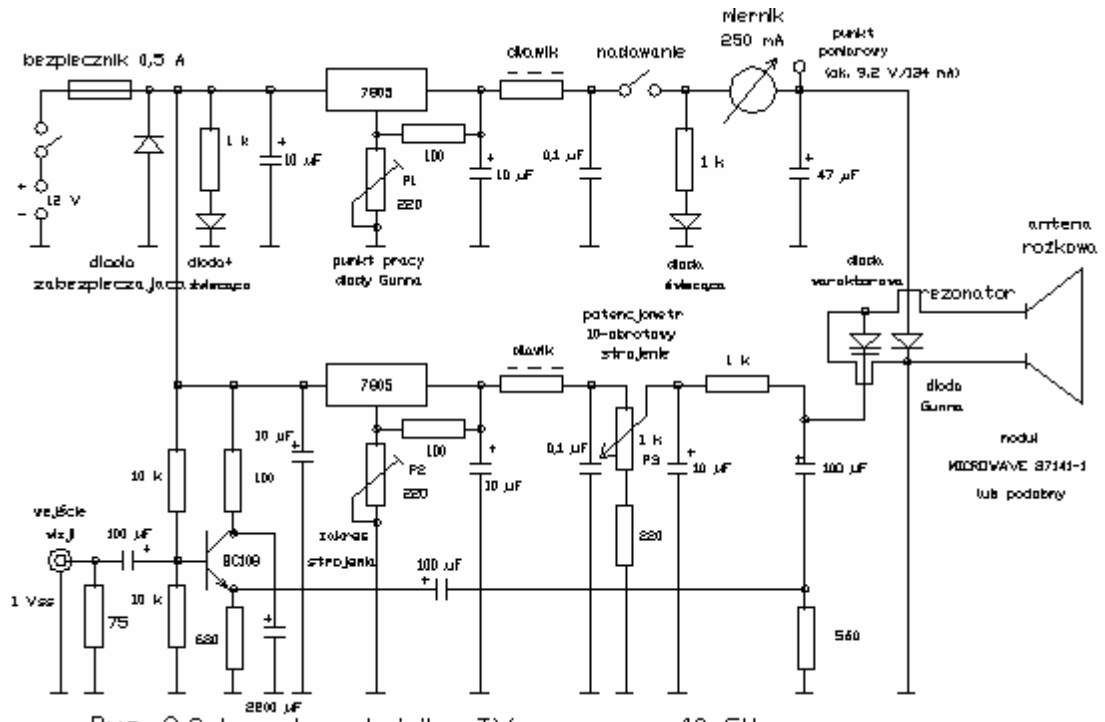
są anteny rożkowe, diody i tranzystory mikrofalowe, ceramiczne rezonatory pastylkowe oraz inne podzespoły dla tych zakresów częstotliwości. Ceny modułów Gunna leżą w zakresie 55-60 $. Drugą z firm specjalizujących się w podzespołach mikrofalowych jest "Advanced Receiver Research" (Box 1242, Burlington CT 06013 USA). Moduły Gunna na pasmo 10 GHz oferowane są też przez wydawnictwo "UKW Berichte".

Tabela D3.1
Dane niektórych fabrycznych modułów Gunna

Typ	Zakres pracy	Moc wyjściowa
MA87127-1	10 GHz	10 mW
MA87141-1	10 GHz	10 mW
MA87820	24 GHz	20 mW

D3.1. NADAJNIK Z FABRYCZNYM MODUŁEM GUNNA

Jak wynika z poprzednich rozważań moduły generatorów Gunna pozwalają na konstrukcję prostych nadajników telewizyjnych. Na rysunku 2 przedstawiony jest schemat nadajnika składającego się z zasilacza-modulatora FM i fabrycznego generatora Gunna. W układzie modulatora oprócz stałych napięć zasilających diody występują przebiegi wizyjne, jego konstrukcja nie jest więc krytyczna i nie wymaga doświadczenia w dziedzinie b.w.cz.



Rys. 2.Schemat nadajnika TV na pasmo 10 GHz

Doprowadzony do wejścia wtórnika emiterowego sygnał wizji i podnośnej fonii sumowany jest z regulowanym napięciem stałym i podawany przez potencjometr na diodę waraktorową. Potencjometr P2 służy do ustalenia napięcia wyjściowego stabilizatora LM7805, a potencjometr P3 do strojenia generatora. Układ zawiera drugi

stabilizator LM7805 (o napięciu regulowanym za pomocą potencjometru P1), który służy do zasilania diody Gunna. Napięcie zasilania dla większości typów diod Gunna nie powino przekraczać 10 V – należy sprawdzić w danych modułu lub katalogu diod. Zasilanie diody powinno być dobrze zablokowane dla uniknięcia drgań pasożytniczych.

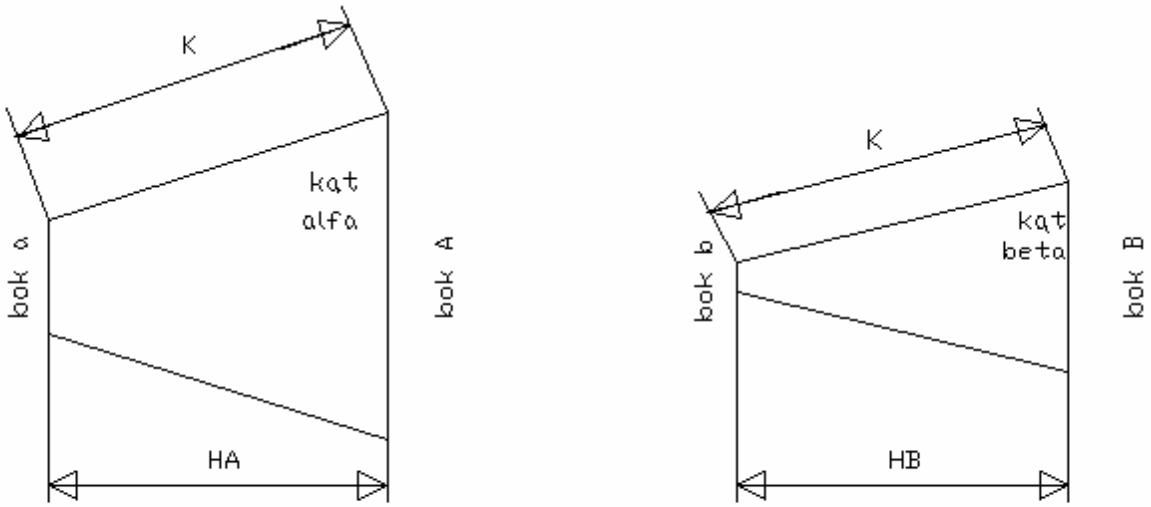
W zależności od użytego modułu nadajnik może pracować w paśmie 10 lub 24 GHz. Zakres zastosowań nadajnika nie ogranicza się do telewizji amatorskiej. Może on być wykorzystany do szybkiej transmisji danych (pakiet radio – FSK) lub łączności fonicznych jak to przedstawiono na rys. 1.

D3.1.1. SPIS CZĘŚCI

Oporniki: 75, 3 x 100, 220, 560, 680, 3 x 1 k, 2 x 10 k,
potencjometry: 2 x 220, 1 k (10-obrotowy),
kondensatory: 2 x 0,1 uF, 5 x 10 uF, 47 uF, 3 x 100 uF, 2200 uF,
tranzystory: BC108,
diody: krzemowa dowolnego typu, 2 x świecące,
moduł generatora Gunna 10 GHz: 87141-1 lub podobny,
stabilizatory: 2 x 7815.

D3.2. ANTENA TUBOWA

Antena tubowa może być łatwo wykonana we własnym zakresie. Jak wynika z rysunku 3 ma ona kształt ściętego ostrosłupa o wymiarach mniejszej podstawy dopasowanych do wymiarów falowodu-rezonatora. Stanowi ona swego rodzaju "lejek" dopasowujący wyjście falowodu do wolnej przestrzeni. Jakość dopasowania rośnie w miarę wydłużania się lejka – maleją odbicia fali – co wyjaśnia wzrost zysku antenowego. Antena może być wykonana z blachy miedzianej, mosiężnej albo białej lub z jednostronnego laminatu (powierzchnia pokryta miedzią zwrócona jest do wewnątrz). Ścianki boczne są ze sobą zlutowane. Linie pola elektrycznego w falowodzie przebiegają w poprzek do dłuższych ścianek, tak więc antena położona na dłuższym boku promieniuje z polaryzacją pionową natomiast stojąca na krótszym – z poziomą. Zaletami anten tubowych są stosunkowo duża tolerancja na niedokładności wykonania i możliwość określenia zysku z dokładnością do 1 dB na podstawie jej rozmiarów mechanicznych.



Rys. 3. Konstrukcja anteny rożkowej

Tabela D3.2.
Wymiary i zysk anten tubowych z rysunku 3 (dla częstotliwości 10,3 GHz).

Zysk [dB]	Bok A [mm]	Bok B [mm]	Wys. L [mm]	Bok HA [mm]	Bok HB [mm]	Kąt [stp]	Kąt [stp]	Dł. K [mm]
14	68,2	50,5	26,2	33,1	34,6	55,6	59,8	40,1
15	76,5	56,7	36,5	43,4	45,3	58,2	62,8	50,9
16	85,8	63,6	49,8	56,5	58,9	60,9	65,6	64,7
17	96,3	71,3	66,7	73,4	76,1	63,4	68,1	82,1
18	108,1	80,0	88,5	95,1	98,2	65,9	70,4	104,2
19	121,2	89,8	116,2	122,8	126,2	68,2	72,5	132,3
20	136,0	100,8	151,6	158,2	161,8	70,3	74,4	168,0
21	152,6	113,1	196,6	203,2	207,0	72,3	76,0	213,3
22	171,3	126,9	253,7	260,3	264,3	74,1	77,5	270,7
23	192,2	144,3	326,2	333,0	337,0	75,7	78,7	343,6
24	215,6	159,7	418,1	424,7	429,1	77,2	80,1	435,5
25	241,9	179,2	534,5	541,1	545,6	78,6	81,2	552,1

L jest wysokością ostrosłupa. Boki a i b odpowiadają wymiarom wewnętrznym falowodu WR-90 (WG-16, R 100) i wynoszą odpowiednio 22,86 i 10,16 mm. Wymiary zewnętrzne falowodów wynoszą 25,4 x 12,7 mm (1 x 0,5 cala).

Wymiary anten dla pasma 24 GHz mogą być obliczone przez odpowiednie zmniejszenie (przeskalowanie) danych z tablicy 2 tak, aby pasowały do wylotu rezonatora.

ISBN 83-901417-2-8