

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI  
WARSZAWA · MIEDZESZYN

**BIULETYN**

**INFORMACYJNY**

1-2(213-214)

**1983**



MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

---

# BIULETYN INFORMACYJNY

Rok 23

WARSZAWA 1983

NR 1-2/213-214/

---

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

Branżowy Ośrodek

Informacji Naukowej, Technicznej i Ekonomicznej

Redakcja Biuletynu Informacyjnego

---

Redaktor Naczelny - prof. mgr inż. Lesław Łędzierski  
Z-ca Redaktora Naczelnego - doc. dr inż. Krystyn Plewko

Redaktorzy działów:

doc. mgr inż. Władysław Cencur, doc. mgr inż. Adam Moniuszko

Adres Redakcji:

Instytut Łączności

Pracownia Ośrodek

Informacji Naukowej, Technicznej i Ekonomicznej

Warszawa - Niedziszyn, ul. Szachowa 1

ISSN 0209-1046

NA PRAWACH REKOPISU - DO UŻYTKU SŁUŻBOWEGO

Redaktor: mgr K. Juszkiwicz

Montaż tekstu: B. Skwara

---

Dział Wydawniczy Instytutu Łączności  
Format B5. Nakład 570. Wpłynęło do  
Działu Wydawniczego 25.I.1983 r.  
Druk ukończono w marcu 1983 r.

EMISJA DODATKOWYCH INFORMACJI PRZEZ RADIOFONICZNE  
NADAJNIKI ULTRAKRÓTKOFALOWE

SPIS TREŚCI

	Str.
1. Wprowadzenie	1
2. Kryteria oceny systemu ze zwielokrotnieniem kanałów nadajnika UKF-FM	4
3. Właściwości modulacji częstotliwościowej i ogólne warunki zwielokrotnienia kanałów nadajnika radiofonicznego UKF	7
4. Emisja sygnałów dodatkowych przez nadajniki stereofoniczne	24
5. Systemy transmisji drugiego, niezależnego programu monofonicznego z częstotliwościową modulacją podnośnej	33
5.1. System SCA	33
5.2. Europejskie próby transmisji niezależnego programu monofonicznego	38
5.3. Inne zastosowania kanału dodatkowego z częstotliwościową modulacją podnośnej	38
a. Transmisja sygnałów przywołania selektywnego	38
b. Transmisja szkiców, rysunków, diagramów itp.	39
c. Wykorzystanie zwielokrotnionych kanałów nadajnika UKF-FM jako stacji bazowej radiokomunikacji ruchomej	40
6. Systemy transmisji informacji dodatkowych	43
6.1. System z analogowym kanałem sygnalizacyjnym na podnośnej 57 kHz - ARI	43
6.2. Szwedzki system transmisji informacji cyfrowej dla użytku publicznego na podnośnej 57 kHz	50

	Str.
6.3. Holenderski system SPI emisji sygnałów rozpoznawczych stacji i programów	63
6.4. Inne systemy transmisji danych w kanałach dodatkowych nadajników UKF-FM	70
7. Informacja o pracach Zakładu Radiokomunikacji Ił w zakresie zwielokrotnienia kanałów nadajników UKF-FM	72
8. Podsumowanie	77
Wykaz literatury	79

EMISJA DODATKOWYCH INFORMACJI PRZEZ RADIOFONICZNE  
NADAJNIKI ULTRAKRÓTKOFALOWE

1. WPROWADZENIE

Systemy radiofoniczne, które umożliwiałyby przesyłanie przez istniejące nadajniki oprócz podstawowego programu radiofonicznego, drugiego niezależnego programu monofonicznego albo dodatkowych sygnałów informacyjnych są przedmiotem studiów i eksperymentów od wielu lat.

W USA idea częstotliwościowego zwielokrotnienia kanałów nadajników radiofonicznych UKF-FM dla równoczesnej emisji dwóch różnych sygnałów radiofonicznych została urzeczywistniona z chwilą ustalenia przez Federalną Komisję Łączności /FCC/ w 1955 roku warunków nadawania programu przeznaczanego dla specjalnych abonentów, tzw. Subsidiary Communications Authorizations /SCA/. Należy w tym miejscu podkreślić, że standaryzacja systemu radiowej transmisji dźwięku stereofonicznego nastąpiła w USA dopiero sześć lat później - 1961 r.

Ocenia się<sup>x/</sup>, że dopuszczanie w 1955 r. transmisji kanału SCA spowodowało, wśród towarzystw eksploatujących nadajniki w USA, znaczny wzrost zainteresowania wykorzystaniem fal ultrakrótkich, czego dowodem stało się podwajanie liczby stacji UKF-FM uzyskujących w latach następnych zezwolenia na emisję.

Tym samym można stwierdzić, że znaczne zwiększenie dochodów, z tytułu opłat uzyskiwanych od abonentów specjalnych, przy nieznacznym, w stosunku do wartości stacji nadawczej, dodatkowych nakładach inwestycyjnych na urządzenia umożliwiające zwielokrotnienie kanałów nadajnika, było pierwszym i najbardziej istotnym w warunkach USA argumentem przema-

---

x/ Proc. of the IKE, May 1962, s.837-847.

wiąjącym za emitowaniem sygnału drugiego niezależnego programu.

Drugim istotnym powodem prac prowadzonych w innych krajach nad zwielokrotnieniem kanałów nadajnika radiofonicznego jest możliwość utworzenia tą drogą kanałów dla nowych służb, np. publicznej sieci przywoławczej, bez potrzeby zajmowania w tym celu nowych częstotliwości roboczych i bez ponoszenia kosztów budowy nowej sieci nadawczej.

Inaczej mówiąc, zwielokrotnienie kanałów podczas emisji radiofonicznej przyczynia się do bardziej racjonalnego i efektywnego wykorzystania naturalnych i stworzonych przez ludzi zasobów będących do dyspozycji danego kraju, a więc do zagospodarowania "bogactwa naturalnego", którym jest użyteczne widmo częstotliwości radiowych, oraz majątku narodowego, którym jest budowana przez dziesiątki lat krajowa rozsiewcza sieć radiofonii UKF-FM /a w przypadku tworzenia tą drogą sieci przywoławczej, również publiczna sieć telefoniczna/.

Trzecią przyczyną badań i eksperymentów z przesyłaniem sygnałów dodatkowych wraz z programem radiofonicznym jest dążenie do zautomatyzowania bądź ułatwienia procesu dostrojenia odbiornika radiofonicznego do sygnału wybranej stacji UKF-FM. Przesyłanie kodowanych informacji w kanale dodatkowym pozwala bowiem na wyróżnienie, np. sieci lokalnych nadajników, które mogą nadawać komunikaty dla kierowców. W kanale dodatkowym można też przysyłać sekwencję sygnałów stanowiących umowne znaki rozpoznawcze sieci, programu, stacji itd., po których przyjęciu odbiornik wykonuje samoczynnie czynności ustalone - zaprogramowane przez użytkownika.

Wymienione ostatnio możliwości wiążą się nierozzerwalnie z rozwojem technologii podzespołów, zwłaszcza cyfrowych układów o dużej skali integracji, dzięki którym już dziś staje się realna wizja odbiornika radiofonicznego wyposażonego w wielofunkcyjny system mikroprocesorowy [7,12] .



Dająca się obserwować na forum organizacji międzynarodowych /EBU, CCIR/ presja krajowych administracji łączności zmierzająca ku standaryzacji systemu przesyłania sygnałów dodatkowych przez nadajniki radiofoniczne UKF-FM wynika z nacisków, jakie wywierają na te administracje firmy produkujące odbiorniki radiofoniczne. Firmy te poniosły dotąd znaczne wydatki na studia i eksperymenty, np. Blaupunkt z RFN na opracowanie systemu ARI lub Philips z Holandii na opracowanie systemu SPI, a międzynarodowe ustalenia zalecające stosowanie, któregoś z proponowanych systemów przesyłania sygnałów dodatkowych, stworzyłyby dla tych firm możliwość sprzedaży nowych modeli radioodbiorników i oznaczałyby kolejny okres prosperity w tej branży, rekompensujący poniesione nakłady.

W niniejszym artykule pominięto opis systemów pozwalających na zwielokrotnienie kanałów nadajnika pracującego z modulacją amplitudową, ponieważ:

- bibliografia dotycząca tego tematu jest uboga, /w znanych autorowi publikacjach rozważa się możliwość dodatkowego kluczowania fazy fali nośnej, które ma miejsce przed jej modulacją amplitudową/,
- przepustowość informacyjna kanału, który można "wkomponować" w widmo sygnału AM jest niewielka.

W dalszych częściach artykułu rozwinięto natomiast temat zwielokrotnienia częstotliwościowego kanałów radiofonicznych nadajników ultrakrótkofalowych pracujących z modulacją częstotliwościową /UKF-FM/, przedstawiając kolejno:

- ogólne wymagania dotyczące systemów przesyłania drugiego, niezależnego programu albo sygnałów dodatkowych;
- podstawowe wiadomości dotyczące transmisji sygnałów z modulacją częstotliwościową i obowiązującego standardu radiofonii UKF-FM;

- opisy systemów przesyłania dodatkowego programu i systemów przesyłania dodatkowych sygnałów informacyjnych analogowych i cyfrowych;
- niektóre wybrane rezultaty prac prowadzonych przez Zakład Radiokomunikacji II w Warszawie w tej dziedzinie;
- wnioski - tezy autora odnoszące się do prognoz rozwoju systemów zwielokrotniania kanałów nadajników UKF-FM.

## 2: KRYTERIA OCENY SYSTEMU ZE ZWIELOKROTNIENIEM KANAŁÓW NADAJNIKA UKF-FM

Na charakterystykę systemu ze zwielokrotnieniem kanałów transmitowanych przez nadajnik radiofoniczny UKF-FM składają się:

- ocena kompatybilności z istniejącymi systemami radiofonii UKF-FM, zarówno podczas emisji monofonicznej jak i stereofonicznej;
- ocena jakości transmisji w kanale dodatkowym;
- ocena przydatności /użyteczności/.

Warunek kompatybilności z istniejącymi systemami radiofonicznymi oznacza, że transmisja dodatkowego programu lub sygnału informacyjnego na podnośnej nie może pogarszać, w zauważalnym stopniu, jakości odbioru programu podstawowego /mono lub stereofonicznego/. W tym celu należy określić poziom przesłuchu z kanału dodatkowego, a także zmniejszenie stosunku sygnał /szum dla kanałów radiofonicznych po wprowadzeniu kanału dodatkowego.

Wymienione wyżej cechy systemu, bada się metodami doświadczalnymi, ponieważ zależą od wielu, trudnych do ujęcia analitycznego, właściwości odbiorników radiofonicznych. Oceny zauważalności zakłóceń dokonuje się podczas tych badań metodami subiektywnymi, przy czym zauważalność zakłócenia jest funkcją czterech argumentów:

- jakości urządzenia generującego zwielokrotniony sygnał,
- rodzaju zniekształcenia /amplitudowego i fazowego wprowadzanego przez elementy aktywne odbiornika,
- działania deemfazy,
- subiektywnych, zależnych m.in. od częstotliwości i poziomu dźwięku, indywidualnych ocen słuchaczy.

Należy sobie w tym miejscu uświadomić, że na rynku można znaleźć różnorodny sprzęt: odbiorniki mono- i stereofoniczne, klasy HI-FI i popularne, samochodowe, przenośne i stołowe, a jednocześnie użytkowane są jeszcze odbiorniki lampowe wyprodukowane ponad 20 lat temu. Przy czym, zarówno te sprzedawane obecnie, jak te liczące już kilkanaście lat, zostały wykonane na podstawie norm nie przewidujących /poza USA/ badania odporności na zakłócenia z kanału dodatkowego.

Dla wykonania wiarygodnej oceny kompatybilności systemu trzeba więc mieć do badań laboratoryjnych reprezentatywną próbkę odbiorników eksploatowanych w kraju, a następnie już poprzez nadajnik radiofoniczny wraz z normalnym programem emitować sygnały dodatkowe, wg standardu dla badanego systemu, i rozważać wszystkie zgłoszone przez słuchaczy reklamacje.

Na ocenę jakości transmisji w kanale dodatkowym składają się przede wszystkim takie parametry, jak zmierzone na wyjściu demodulatora kanału dodatkowego: stosunek sygnał/szum, zniekształcenia nieliniarne i częstotliwościowe sygnału, pasmo przenoszonych częstotliwości, poziom zakłóceń z kanału podstawowego, współczynniki ochronne dla emisji w kanale dodatkowym.

Oprócz wyżej wymienionych parametrów często należy uwzględnić jeszcze inne własności, np. w przypadku transmisji dodatkowego programu fonicznego - czułość użytkową, przy której zrozumiałość mowy programu dodatkowego jest dostateczna, a w przypadku transmisji cyfrowej - czułość, przy której stopa błędów nie przekracza określonego progów.

Bardzo ważną cechą systemu jest zasięg emisji dodatkowej, który powinien być zbliżony do zasięgu emisji monofonicznej.

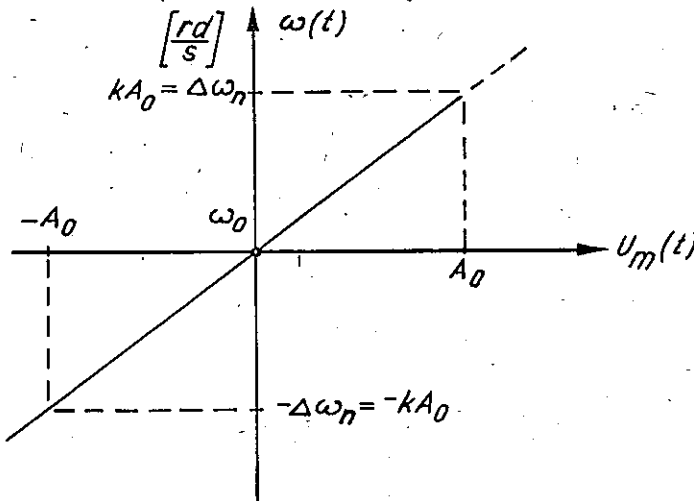
Dla systemów obsługujących abonentów ruchomych, jak system przesyłania komunikatów dla kierowców, lub system przywołania selektywnego, istotnymi kryteriami oceny jakości kanału dodatkowego stają się: odporność na zakłócenia impulsowe występujące w instalacji elektrycznej pojazdów i wrażliwość na zniekształcenia wynikające z wielodrogowego odbioru sygnałów, a także porównanie zasięgu stacji UKF dla programu podstawowego i dla kanału dodatkowego.

Użyteczność systemu uwarunkowana jest wieloma względami, a między innymi:

- stopniem rozbudowy sieci stacji UKF-FM i szerzej rozwojem telekomunikacji w ogóle;
- relacją między zapotrzebowaniem na nowy rodzaj służby lub usługi i ceną odbiornika abonenckiego z dodatkowym wyposażeniem /atrakcyjność kontra koszt/;
- możliwością szybkiego wdrożenia systemu, a w miarę narastania potrzeb jego rozbudowy;
- elastycznością, pozwalającą wykorzystywać kanał dodatkowy dla wielu celów jednocześnie i prostotą zespolenia go z innymi systemami;
- poziomem technologii podzespołów elektronicznych w kraju wdrażającym system, pozwalającym na masową produkcję wielofunkcyjnych niezawodnych odbiorników; dotyczy to zwłaszcza układów cyfrowych dużej skali integracji charakteryzujących się małym poborem mocy zasilania /technologia CMOS/.

### 3. WŁAŚCIWOŚCI MODULACJI CZĘSTOTLIWOŚCIOWEJ I OGÓLNE WARUNKI ZWIELOKROTNIEŃ KANAŁÓW NADAJNIKA RADIOFONICZNEGO UKF

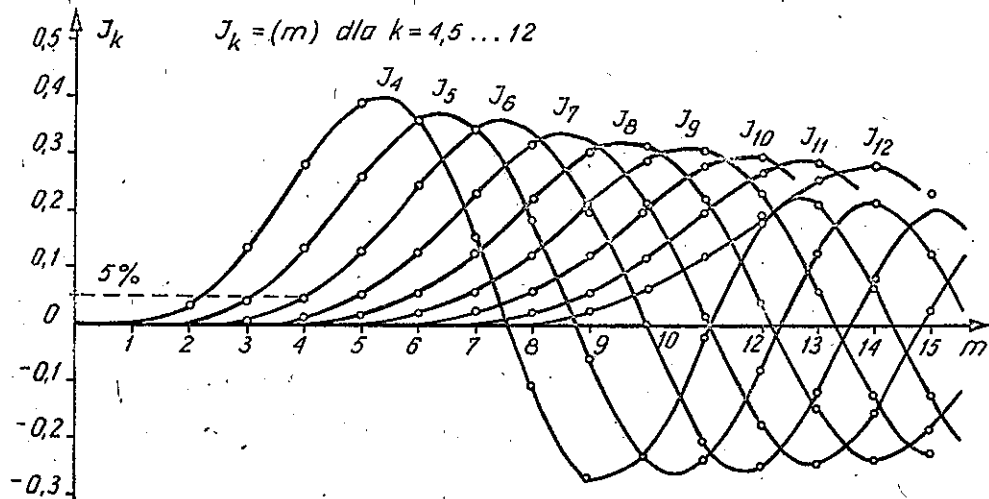
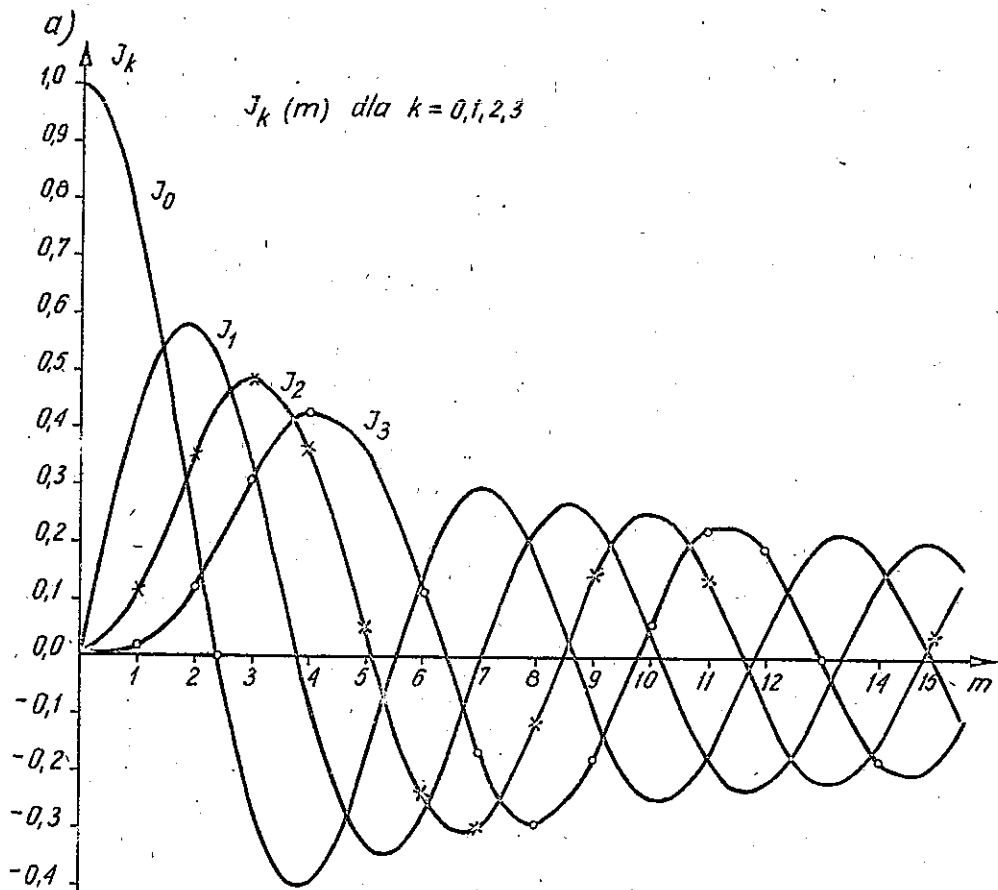
W radiofonii ultrakrótkofalowej stosuje się obecnie modulację częstotliwościową /FM/, co oznacza, że chwilowa częstotliwość  $\omega(t)$  sygnału radiowego  $u(t)$ , powstającego w wyniku procesu modulacji przebiegu nośnego  $u_n(t)$ , zmienia się proporcjonalnie do chwilowej amplitudy sygnału modulującego  $u_m(t)$  - por. rys. 1.

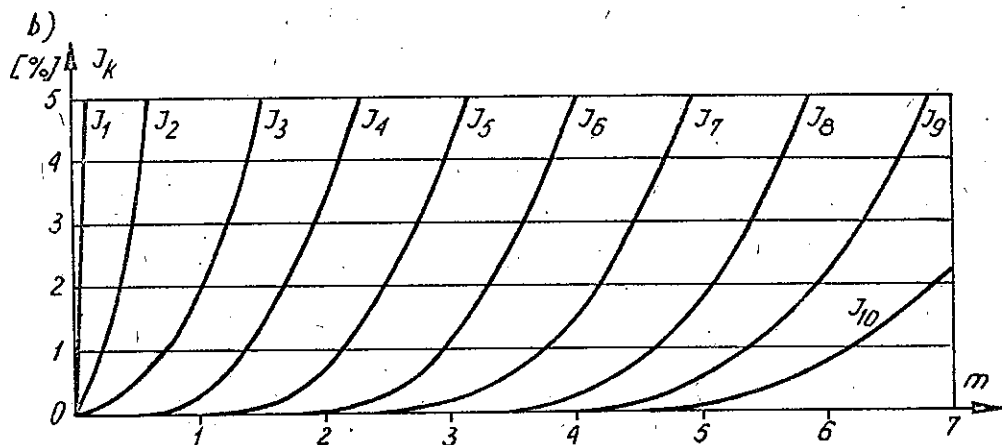


Rys. 1. Statyczna charakterystyka modulacji częstotliwościowej

Jeżeli sinusoidalny przebieg nośny o pulsacji  $\omega_0$  zapiszemy w postaci:  $u_n(t) = U_0 \sin \omega_0 t$ , to sygnał zmodulowany częstotliwościowo można przedstawić w formie:  $u(t) = U_0 \sin [\omega_0 t + \Delta \omega(t)]$ .

W przypadku modulacji sygnałem sinusoidalnym, tzn., gdy  $u_m(t) = A_0 \sin \omega_m t$ , chwilowa częstotliwość  $\omega(t)$  fali





Rys. 2. Funkcje Bessela pierwszego rodzaju  $J_k$  argumentu

$$m = \frac{\Delta \omega_n}{\omega_m}$$

a/ przebieg funkcji rzędu  $k = 0 \dots 12$  dla  $0 \leq m \leq 15$ ,

b/ przebieg funkcji  $J_k$  w przedziale 0 - 5% całkowitej amplitudy sygnału dla  $k$  od 1 do 10

nośnej wynosi:  $\omega(t) = \omega_0 + kA_0 \sin(\omega_m t) = \omega_0 + \Delta \omega_n \sin(\omega_m t)$ ,

przy czym wielkość  $\Delta f_n = \frac{\Delta \omega_n}{2\pi} = \frac{kA_0}{2\pi}$  nazywana jest maksymalną dewiacją częstotliwości.

Pomijając dalszy opis matematyczny sygnału FM, który można znaleźć w wielu podręcznikach z zakresu teorii sygnałów np. [13,28], stwierdzamy, że widmo takiego sygnału składa się z nieskończenie wielu prążków skupionych wokół środkowego o pulsacji  $\omega_0$  i odległych od siebie na osi częstotliwości o wielokrotność pulsacji  $\omega_m$ . Przy czym amplitudy tych prążków, ściślej par prążków  $J_k(m)$  oraz  $-J_k(m)$ , są określone przez wartości odpowiednich funkcji Bessela, których argumentem jest stosunek dewiacji fali nośnej do pulsacji syg-

nażu modulującego  $\frac{\Delta \omega_n}{\omega_m} = m$  nazywany indeksem modulacji częstotliwościowej /albo dewiacją fazy/.

Tak więc przebieg FM jest sumą w postaci:

$$u(t) = U_0 \sin[\omega_0 t + m \sin(\omega_m t)] = A_0 \sum_{k=-\infty}^{+\infty} J_k(m) \sin(\omega_0 + k\omega_m)t$$

przy czym  $J_k(-m) = (-1)^k J_k(m)$

Z przebiegu funkcji Beseela, naszkicowanych na rys. 2, wynika, że liczba prążków przenoszących istotną część energii sygnału FM jest ograniczona, ponieważ dla każdego indeksu

modulacji  $\frac{\Delta \omega_n}{\omega_m} = m$  amplitudy prążków rzędu wyższego niż  $k_{\max}$  maleją. Można więc dla danego  $\frac{\Delta \omega_n}{\omega_m} = m$  określić pasmo częstotliwości, poza którym znajdują się tylko prążki o amplitudach nie przekraczających określonego poziomu.

W literaturze [13,28] podawane są różne wzory lub wykresy określające liczbę  $k$  prążków, które należy uwzględnić, przy czym amplitudy tych składowych odnoszone są zwykle do amplitudy prążka  $J_0/0$  niemodulowanej fali nośnej, czyli do sumy wszystkich składowych /w wyniku modulacji FM nie zmienia się amplituda przebiegu  $u(t)$ /.

Jeżeli wysokość prążków pomijanych wynosi mniej niż 5% fali nośnej to:

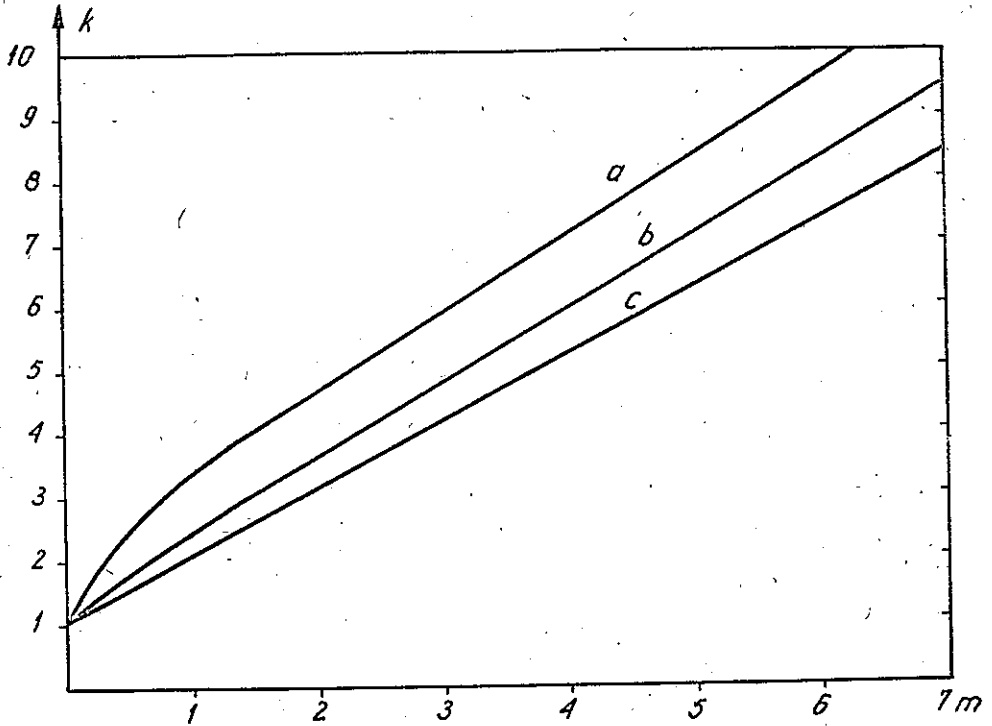
$$k_{0,05} = \begin{cases} m + 1 & \text{dla } 1 \leq m \leq 4 \\ m + 2 & \text{dla } m > 4 \end{cases}$$

Natomiast jeżeli jako wartość progową przyjąć 1%, to

$$k_{0,01} = m + \sqrt{m + 1}.$$



Liczbę  $k$  istotnych składowych każdej ze wstęg bocznych modulacji FM w zależności od  $m$  oraz przyjętego poziomu rozgraniczenia dla: 1%, 5% i 10% pokazują też krzywe na rys.3.



Rys. 3. Liczba  $k$  istotnych składowych widma FM w zależności od  $m$ , z uwzględnieniem składowych  $\omega$ :

a/ 1%, b/ 5%, c/ 10% amplitudy fali nośnej

Dla określenia pasma zajmowanego przez sygnał dodatkowy ważny jest szczególny przypadek  $m \ll 1$ , wówczas widmo sygnału FM, podobnie jak widmo sygnału AM, zawiera tylko trzy składowe: falę nośną  $\omega_0$  i dwie wstęgi boczne  $\omega_0 \pm \omega_m$  /por. rys. 3, 4/. Jednak należy pamiętać, że reprezentujące je wskazzy mają inne fazy niż ma to miejsce podczas modulacji amplitudowej.

Szerokość pasma zajmowanego przez sygnał FM jest określona pośrednio przez liczbę istotnych składowych widma, która - jak to wyżej wskazano - jest funkcją stosunku  $\frac{\Delta\omega_n}{\omega_m}$ , a więc poprzez  $\Delta\omega_n$  szerokość pasma zależy od amplitudy sygnału - wysterowania, ale zależy także od częstotliwości tego sygnału gdyż kolejne składowe odległe są od siebie o  $\omega_m$ .

Zwiększenie amplitudy sinusoidalnego sygnału modulującego przy stałej częstotliwości  $\omega_m$ , powoduje wzrost indeksu modulacji, a więc zwiększenie liczby  $k$  istotnych prążków /por. rys. 3/, co prowadzi do szybkiego poszerzenia pasma sygnału zmodulowanego.

Natomiast, jeżeli przy stałej amplitudzie sygnału modulującego, a więc przy stałej dewiacji  $\Delta\omega_n$ , rośnie częstotliwość modulująca  $\omega_m$ , to indeks modulacji  $m$  maleje, w konsekwencji maleje liczba  $k$  istotnych prążków, ale jednocześnie rosną odległości między kolejnymi prążkami, w rezultacie również następuje zwiększenie rozpiętości widma sygnału zmodulowanego.

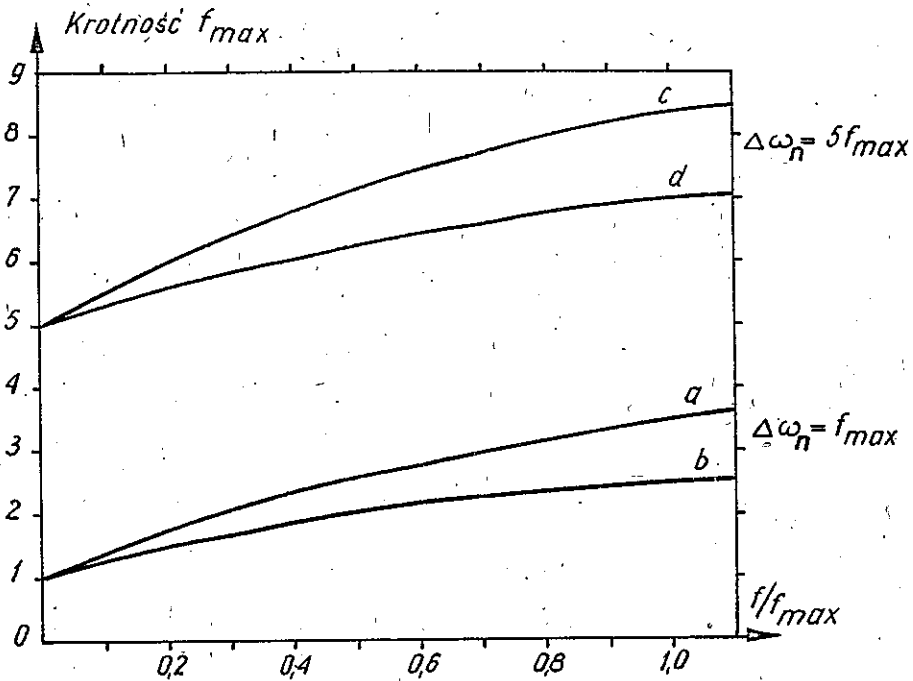
Omówione wyżej współzależności ilustruje rys. 4, na którym przedstawiono szerokość jednej wstęgi sygnału FM jako wielokrotności maksymalnej częstotliwości sygnału modulującego  $f_{\max}$ , w zależności od częstotliwości sygnału modulującego  $f$  określonej jako stosunek  $\frac{f}{f_{\max}}$ , dla dewiacji równej  $f_{\max} = \frac{\Delta\omega_n}{2\pi}$

oraz dla dewiacji równej  $5f_{\max} = \frac{\Delta\omega_n}{2\pi}$

Z rys. 4. można wnioskować, że dla przebiegów wolnozmiennych,

gdy  $\frac{f}{f_{\max}} \approx 0$  szerokość pasma sygnału FM /dwóch wstęg/ jest

najmniejsza i równa podwojonej dewiacji fali nośnej, natomiast najszersze pasmo zajmuje sygnał FM przy pełnym wysterowaniu i przy maksymalnej częstotliwości sinusoidalnego sygnału modulującego.



Rys. 4. Szerokość jednej wstęgi sygnału FM, jako wielokrotność  $f_{max}$  w zależności od częstotliwości sygnału  $f$  odniesionej do  $f_{max}$  dla dewiacji:

- a/  $\Delta\omega_n = f_{max}$  i  $k_{0,01}$     b/  $\Delta\omega_n = f_{max}$  i  $k_{0,05}$   
 c/  $\Delta\omega_n = 5f_{max}$  i  $k_{0,01}$     d/  $\Delta\omega_n = 5f_{max}$  i  $k_{0,05}$ .

Charakteryzując właściwości modulacji FM należy jeszcze przypomnieć, że dla tego rodzaju modulacji /w przeciwieństwie do amplitudowej/ nie obowiązuje zasada superpozycji widm. W widmie sygnału zmodulowanego sygnałem złożonym z sumy dwóch lub więcej przebiegów harmonicznnych występują składowe o częstotliwościach, które nie występowały przy modulacji każdym z przebiegów z osobna, a ponadto wysokości prążków

zależą od amplitud wszystkich składowych jednocześnie. Przy czym występuje tu pewna prawidłowość - każda dodana częstotliwość modulująca, umieszczona poza pasmem sygnału monofonicznego [21,22], powoduje przemieszczenie składowych widma od częstotliwości, na których występowały dominujące składowe widma, ku fali nośnej i na zewnątrz. W efekcie przy modulacji wieloma przebiegami harmonicznymi składowe widma skupiają się przy fali nośnej, a jednocześnie widmo poszerza się o odległe składowe leżące na poziomie poniżej - 30 dB w stosunku do fali nośnej.

Oczywiście liczba składowych sygnału FM, które zostaną bez zniekształceń amplitudowych i fazowych przesłane przez kanał transmisyjny /nadajnik, atmosferę, obwody filtrów odbiornika/ decyduje o wierności odtwarzania naturalnego sygnału w wyniku demodulacji odebranego sygnału, tj. o zniekształceniach odebranego sygnału.

Zestawiając przyjęte dla transmisji radiofonicznych [54] wartości maksymalnej częstotliwości modulującej:  $f_{\max} = 15 \text{ kHz}$  oraz maksymalnej dewiacji:  $\frac{\Delta\omega}{2\pi} = 75 \text{ kHz}$ , względnie 50 kHz dla krajów OIRT /między innymi i Polski/, z poczynionymi wyżej uwagami dotyczącymi właściwości sygnałów FM, można stwierdzić, że przy zachowaniu dotychczas używanych częstotliwości roboczych zwielokrotnienie kanałowe nadajników UKF jest możliwe, o ile w wyniku tego zabiegu nie wzrośnie maksymalna dewiacja, a indeks modulacji powodowany przez składowe leżące poza pasmem sygnału monofonicznego będzie mały.

Upraszczając obraz można by powiedzieć, że widmo fali nośnej modulowanej sygnałem monofonicznym i sygnałami kanałów na podnośnych, znajdujących się poza pasmem 15 kHz, powinno w zasadzie zmieścić się lub nieznacznie przekroczyć szerokość pasma nośnej modulowanej sygnałem monofonicznym.

Złożony przebieg modulujący nośną wielkiej częstotliwości, przy częstotliwościowym zwielokrotnieniu kanałów nazywany sygnałem złożonym, jest tworzony jako suma sygnału monofo-

nicznego - w paśmie do 15 kHz i jednego lub kilku przebiegów podnośnych modulowanych sygnałami z innych źródeł. W ten sposób część dewiacji fali nośnej nadajnika radiofonicznego przypada na sygnały podnośnych.

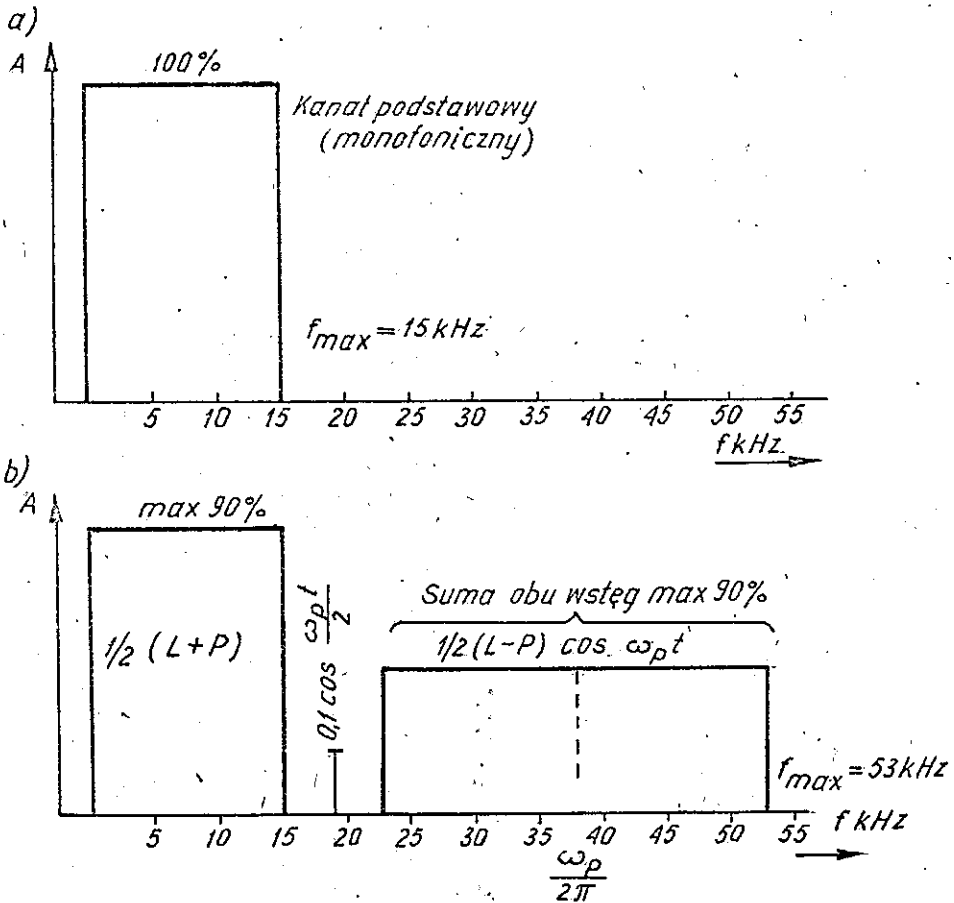
Dodatkowy kanał transmisyjny, utworzony metodą częstotliwościowego zwielokrotnienia sygnału modulującego radiofoniczny nadajnik UKF-FM, powinien znajdować się poza pasmem sygnału programu podstawowego - monofonicznego, tj. powyżej częstotliwości 15 kHz, jak na rys. 5a, lub poza pasmami zajętyymi przez składowe sygnały stereofonicznego, tj. pomiędzy częstotliwościami 15 + 23 kHz z wyłączeniem częstotliwości 19 kHz /ton pilotujący/ albo powyżej 53 kHz, jak na rys. 5b. Ostateczna modyfikacja zalecenia CCIR N450 [54] uściśliła tę kwestię zmierzając w zasadzie do umieszczenia kanałów dodatkowych poza pasmami sygnału stereofonicznego.

Zmniejszenie stosunku sygnał /szum w kanale podstawowym po wprowadzeniu kanałów dodatkowych, jest zależne od redukcji indeksu modulacji dla tego kanału. Jednocześnie im większa część dewiacji fali nośnej będzie przypadać na kanał dodatkowy, tym wyższa będzie jakość transmisji w tym kanale. Możliwości rozwiązania tego zagadnienia zależą od wzajemnej korelacji sygnałów podstawowego i modulującego dodatkową podnośnią. Przykładem ilustrującym zależność pomiędzy indeksem modulacji w kanale podstawowym i korelacją sygnałów: programu podstawowego - monofonicznego i programu przesyłanego na podnośnej - jest sposób tworzenia sygnałów w systemie radiofonii stereofonicznej [21, 22, 35, 54].

W systemie stereofonicznym w paśmie podstawowym, tzn. kompatybilnie z systemem monofonicznym, jest przesyłany sygnał sumy dwóch pierwotnych kanałów lewego L i prawego P. Natomiast wytkłumiona podnośna 38 kHz jest modulowana amplitudowo sygnałem różnicy kanałów lewego L i prawego P. Powyższe zależności zapisuje się w postaci:

$$M = 1/2 (L + P)$$

$$S = 1/2 (L - P)$$



Rys. 5. Pasma sygnału modulującego podczas emisji:

a/ monofonicznej, b/ stereofonicznej w systemie z tonem pilotującym 19 kHz,

Największa amplituda sygnału M, a jednocześnie zanik sygnału S, występuje, gdy sygnały pierwotne L i P mają zgodne fazy, i równe maksymalne amplitudy. W tym przypadku

cała dewiacja fali nośnej /ściślej 90%, bo  $8 \pm 10\%$  zarezerwowano dla sygnału pilota 19 kHz, którego amplituda się nie zmienia/ spożytkowana jest do przenoszenia informacji sygnału M.

Analogicznie największa amplituda sygnału S modulującego podnośną 38 kHz, a jednocześnie stłumienie sygnału M, pojawia się, gdy dwa sygnały pierwotne L i P mają przeciwne fazy i równe amplitudy.

Podczas radiowej transmisji dźwięku stereofonicznego, w przyjętym przez CCIR systemie z tonem pilotującym [54], efekt redukcji stosunku sygnał/szum na skutek redukcji indeksu modulacji dla programu podstawowego - monofonicznego uczyniono możliwie małym, a jednocześnie zapewniono największy możliwy indeks modulacji dla składowych sygnału różnicowego transmitowanego na podnośnej modulowanej amplitudowo.

Na podobnej zasadzie oparte są propozycje dotyczące radiowej transmisji stereofonii wielokanałowej - kwadrofonii [21,22].

Opisując systemy stereofonii dwu - lub wielokanałowej należy podkreślić, że normalnie sygnały pierwotne, np. sygnały z mikrofonów umieszczonych na sali koncertowej, są silnie skorelowane. We wszystkich systemach stereofonicznych przesłuchy pojawiające się pomiędzy kanałami, zaburzają wprawdzie naturalne przestrzenne wrażenia dźwiękowe, jednak nawet w przypadku kompletnego braku separacji jest możliwy dobry jakościowo odbiór programu jako monofonicznego.

Definitywnie inna jest sytuacja w przypadku wielokanałowej radiofonicznej transmisji sygnałów nieskorelowanych - sygnałów z zupełnie innych źródeł.

Przesłuchy występujące między kanałami podczas takiej transmisji stają się - w niezależnych kanałach - zakłóceniami, a jakość transmisji w obu kanałach pogarsza się.

Prócz tego obydwie sygnały: podstawowy /monofoniczny lub stereofoniczny/ i kanału na dodatkowej podnośnej mogą jednocześnie osiągać maksymalne amplitudy. W następstwie tego w systemie z częstotliwościowym zwielokrotnieniem kanałów, przeznaczonym dla transmisji sygnałów niezależnych, konieczna jest redukcja maksymalnej, dewiacji dla programu podstawowego, co wyraża się zależnością<sup>x/</sup>:

$$\Delta F_{\text{amax}} = p \Delta F_{\text{max}}, \quad \text{gdzie:}$$

$\Delta F_{\text{max}}$  - maksymalna dewiacja nadajnika UKF-FM wynikająca ze standardu [54], tzn. 75 kHz względnie 50 kHz dla krajów OIRT,

$\Delta F_{\text{amax}}$  - maks. dewiacja dla programu podstawowego,

$p < 1$  - współczynnik redukcji dewiacji programu podstawowego w związku z wprowadzeniem sygnału ponośnej.

Zmniejszenie stosunku sygnał/szum podczas odbioru w kanale podstawowym wyraża się zależnością:

$$\Delta \frac{S}{N} = -20 \lg p$$

a stosunek ten wynosi [29,35] :

$$\left(\frac{S}{N}\right)_m = \left[ \frac{3}{2} p^2 m^2 \frac{1}{F_a} \right] \left(\frac{P_c}{n}\right)$$

---

x/ Wszystkie zależności przytoczone w tym punkcie zaczerpnięto z dokumentu [35]. Obliczając stosunek sygnał/szum zakłada się zakłócenie szumem o równomiernej widmowej gęstości mocy. Rozważania nie dotyczą zakłóceń impulsowych i harmonicznym, które występują w rzeczywistych warunkach odbioru i obecnie determinują rzeczywistą czułość odbiornika.



gdzie:

$m$  - indeks modulacji FM równy:  $\frac{\Delta F_{\max}}{F_a}$

$F_a$  - maksymalna częstotliwość modulująca w kanale głównym;

$P_c$  - moc fali nośnej na wejściu dyskryminatora;

$n$  - gęstość mocy szumów  $\left[ \frac{W}{Hz} \right]$ , czyli stosunek mocy szumów na wejściu dyskryminatora do pasma odbiornika.

Natomiast stosunek sygnału do szumu w kanale na podnośnej /przed drugą detekcją/ wynosi:

$$\left( \frac{S}{N} \right)_p = \left[ 0,5(1-p)^2 \right] \left( \frac{\Delta F_{\max}}{F_p} \right)^2 \left( \frac{P_c}{nF_{ap}} \right)$$

gdzie:

$F_{ap}$  - pasmo sygnału modulującego podnośną,

$F_p$  - częstotliwość podnośnej.

Z zależności tej, aczkolwiek otrzymanej przy pewnych upraszczających założeniach, wpływają ważne wnioski dotyczące transmisji informacji dodatkowych przez radiofoniczne nadajniki UKF-FM.

Pierwszy, intuicyjnie oczywisty, wniosek:

Stosunek sygnał/szum w kanale na podnośnej wzrasta, gdy rośnie maksymalna dewiacja nadajnika  $\Delta F_{\max}$  oraz gdy powiększa się część  $/1-p/$  tej dewiacji przeznaczona dla kanału dodatkowego. Obie wymienione drogi powiększenia stosunku sygnał/szum napotykają jednak na formalne ograniczenia, ponieważ zgodnie z zaleceniami CCIR [54]:

$\Delta F_{\max} \leq 75 \text{ kHz}$  (lub 50 kHz), zaś  $1-p \leq 0,1$  czyli 10%.

Drugi wniosek:

Stosunek sygnał/szum w kanale na podnośnej jest odwrotnie proporcjonalny do kwadratu częstotliwości podnośnej, czyli wybrana najniższa możliwa częstotliwość podnośnej, leżąca poza pasmem sygnału podstawowego, gwarantowałaby najkorzystniejsze warunki transmisji. Jednak należy uwzględnić:

- możliwość rozdzielania kanałów, tj. stopień złożoności filtrów,
- nielinearność toru transmisji sygnału radiowego, w wyniku której tony harmoniczne i intermodulacyjne składowych programu podstawowego, mogą znaleźć się w paśmie zajmowanym przez kanał dodatkowy.

Trzeci wniosek z rozważonej zależności potwierdza, że stosunek sygnał/szum w kanale dodatkowym maleje proporcjonalnie do szerokości pasma  $F_{ap}$  zajmowanego przez ten kanał.

Stosunek sygnał/szum, jakiego należy oczekiwać w paśmie naturalnym w wyniku demodulacji podnośnej jest zależny od stosowanej metody modulacji i wynosi:<sup>x/</sup>

- dla dwuwstęgowej modulacji amplitudowej bez wytłumienia podnośnej:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_d = \left[ \frac{1}{16} (1-p)^2 \right] \left( \frac{\Delta F_{\max}}{F_p} \right)^2 \left( \frac{P_c}{nF_{ap}} \right)$$

---

x/ We wszystkich wzorach stosunek S/N obliczono, bez uwzględnienia układów preemfazy i deemfazy w kanale dodatkowym. Wzory obowiązują, gdy S/N jest znacznie wyższy od wartości progowych.

co przyjmiemy jako wielkość odniesienia /0 dB/ dla następnych przypadków:

- dla dwuwstęgowej modulacji amplitudowej z wytłumioną podnośną:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_d = \left[\frac{1}{4}(1-p)^2\right] \left(\frac{\Delta F_{\max}}{F_p}\right)^2 \left(\frac{P_c}{nF_{ap}}\right)$$

co daje względny zysk +6 dB;

- dla jednowstęgowej modulacji amplitudowej z wytłumioną podnośną:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_d = \left[\frac{1}{2}(1-p)^2\right] \left(\frac{\Delta F_{\max}}{F_p}\right)^2 \left(\frac{P_c}{nF_{ap}}\right)$$

czyli tyle samo, jak w kanale na podnośnej, co daje względny zysk +9 dB;

- dla modulacji częstotliwościowej:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_d = \left[\frac{3}{4}(1-p)^2\right] \left(\frac{\Delta F_{\max}}{F_p}\right)^2 \left(\frac{\Delta F_p}{F_{ap}}\right)^2 \left(\frac{P_c}{nF_{ap}}\right)$$

jeżeli założyć, że indeks modulacji podnośnej wynosi

$$\frac{\Delta F_p}{F_{ap}} = 1, \text{ to zysk względem modulacji amplitudowej wynie-}$$

sie 10,8 dB. Oczywiście zwiększenie indeksu modulacji podnośnej powoduje przyrost zysku stosunku sygnał/szum po demodulacji.

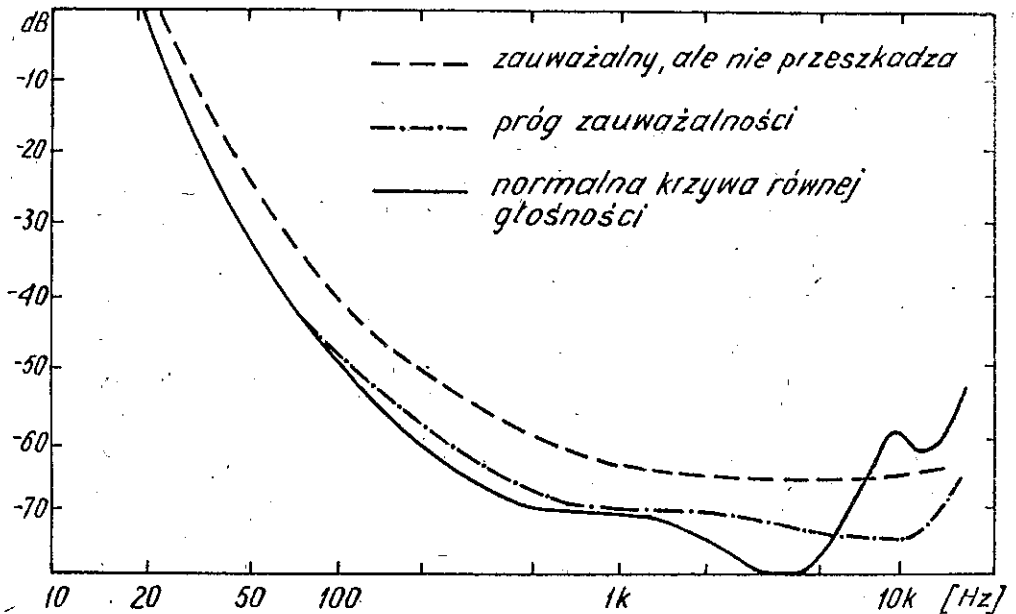
Modulacja jednowstęgowa gwarantuje stosunek sygnał/szum nieznacznie gorszy niż częstotliwościowa, a ponadto zajmuje pasmo kanału dodatkowego co najmniej dwukrotnie węższe od

pozostałych rodzajów modulacji. Jednak mimo czynionych prób [21,24] nie znalazła ona, jednak dotąd, szerszego zastosowania podczas zwielokrotniania kanałów nadajników radiofonicznych UKF-FM, m.in. dlatego, że dla demodulacji sygnału jednowstęgowego w odbiorniku należy odtworzyć /lub wytworzyć/ z dużą dokładnością przebieg fali nośnej. Konieczność stosowania dla tego celu generatora kwarcowego lub odtwarzanie podnośnej na podstawie sygnału pilotującego zwiększa stopień złożoności, a w konsekwencji koszt odbiornika.

Modulację częstotliwościową podnośnej charakteryzują: nie tylko potencjalnie najlepsza jakość transmisji wynikająca z uzyskiwanego stosunku sygnał/szum i względnie prosty układ demodulacji podnośnej, ale przede wszystkim najlepsze właściwości, jeśli chodzi o poziom przesłuchów z kanału dodatkowego do podstawowego i vice versa. Uzasadnia się tę właściwość tym, że podczas modulacji częstotliwościowej amplituda podnośnej nie zmienia się, wobec czego nie ma warunków do detekcji sygnału dodatkowego na nieliniarnych elementach, czy członach toru w standardowym odbiorniku radiofonicznym nastawionym na odbiór monofoniczny. Występujące praktycznie przesłuchy z kanału dodatkowego do monofonicznego wynikają z tego, że w wyniku istnienia zniekształceń częstotliwościowych, występujących np. na skutek zbyt wąskiego pasma toru pośredniej częstotliwości odbiornika; podnośna na wyjściu dyskryminatora FM odbiornika ma pasożytniczą modulację amplitudową. Jeżeli przebieg ten nie zostanie dostatecznie stłumiony przez układ deemfazy, to na skutek nieliniarności wzmacniacza małej częstotliwości /asymetria punktu pracy/ może być demodulowany i objawiać się jako przesłuch - zakłócenie w kanale monofonicznym.

Próg zauważalności zakłóceń programu tonem harmonicznym włączanym na 1 s co 2 s, wg danych BBC. [29], zależy od częstotliwości zakłócenia rys. 6a, dla częstotliwości do 1-2 kHz znajduje się około 70 dB poniżej poziomu 100 %

modulacji programu podstawowego. Dla odbiorników wysokiej klasy, z racji niższego poziomu szumów własnych, próg zauważalności przesłuchu jako zakłócenia leży zwykle niżej niż dla odbiorników popularnych, w których przesłuchy mogą być maskowane przez zakłócenia i szum o innym charakterze.



Rys. 6. Próg zauważalności zakłóceń programu radiofonicznego w zależności od częstotliwości zakłócenia /zob. tekst/

Przesłuchy z kanału podstawowego do dodatkowego powstają przede wszystkim drogą intermodulacji składowych akustycznych i częstotliwości podnośnej we wzmacniaczu pośredniej częstotliwości i dyskryminatorze FII odbiornika. Przy stosowaniu częstotliwościowej modulacji podnośnej obserwuje się większą odporność sygnału dodatkowego na tego rodzaju zakłócenia niż przy modulacji amplitudowej.

Opis modułacji cyfrowych dla transmisji sygnałów do-

datkowych przez nadajniki UKF-FM najczęściej stosuje się bifazowe kluczowanie fazy podnośnej /PSK/.

#### 4. EMISJA SYGNAŁÓW DODATKOWYCH PRZEZ NADAJNIKI STEREOFONICZNE

Szczegółnej uwagi wymaga badanie możliwości wprowadzenia dodatkowej podnośnej do transmisji stereofonicznej [3, 6, 7, 16, 21, 22, 40, 44, 45].

Okazuje się bowiem, że nielinearność elementów aktywnych odbiorników oraz właściwości różnych eksploatowanych dekodery sygnału stereofonicznego narzucają w tym przypadku bardzo istotne ograniczenia.

Od momentu przyjęcia standardu systemu radiowej transmisji stereofonicznej, dekodery te przeszły wprawdzie znaczną ewolucję [1, 6, 10, 16] od układów matrycowych /rys. 7a/ i układów z detekcją obwiedni /rys. 7b/ do najbardziej stabilnych i gwarantujących najwyższą jakość odbioru stereofonicznego dekodery przełącznikowych /rys. 7c/, jednak w rozwiązaniach układowych oddziaływanie sygnałów znajdujących się poza pasmem sygnału stereofonicznego uwzględniono dopiero pod koniec lat siedemdziesiątych [6].

W dekoderyze przełącznikowym [10] złożony sygnał stereofoniczny jest podawany synchronicznie z częstotliwością 38 kHz, co pół okresu, raz na lewy raz na prawy kanał, co przedstawiono na rys. 8a,b,d. Filtracja w układach deemfazy, pozwala na uśrednienie przebiegów z rys. 8c,e w wyniku czego otrzymuje się składowe akustyczne odpowiednio w amplitudach ok. 41 % i 9 % amplitudy pośredniej, co odpowiada separacji kanałów rzędu 13,2 dB. Dalsze zwiększenie wzajemnej separacji kanałów jest osiągnięte metodą kompensacji - dodawania sygnału złożonego w przeciwnej fazie, dzięki czemu można uzyskać stabilne tłumienie przesłuchów przekraczające 46 dB.

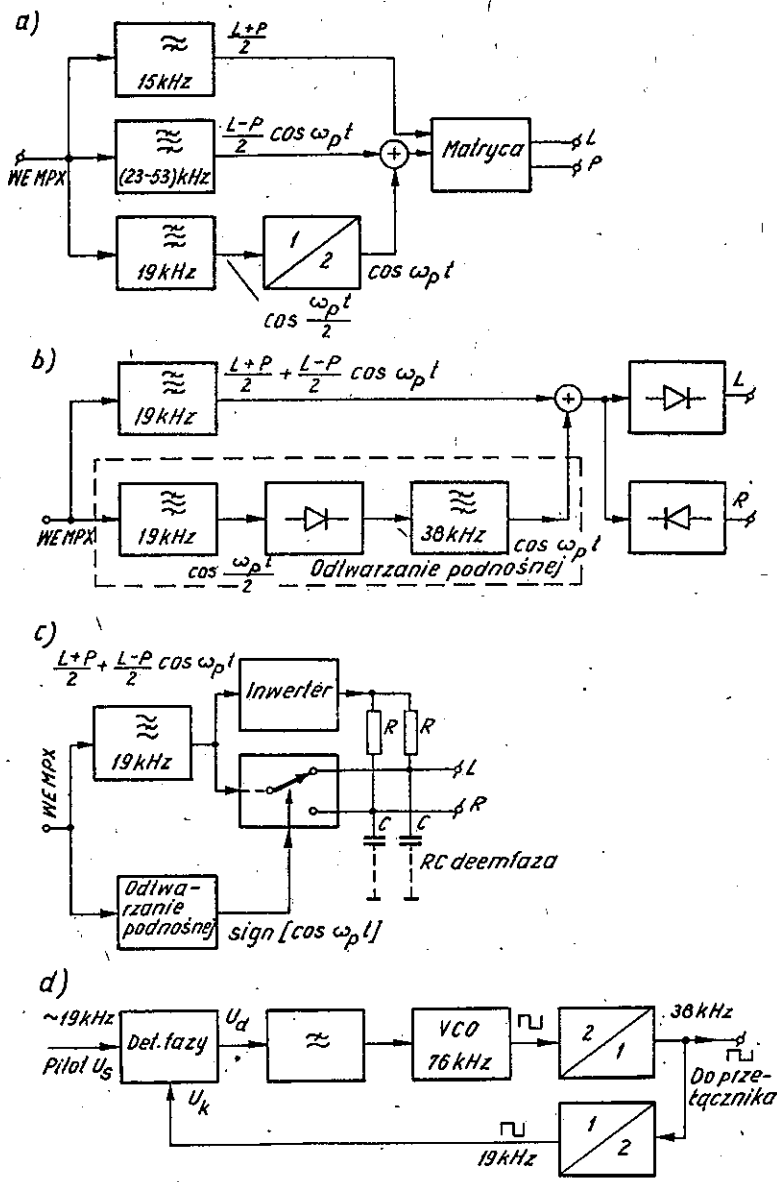
Praca przedstawionego na rys. 7c przełącznika wymaga wcześniejszego odtwarzania przebiegu podnośnej 38 kHz na podstawie napięcia sygnału pilotującego o częstotliwości 19 kHz. Dla regeneracji podnośnej sygnału stereofonicznego stosuje się obecnie dwie metody.

Pierwsza metoda polega na filtracji sygnału pilotującego z sygnału złożonego, a następnie podwajaniu częstotliwości przebiegu za pomocą wzmacniacza z obwodem nastrojonym na częstotliwość 38 kHz. Znalazła ona zastosowanie m.in. w krajowych dekodernach scalonych UL 1601 i UL 1611. Istotną wadą tych dekodernów jest konieczność stosowania co najmniej dwóch cewek indukcyjnych /w obwodach selekcji 19 kHz i 38 kHz/, a więc elementów o znacznej pracochłonności wykonania, nie stabilnych temperaturowo i rozstrajających się w trakcie użytkowania /starzenie/, czego następstwem są niewielkie gwarantowane wartości tłumienia przesłuchów międzykanałowych - typowo 30 dB.

Druga metoda [1,6,10] regeneracji podnośnej 38 kHz /ilustrowana na rys. 7d/ polega na synchronizacji, za pomocą sygnału pilota, pętli fazowej z generatorem pracującym na harmonicznej częstotliwości 38 kHz, przy czym przebieg podnośnej uzyskuje się metodą podziału częstotliwości tego generatora. Układ dekodera z pętlą fazową nie zawiera cewek, gdyż częstotliwość drgań swobodnych generatora przestrajanego napięciem ustala się za pomocą dobieranego dwójnika RC. Dzięki temu dekodery z pętlą fazową są bardziej stabilne i łatwiejsze do zestrzajania w trakcie produkcji odbiorników, toteż zyskały one znaczną popularność wypierając inne układy.

Pierwszym scalonym dekodernem tego typu spotykanym w sprzęcie krajowym był importowany układ typu MC 1310 P/Motorola/.

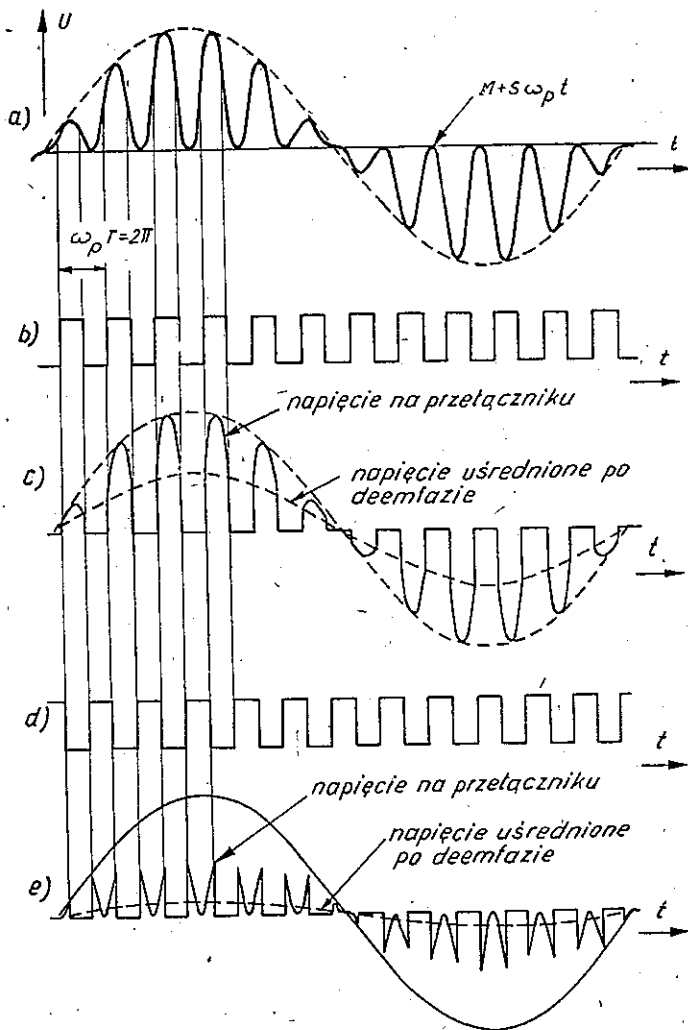
W związku z omawianym zagadnieniem częstotliwościowego zwielokrotnienia kanałów nadajnika UKF staje się istotna



Rys. 7. Schematy blokowe ilustrujące zasadę działania dekoderów sygnału stereofonicznego:

a/ układu matrycowego, b/ z detekcją obwiedni c/ z przełączeniem, d/ układu odtwarzania podnośnej 38 kHz z synchronizowaną sygnałem pilota 19 kHz pętlą fazową /PLL/ por.rys.10.





Rys. 8. Dekodowanie sygnału złożonego w układzie z przełączaniem:

a/ sygnał stereofoniczny, bez pilota, modulowany tylko kanał L, b/ oraz d/ przebiegi kluczujące o częstotliwości 38 kHz, c/ sygnał na wyjściu L, e/ sygnał na wyjściu R

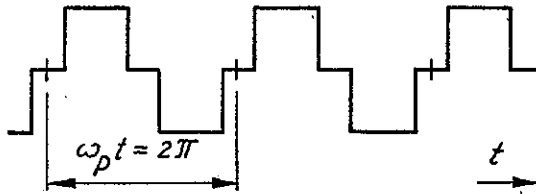
odpowiedź na pytanie: jaki wpływ na jakość odbioru stereofonicznego przy przełącznikowej metodzie dekodowania mają składowe sygnały złożonego o częstotliwościach umieszczonych poza pasmem sygnału stereofonicznego.

Ponieważ proces przełączania/zilustrowany na rys. 7c i rys. 8/ jest równoważny procesowi wymnażania sygnału złożonego przez przebieg kluczujący, to na wyjściach dekodera w widmie sygnału naturalnego /do 15 kHz/ znajdują się oczywiście nie tylko produkty mnożenia wstęp modułacji podnośnej stereofonicznej przez przebieg 38 kHz, ale także, będące zakłóceniami, produkty mnożenia przez ten przebieg składowych widma leżących wokół harmonicznych podnośnej - zwłaszcza drugiej 76 kHz i trzeciej 114 kHz, gdyż dalsze ze względu na selektywność odbiornika można pominąć [3, 6, 7, 16, 18, 40, 44] .

Eliminacja tego rodzaju zakłóceń teoretycznie jest możliwa dwoma sposobami:

1. Należy włączyć filtr dolnoprzepustowy pomiędzy wejściem dekodera sygnału stereofonicznego, a wyjściem dyskryminatora FM [8]. Ze względu na trudności z wykonaniem filtra o odpowiednich charakterystykach amplitudowej i fazowej sposób ten jest rzadko stosowany w sprzęcie powszechnego użytku.
2. Należy dobrać kształt przełączającego przebiegu 38 kHz tak, by nie zawierał tych harmonicznych. [6].

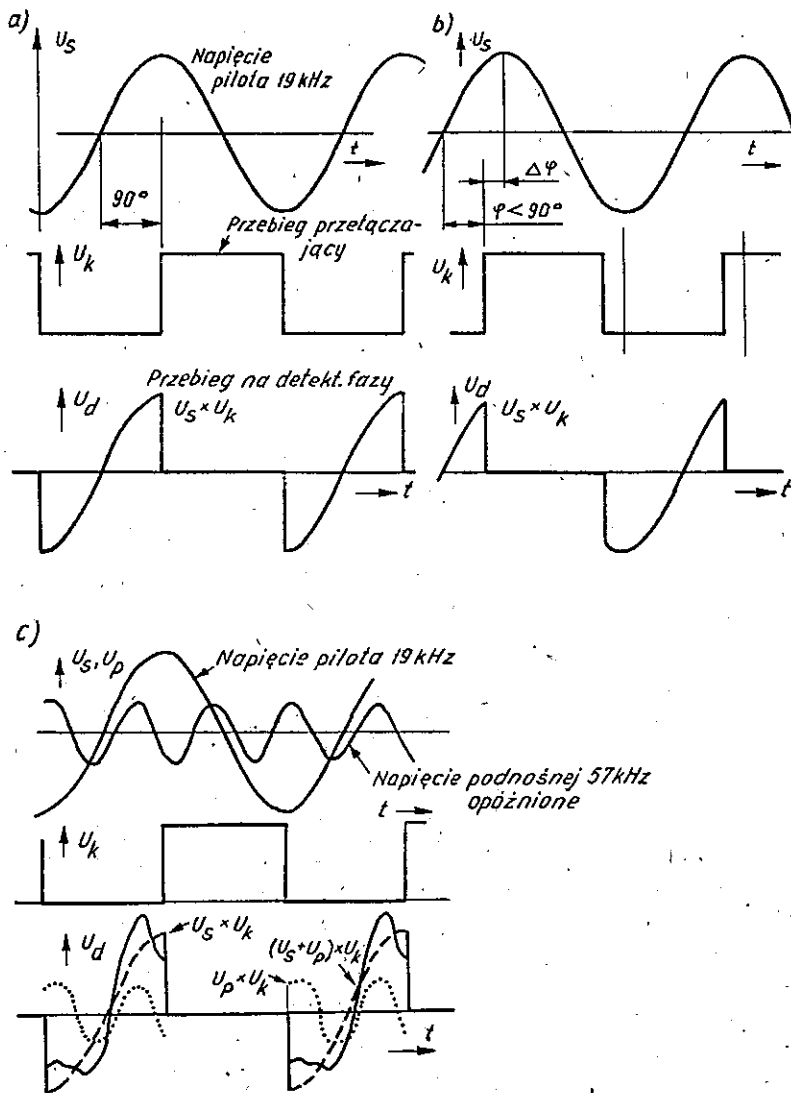
Przykład fali prostokątnej spełniającej warunek braku drugiej /z racji symetrii/ i trzeciej /z racji dobrania szerokości impulsu/ harmonicznych pokazano na rys. 9., gdzie naszkicowano przebieg funkcji przełączającej stosowanej w scalonych dekoderaх typu TCA 4500A /Motorola/ oraz typu UL 1621 /wersja krajowa/ [1,6] .



Rys. 9. Przebieg prostokątny nie zawierający składowych drugiej i dalszych parzystych oraz trzeciej harmonicznej, stosowany jako funkcja przełączająca w nowych dekodernach z PLL

W dekodernach z pętlą fazową synchronizowaną sygnałem pilotującym podobny efekt zakłóceń powodują składowe sygnału położone wokół harmonicznych częstotliwości pilota - przede wszystkim trzeciej 57 kHz i czwartej 76 kHz /o ile funkcja przełączająca jest niesymetryczna/.

Staje się to jasne, gdy prześledzimy, przedstawione na rys. 10a,b, przebiegi niezniekształconego napięcia pilota przełączane za pomocą fali prostokątnej o wypełnieniu 1/1, tj., jak w dekodernie PLL pierwszej generacji /np. MC1310/. W tym przypadku na składową stałą  $U_d$ , zależną od wzajemnego przesunięcia fazy pomiędzy sygnałem pilota i przebiegiem prostokątnym, może nakładać się druga składowa zależna od przesunięcia fazy pomiędzy podnośną dodatkową i trzecią harmoniczną przebiegu prostokątnego /rys. 10c /. Składowa ta powoduje przestrojenie generatora pętli, zmieniając w rezultacie fazę odtworzonej podnośnej względem sygnału pilota, a przez to oddziałuje na poziom przesłuchów pomiędzy kanałami lewym i prawym. Jeżeli w detektorze fazy, w wyniku mnożenia złożonego sygnału wejściowego przez przebieg prostokątny 19 kHz, powstaje składowa średnia o małej często-



Rys. 10. Przebiegi napięcia na detektorze fazy pilota w stanie synchronizacji generatora /por. rys. -7d./:

a/ faza przebiegu przełączającego  $U_k(f)$  względem fazy pilota 19 kHz  $U_s(f)$  właściwa -- średnia wartość  $U_d = 0$ , b/ przebieg  $U_k(f)$  wyprzedza  $U_s(f)$  -- średnia wartość  $U_d < 0$ , c/ fazy obu przebiegów 19 kHz, jak na rys. 10a, lecz napięcie  $U_s(f)$  zakłócone przez opóźniony przebieg 57 kHz -- średnia wartość  $U_d > 0$ .

tliwości, leżącej w paśmie przenoszenia filtra dolnoprzepustowego pętli /rys. 7d/, to pojawia się pasożytnicza modulacja fazy generatora odtwarzanej podnośnej. Modulacja fazy podnośnej powoduje z kolei wahania poziomu przesłuchów oraz pojawienie się szeregu składowych intermodulacyjnych na wyjściach dekodera.

Efekt ten można wyeliminować, podobnie jak poprzednio opisany, zmieniając kształt prostokątnego przebiegu 19 kHz podawanego na detektor fazy, analogicznie jak na rys. 9, aby nie zawierał składowej 57 kHz [1,6].

Podsumowując ten fragment rozważań podkreślimy, że scalone dekodery stereofonicznej drugiej generacji z pętlą fazową, jak np. produkowany w Polsce UL 1621N, są znacznie mniej podatne na zakłócenia od składowych sygnału złożonego leżących poza pasmem sygnału stereofonicznego. Dzięki temu przy stosowaniu tego rodzaju dekoderek niezakłócony odbiór sygnałów zwielokrotnionych będzie znacznie ułatwiony. Niestety właściwości znajdujących się w eksploatacji odbiorników są pod tym względem o wiele gorsze.

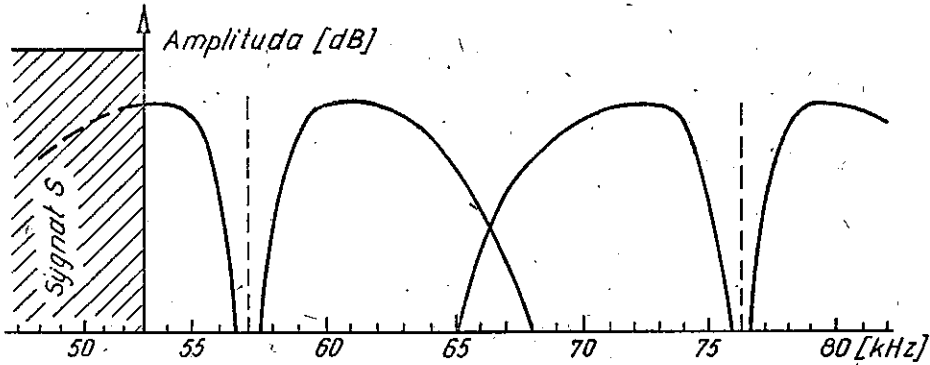
Na skutek omawianych wyżej zjawisk wokół częstotliwości 57 kHz itd. można spodziewać się "stref zagrożenia" występowaniem zakłóceń na wyjściach dekodera sygnału stereofonicznego, co poglądowo pokazano na rys. 11.

Poziom, z jakim poszczególne składowe zostaną przeniesione do pasma neutralnego i zauważalność zakłóceń zależą od: kształtu przebiegu 19 kHz na detektorze fazy i przebiegu 38 kHz przełączającego sygnał złożony, częstotliwości zakłócenia z uwzględnieniem charakterystyki deemfazy i subiektywnego wrażenia słuchowego oceniającego.

Ze szkicu na rys. 11 można wnioskować, że dla transmisji sygnałów informacji dodatkowej powyżej pasma sygnału stereofonicznego najbardziej przydatne będą częstotliwości zbliżone do 57 kHz, 76 kHz i ewentualnie pasmo ok. 66,5 kHz,

gdzie:

$66,5 \text{ kHz} = \frac{1}{2} [(57+15) + (76-15)]$  jest średnią arytmetyczną skrajnych częstotliwości wyznaczających pasma zakłóceń wokół harmonicznych 19 kHz.



Rys. 11. Zakłócenia z pasma powyżej 53 kHz przesuwane w wyniku procesu dekodowania sygnału stereo do pasma naturalnego /poniżej 15 kHz/

Oczywiście wystąpienie i rodzaj zakłócenia zależą od indywidualnych cech konstrukcyjnych i zestrojenia dekodera. Na podstawie opublikowanych wyników badań laboratoryjnych różnych odbiorników można przyjąć [16, 18, 44], że nie modulowana podnośna powoduje najmniejsze zakłócenia odbioru stereofonicznego, gdy jest harmoniczną tonu pilota. Składowe intermodulacyjne powstające w tej sytuacji mają bardzo niskie, niesłyszalne częstotliwości. Najkorzystniejsze warunki występują przy synchronizacji fazowej podnośnej i pilota, bo wtedy może powstać jedynie, zależna od wzajemnych przesunięć fazy, składowa stała, oddziałująca co najwyżej na stałą zmianę poziomu przesłuchów międzykanałowych.

Ze względu na oddziaływanie fazy dodatkowej podnośnej na pracę dekodera sygnału stereofonicznego niedopuszczalna jest zmienność kąta fazowego tej podnośnej w trakcie modu-

lacji, wobec czego możliwa jest jedynie dwuwstęgowa modulacja amplitudowa ang. AM /A3 wg CCIR/ względnie dwuwstęgowa modulacja amplitudowa z wytłumieniem podnośnej ang. AM DSB SC /A3 wg. CCIR/.

## 5. SYSTEMY TRANSMISJI DRUGIEGO, NIEZALEŻNEGO PROGRAMU MONOFONICZNEGO Z CZĘSTOTLIWOŚCIOWĄ MODULACJĄ PODNOŚNEJ

### 5.1. System SCA [31, 34, 35, 36, 38, 41]

Jak już wspomniano na wstępie, system zwielokrotnienia kanałów nadajnika UKF-FM dla transmisji drugiego niezależnego programu monofonicznego, tzw. SCA, został zatwierdzony przez Federalną Komisję Łączności USA w 1955 roku. Programy SCA są przeznaczone dla specjalnych abonentów stąd ang. określenie "store - casting" [31] w odniesieniu do tego kanału wobec określenia "broadcasting", stosowanego dla radiofonii ogólnodostępnej /rozsięwej/.

W latach pięćdziesiątych zakładano, że programy SCA będą dzierżawione m.in. dla podawania wiadomości lokalnych, wyników gier, prognoz pogody, transmisji z imprez sportowych i uroczystości religijnych oraz nadawania tła muzycznego /ang. background music/ dla restauracji i domów towarowych. Obecnie wydaje się, że dominuje ostatnie z wymienionych zastosowań.

Początkowo przyjęto, że dla przesyłania kanałów dodatkowych będą stosowane podnośne 41 kHz i 67 kHz, modulowane częstotliwościowo z dewiacją  $3 \pm 10$  kHz, przy czym na kanał dodatkowy przeznaczono 10 % /  $\pm 7,5$  kHz/ dewiacji fali nośnej nadajnika. Wraz z rozwojem emisji stereofonicznych, zajmujących jak wiadomo pasmo do 53 kHz, dla nadawania SCA wykorzystano podnośną 67 kHz.

Do oceny możliwej jakości programu radiofonicznego przesyłanego na podnośnej modulowanej częstotliwościowo posłużymy

się przykładem wziętym z [35], zachowując oznaczenia jak w pkt. 3.

Podstawowy program monofoniczny nadawany zgodnie ze standardem [54] charakteryzuje tzw. zysk szerokopasmowy modulacji FM wobec AM przy tej samej mocy fali nośnej na dyskryminatorze. Przy  $\Delta F_{\max} = 75$  kHz i  $F_a = 15$  kHz, czyli dla  $m = 5$ , zysk ten oznacza różnicę stosunku sygnał/szum wynoszącą 18,75 dB na korzyść modulacji FM.

Jeżeli stosowana jest podnośna  $F_p = 67$  kHz modulowana z dewiacją  $\Delta F_p = \pm 8$  kHz, z pasmem sygnału dodatkowego  $F_{ap} = 5$  kHz a współczynnik redukcji dewiacji programu podstawowego  $p = 0,9$ , to stosunek sygnał/szum spada w kanale monofonicznym /podstawowym/ o 0,9 dB, a w kanale dodatkowym ma wartość -26,2 dB w stosunku do wartości dla programu podstawowego, czyli -8,35 dB w stosunku do jakości gwarantowanej przez nadajnik AM o tej samej mocy fali nośnej, co zwiększono nadajnik FM.

Jeżeli w kanale dodatkowym stosowana jest preemfaza 75  $\mu$ s, to następuje poprawa stosunku sygnał/szum w tym kanale o 5,8 dB, a więc uzyskuje się kanał tylko z ok. 2,5 dB gorszym stosunkiem sygnał/szum niż dawałby dodatkowy nadajnik AM, nie stosując dla tego celu innej fali nośnej.

Obszerne raporty podające zmierzone wartości parametrów kanału podstawowego i kanału SCA znajdują się w opracowanych przez USA dokumentach CCIR [34, 36, 39]. Wg dok. X/44-E [36] stosowano podnośną 67 kHz, która modulowała 15% nośnej nadajnika. Dewiacja podnośnej wynosiła  $\pm 7,5$  kHz. Pasmo częstotliwości modulujących 6 kHz. Stwierdzono, że nie ma mierzalnych przesłuchów z kanału na podnośnej do podstawowego<sup>x/</sup>.

x/ Uwaga autora. Odnosi się to do aparatury pomiarowej sprzed 15 lat. Obecnie jest możliwy selektywny pomiar składowych o poziomie 90 i więcej dB mniejszym od poziomu składowej użytecznej.



Przesłuchy z kanału monofonicznego do kanału dodatkowego odniesione do sygnału na podnośnej z dewiacją  $\pm 7,5$  kHz ujęto dla nadajnika w tablicy 1.

Tablica 1

Częstotliwość $F_a$ Hz	Przesłuch dB	
	50 % mono	100 % mono
50	-55	-50
100	-54	-45
400	-50	-44,5
1000	-46	-40
2500	-43	-38
5000	-47	-37
7500	-47	-41
10000	-55	-52
15000	-55,5	-52

Dla pracy stereofonicznej dewiację fali nośnej powodowaną przez podnośną zmniejszono do 10 % i otrzymano dla nadajnika rezultaty ujęte w tablicy 2.

Tablica 2

Częstotliwość $F_{ap}$ Hz	Przesłuch dB	
	kanał L	kanał P
50	-53	-53
100	-54	-53
400	-55	-54,5
1000	-54	-54
2500	-54	-54
5000	-54,5	-54
6000	-54	-54
bez modulacji w kanale dod.	-56	-55,6
bez podnośnej	-58	-58

W cytowanym dokumencie [36] podano ponadto wartości przesłuchów w nadajniku z kanałów stereo do dodatkowego i zniekształcenie nieliniarne mierzone w kanale dodatkowym, jak również wyniki tych samych pomiarów wykonanych na wyjściach odbiornika radiofonicznego z detektorem kanału dodatkowego. Z uwagi na ograniczoną objętość artykułu dane te nie są przytoczone.

W kolejnych dokumentach USA, zwłaszcza zgłoszonych w następnym dziesięcioleciu np. [41], podaje się, że stosując generator wzbudzający o dobrej liniarności można poprawić wartości przesłuchów międzykanałowych o rząd 6-8 dB w stosunku do wcześniej publikowanych wartości. Wyniki tych badań są bardziej miarodajne, również z racji stosowania lepszej aparatury pomiarowej. W tych warunkach uzyskano m.in. rezultaty ujęte w tabelicy 3 dla  $F_p = 67$  kHz i podanych w drugiej kolumnie tabelicy wielkości dewiacji fali nośnej.

Tabelica 3

Częstotliwość $F_{ap}$	Przesłuch dB	
	do mono przy $\pm 7,5$ kHz	do stereo /L-R/ przy $\pm 4$ kHz
50	67	63
100	67	63
1000	67	63
3000	66	65
5000	63	60

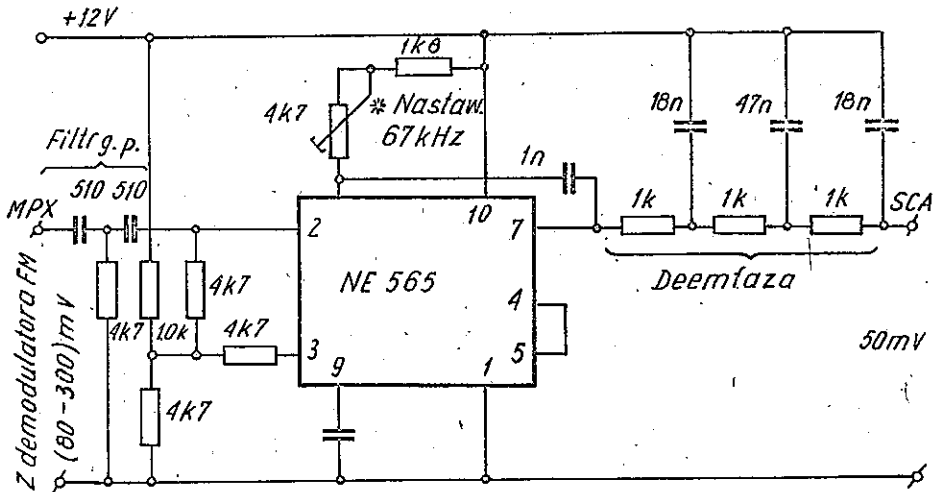
Odbiorniki specjalne kanału SCA są produkowane przez kilka firm.

Stwierdza się, że przesłuch z kanału podstawowego do dodatkowego powstaje przede wszystkim we wzmacniaczu pośred-

niej częstotliwości odbiornika, na skutek efektów modulacji skrośnej i intermodulacji.

Filtr pośredniej częstotliwości /10,7 kHz/ odbiornika przeznaczonego do odbioru SCA powinien mieć płaską charakterystykę w paśmie przenoszenia i prawie idealnie liniową charakterystykę fazową. Ponadto szerokość pasma przenoszenia nie powinna zależeć od napięcia z anteny.

Dla demodulacji podnośnej stosowano dyskryminatory zliczające, a obecnie preferowane są raczej demodulatory z pętlą fazową. Przykładowy schemat układu demodulatora kanału SCA, wyposażonego w dyskryminator z pętlą fazową firmy Signetics, pokazuje rys. 12.



Rys. 12. Demodulator kanału SCA z układem scalonym pętli fazowej NE 565 /Signetics/

Dla częstotliwościowej modulacji podnośnej stosowano w USA metodę pośrednią, tj. uzyskiwano modulację częstotliwościową poprzez modulację fazową w układzie znanym jako Serrasoid, przy czym pasmo sygnału SCA było ograniczone do 5-6 kHz.

## 5.2. Europejskie próby transmisji niezależnego programu monofonicznego [31,37,39,42,49]

Doświadczenie laboratoryjne, próby przy użyciu nadajników dużej mocy i prace studialne nad opracowaniem systemu przesyłania drugiego niezależnego dźwięku przez nadajniki UKF-FM, przeprowadzono w ostatnim dwudziestolecu w wielu krajach.

Różne założenia dotyczące jakości programów, różne parametry kanału dodatkowego, wreszcie nieporównywalne warunki pomiarów, stwarzają tylko bardzo ogólny pogląd na wybór optymalnego rozwiązania. Na ogół jednak stwierdza się, że [42,49] transmisja taka jest dopuszczalna tylko obok transmisji monofonicznej. Dane z dokumentów CCIR dotyczące wyboru częstotliwości podnośnej bywają sprzeczne. Oceniany w Holandii jako korzystny wybór  $F_p = 41 \text{ kHz}$  [42] jest odrzucany w Wielkiej Brytanii [49], gdzie odnotowuje się znaczny procent odbiorników wrażliwych na zakłócenie o tej częstotliwości. Z drugiej strony, zainteresowane w zdobywaniu słuchaczy, radiofonie zachodnioeuropejskie większość programów nadają obecnie w wersji stereofonicznej, a wobec tego dla transmisji drugiego programu mogłyby korzystać tylko z podnośnej 67 kHz.

Poza tym wydaje się, iż uwaga europejskich organizacji radiofonicznych jak aktualnie w większym stopniu skupiona na systemach transmisji danych i sygnałów identyfikacyjnych /por. pkt 6/ niż na systemie transmisji drugiego dźwięku, który ma o wiele gorszą jakość niż oferowany w kanale podstawowym.

## 5.3. Inne zastosowania kanału dodatkowego z częstotliwościową modulacją podnośnej

### a. Transmisja sygnałów przywołania selektywnego [33].

W NRD wykonano próby transmisji w kanale dodatkowym syg-

nałów przywołania selektywnego. Dla kodowania numeru abonenta stosowano kod czasowo-częstotliwościowy używany w radiokomunikacji ruchomej do selektywnego wywołania abonentów /Sequential single frequency colling SSFC/. Zastosowano generator sygnału dodatkowego, w którym podnośną 33 kHz uzyskano metodą mieszania napięcia z generatora 500 kHz i modulowanego częstotliwościowo generatora 533 kHz. Dewiacja podnośnej  $\Delta F_p$  wynosiła  $\pm 5$  kHz. Dewiację fali nośnej dla kanału dodatkowego zmieniono w granicach 3-5 kHz. Otrzymano przy tym przesłuchy z kanału dodatkowego do monofonicznego w granicach 90-70 dB.

Do prób terenowych użyto przenośny odbiornik radiofoniczny wyposażony w przystawkę zawierającą: demodulator podnośnej /zliczający/ i dekodery sygnału przywoławczego. W warunkach laboratoryjnych czułość tego odbiornika przywoławczego wynosiła /przy 3 kHz dewiacji fali nośnej/ ok. 1,2  $\mu$ V. Sygnały nadawano poprzez zwielokrotniony nadajnik "Stimme der DDR" o mocy 10 kW. W promieniu 30 km uzyskano 100 % pewności działania.

b. Transmisja szkiców, rysunków, diagramów itp. [38]

Do transmisji szkiców, odręcznych notatek itd. adaptowano kanał na podnośnej 67 kHz użytkowany normalnie dla emisji SCA. Wykorzystano urządzenia: analizujące -nadawcze i odbiorcze - pisak, które zwykle były łączone linią telefoniczną. W tej konfiguracji uzyskano jednak możliwość jednoczesnego sterowania wielu odbiorczych urządzeń rejestrujących. Położenie pisaka we współrzędnych X-Y określa dyskretny zbiór częstotliwości w zakresie 1310-1490 Hz dla współrzędnej pionowej i 2060 -2340 Hz dla współrzędnej poziomej. Podczas wykonywania szkicu pisak odbiornika sprzężony poprzez serwomechanizm wykonuje takie same ruchy, jak czujnik nadajnika.

Aby umożliwić jednoczesną transmisję mowy, np. podczas wykładu ilustrowanego rysunkiem, pasmo sygnałów sterowni-

czyli przesunięto w wyższy zakres częstotliwości akustycznych modulując nim przebieg 5,1 kHz, a jednocześnie ograniczono pasmo sygnału mowy do 2 kHz, po czym oba sygnały zsumowano i wysterowano nimi modulator podnośnej 67 kHz, jak podczas transmisji SCA.

Część równą  $\pm 2,4$  kHz /40 %/ dewiacji podnośnej przeznaczono dla informacji graficznej, zaś  $\pm 3,6$  kHz /60 %/ dla sygnału mowy. Podnośna 67 kHz stanowiła 10 % dewiacji fali nośnej nadajnika transmitującego normalny program stereofoniczny.

Otrzymano poprawną reprodukcję informacji graficznej nawet po słumieniu sygnału radiowego w stopniu takim, że w kanale akustycznym uzyskano stosunek sygnał/szum 30 dB.

Schematy blokowe urządzenia nadawczego i odbiorczego pokazuje rys. 13.

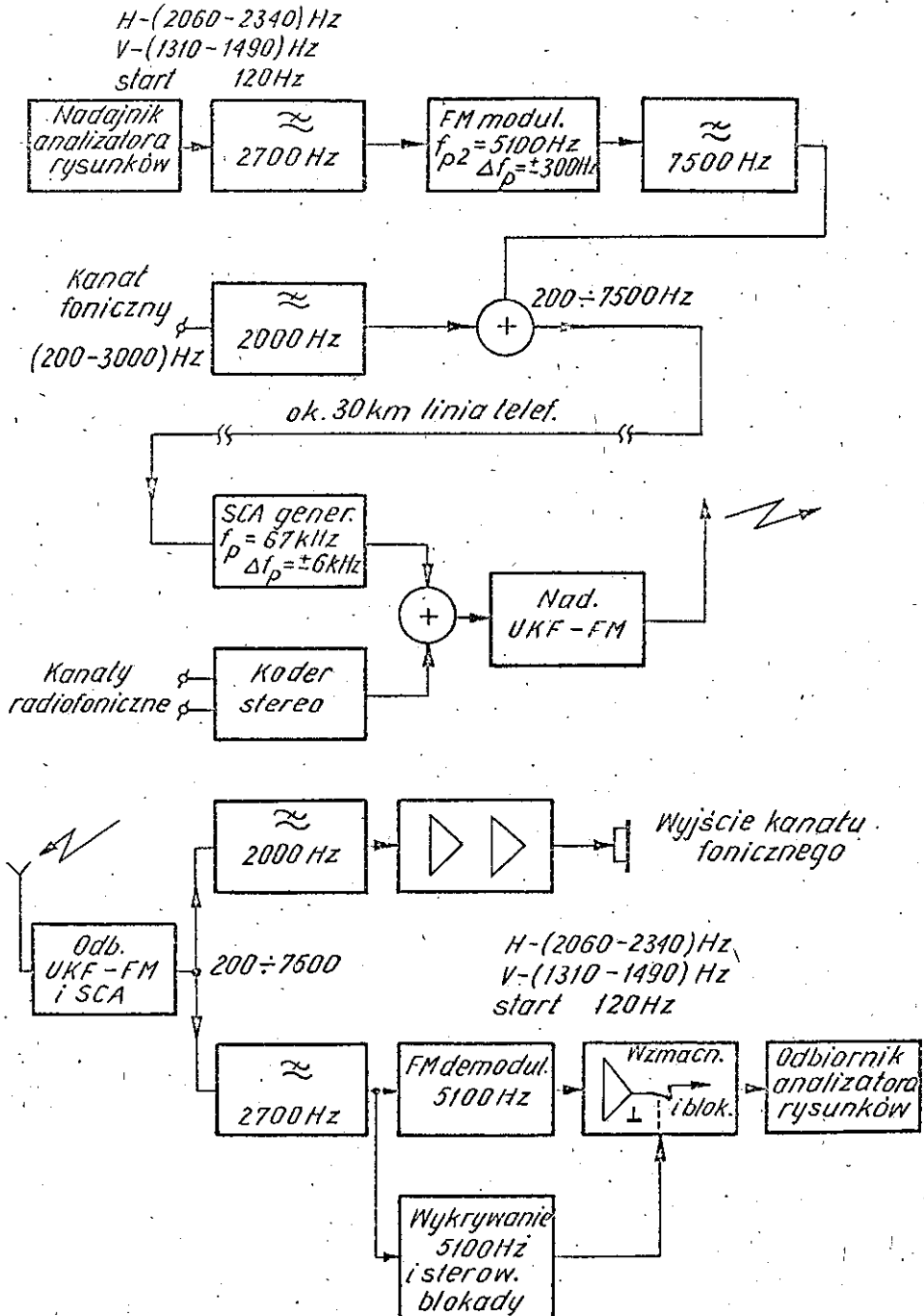
c. Wykorzystanie zwielokrotnionych kanałów nadajnika UKF-FM jako stacji bazowej radiokomunikacji ruchomej [ 2 ] .

W USA wykonano próby transmisji poza pasmem programu radiofonicznego szeregu kanałów dodatkowych na podnośnych modulowanych częstotliwościowo.

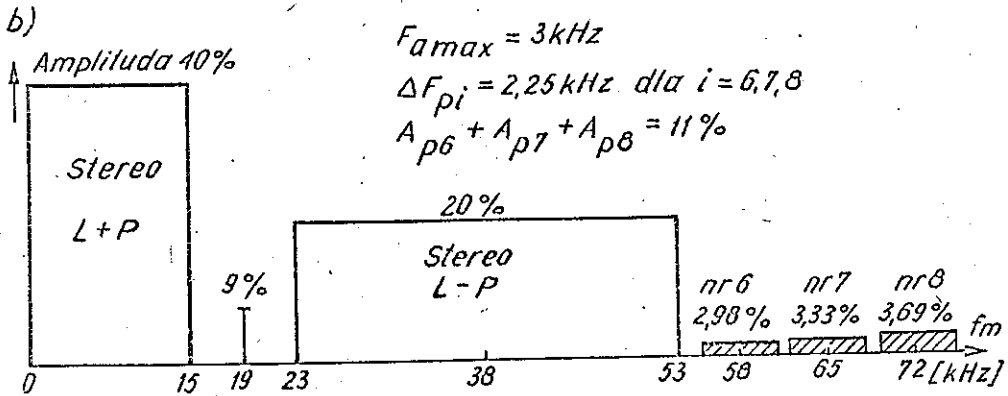
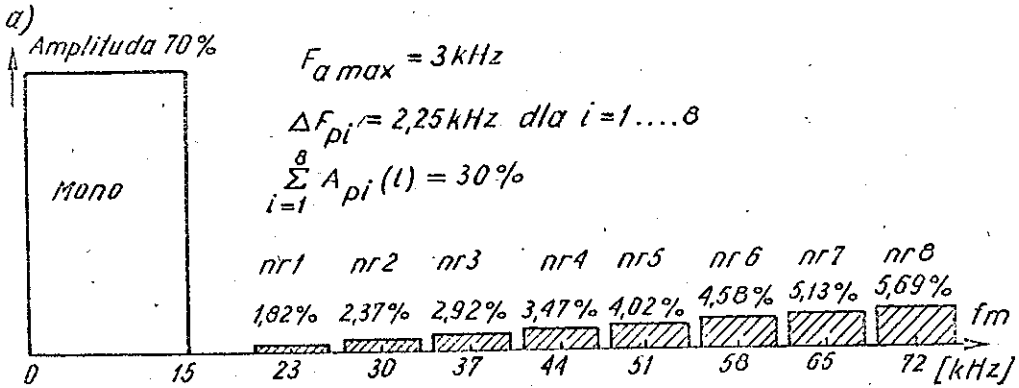
W każdym z kanałów dodatkowych ograniczono pasmo częstotliwości modulujących do  $F_{ap} = 3$  kHz i zastosowano preemfazę 750  $\mu$ s. Założono szerokość pasma kanału 6 kHz.

Poza pasmem sygnału monofonicznego zlokalizowano 8 podnośnych: 23, 30, 37, 44, 51, 58, 65 i 72 kHz /rys. 14a/, zaś poza pasmem sygnału stereofonicznego tylko trzy podnośne /rys. 14b/. Dewiację nośnej dla podnośnej kanału dodatkowego uzależniono od częstotliwości podnośnej, aby skompensować efekt wzrostu szumów w kanale dodatkowym. Założono uzyskanie w odległości 30 mil od nadajnika 20 dB stosunku sygnał/szum w kanale dodatkowym.

Odnotowano, że zakłócenia od tak wybranych programów dodatkowych są mniejsze niż od typowego kanału SCA. Przesłuchy



Rys. 13. Schemat blokowy nadajnika i odbiornika systemu transmisji rysowanych odręcznie figur przez nadajnik UKF-FM



Rys. 14. Rozmieszczenie kanałów radiotelefonicznych w paśmie sygnału modulującego przy próbach zwielokrotnienia nadajnika radiofonicznego:

a/ monofonicznego, b/ stereofonicznego

do kanałów radiotelefonicznych z programu podstawowego są słyszalne w przerwach modulacji. Przy badaniu sygnałem sinusoidalnym stwierdzono znaczną podatność kanału na podnośnej 23 kHz na zakłócenie tonem 11,5 kHz, kanały na dalszych podnośnych nie wykazały tej cechy. W cytowanym artykule [2]



opisano liczne próby i podano wyniki pomiarów zasięgu nadajnika pracującego w tym systemie. Informacje te wykraczają jednak poza przeglądowy zakres niniejszego opracowania, a oprócz tego były już publikowane w języku polskim /por. tłumaczenie w Problemach Łączności, z.74,1972, s.124-152/.

## 6. SYSTEMY TRANSMISJI INFORMACJI DODATKOWYCH

### 6.1. System z analogowym kanałem sygnalizacyjnym na podnośnej 57 kHz - ARI

W opracowanym w RFN [3, 20, 40] systemie ARI /od niem. Autofahrer Rundfunk Information/ komunikaty dla kierowców przesyłane są w podstawowym kanale radiofonicznym, ze względu na zasięg nadajnika jako audycje monofoniczne, a jednocześnie sygnał nadajnika pracującego w tego rodzaju sieci, zarówno podczas trwania komunikatów jak i podczas normalnego programu stereofonicznego, zawiera dodatkowy sygnał informacyjny ułatwiający dostrojenie odbiorników do stacji nadającej komunikaty.

W systemie ARI rozróżnia się trzy sygnały informacyjne:

- SK /od niem. Sender Kennung/ - rozpoznania nadajnika, sygnał ten stanowi podnośna 57 kHz, której obecność w sygnale złożonym cechuje stacje emitujące komunikaty dla kierowców.
- DK /od niem. Durchsage Kennung/ - sygnał wysyłany tylko podczas trwania komunikatu, jest on przeznaczony do sterowania automatycznym układem włączającym podsłuch programu radiofonicznego w czasie komunikatów, przy czym w przerwach pomiędzy komunikatami użytkownik aparatu może słuchać programu, wyciszyć go albo np. korzystać z odtwarzacza kaset. Sygnał DK jest napięciem sinusoidalnym o częstotliwości 125 Hz i moduluje amplitudowo podnośną 57 kHz.

- BK /od niem. Bereich Kennung/ -- sygnał rozpoznania obszaru jest nadawany jednocześnie z sygnałem SK -- bez przerwy niezależnie od rodzaju programu. Sygnał BK ułatwia rozróżnienie sygnałów emitowanych przez różne nadajniki pracujące w systemie ARI. Jest napięciem sinusoidalnym modulującym amplitudowo podnośną 57 kHz. Ma ustaloną częstotliwość w zależności od lokalizacji nadajnika, przy czym częstotliwość BK dla sąsiadujących ze sobą regionów muszą być różne. Częstotliwości sygnałów BK są uzyskiwane drogą podziału częstotliwości SK i tak dobrane /por. tabl. 4./, aby były równoodległe przy logarytmicznym przedstawieniu skali częstotliwości.

Tablica 4

Częstotliwości modulujące podnośną 57 kHz						
Obszar	A	B	C	D	E	F
Częstotliwość Hz	23,75	28,77	34,93	39,58	45,67	53,98
Krotność podziału częstotliwości 1/32 19 kHz	25	21	17	15	13	11

Podnośna SK podczas emisji stereofonicznej jest synchronizowana fazowo z sygnałem pilotującym 19 kHz, przy czym odpowiednie przejścia przez wartość zerową napięcia pilota i napięcia podnośnej SK, następują w tej samej chwili i mają ten sam kierunek. Dewiację nadajnika UKF-FM wywoływaną dodatkową podnośną ograniczono do  $5\% \Delta F_{\max}$  /tj. 3,5 kHz w RFN/, a przy spełnieniu ww. warunków fazy podnośnej SK łączna dewiacja nadajnika, powodowana przez sumę sygnału pilota i niemodulowanej podnośnej SK, wynosi ok. 10,8 % /tj. ok. 0,8 % ponad dewiację przewidzianą dla pilota/.

Podczas monofonicznej pracy nadajnika podnośna SK może mieć odchyłkę częstotliwości  $\pm 6$  Hz.

Maksymalna głębokość modulacji podnośnej 57 kHz przez sumę sygnałów DK, BK jest ustalona na:  $\leq 90$  %, przy czym dla sygnału DK przewidziano: 30 %, zaś dla BK: 60 %.

Producenci odbiorników samochodowych oferują kilka wersji specjalnych odbiorników ARI, w których wraz ze wzrostem stopnia komplikacji dodatkowych układów /i ceny/ uzyskano zwiększenie komfortu.

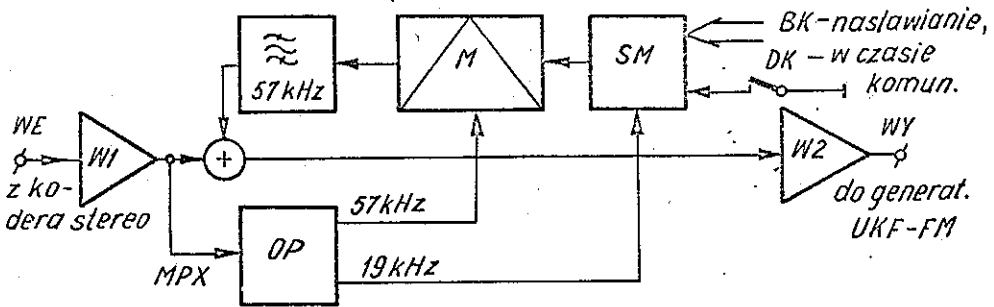
Zwykle podaje się, że odbiornik tego systemu zawiera w kolejności:

- Dekoder ARI spełniający tylko jedną funkcję SK /wersja najtańsza/, który rozpoznaje, czy odbierana stacja nadaje komunikaty dla kierowców, tzn. wykrywa podnośną 57 kHz.
- Dekoder ARI spełniający dwie funkcje SK i DK, który rozpoznaje stację emitującą podnośną 57 kHz, wskazuje obecność tonu modulującego 125 Hz w czasie komunikatu i może przy tym, po zaprogramowaniu, komutować tor małej częstotliwości odbiornika.
- Dekoder ARI spełniający trzy funkcje SK, DK i BK, który wykrywa stację emitującą podnośną, wskazuje trwanie komunikatu i identyfikuje jedną z sześciu z góry ustalonych częstotliwości cechowania obszaru.
- Dekoder ARI spełniający jw. funkcję SK, DK i BK, ale sprzęgnięty z elektronicznym blokiem przostrajania odbiornika, który umożliwia automatyczne wyszukiwanie lokalnych stacji ARI, a podczas podróży śledzi sygnał zmieniając kanały /wersja najdroższa/.

Obszerny przegląd zagadnień konstrukcyjnych i układowych związanych z odbiornikami systemu ARI zawiera, oparty na materiałach firmy Blaupunkt, referat [5] wydrukowany w zeszycie nr 2/81 Problemów Radiofonii, toteż kwestie te zostaną tu pominięte.

Przystosowanie nadajnika stereofonicznego do emisji sygnałów ARI nie wymaga dużych nakładów. Podstawowe wyposażenie stanowi koder, w którym: generowana jest podnośna 57 kHz, wytwarzane są sygnały modulujące BK i DK, następuje modulacja podnośnej tymi sygnałami, a w końcu sumowanie sygnału kanału dodatkowego ze złożonym sygnałem stereofonicznym.

Poglądowy schemat blokowy uniwersalnego kodera ARI, który może być używany zarówno jako koder nadawczy, jak i jako przyrząd dla serwisu rtv., jest przedstawiony na rys.15 [24].

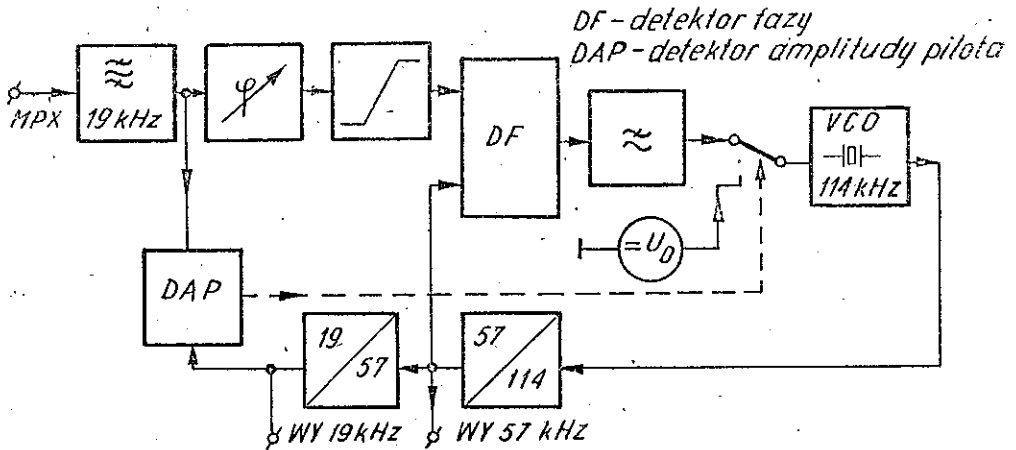


*OP - blok odtwarzania podnośnej SK  
SM - blok syntezy sygnałów modulujących BK i DK*

Rys. 15. Schemat blokowy uniwersalnego koderu systemu ARI

Aby zainstalować ten koder w nadajniku należy go włączyć pomiędzy wejście generatora wzbudzającego FM i wyjście sygnału złożonego /MPX/ koderu stereofonicznego, przy czym dla sygnału stereofonicznego lub monofonicznego opisywany koder stanowi czwórnik o określonej /zwykle 1/1 / transmitancji napięciowej. Omawiany koder [24] automatycznie synchronizuje podnośną SK z sygnałem pilota 19 kHz, a podczas emisji monofonicznej generuje tę podnośną z wewnętrznego generatora kwarcowego.

Przykład realizacji bloku odtwarzania podnośnej jest pokazany na rys. 16.



Rys. 16. Schemat blokowy układu odtwarzania podnośnej 57 kHz w koderze ARI

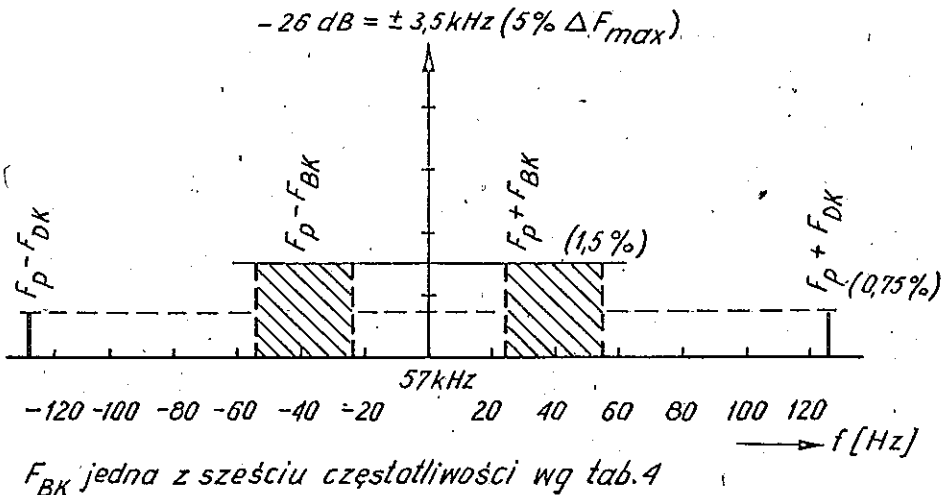
Wyniki prób terenowych systemu ARI wykonane w RFN w pierwszym półroczu 1973 r. opisano szczegółowo w dokumencie [40] i artykułach [3, 20].

Do zebrania materiału statystycznego określającego pewność sygnalizacji w różnych warunkach topograficznych przejechano w sumie ok. 3000 km. Rejestrację sygnałów ART wykonano na 10-20 km odcinkach dróg, co 4 m otrzymując 2500 - 5000 zapisów na każdym odcinku. W sumie wykonano ponad 750 000 prób podczas jazdy po drogach i autostradach. Stosowano typową antenę samochodową /nie podano danych o polaryzacji anteny nadawczej!/, rejestrując jednocześnie natężenie pola. Stwierdzono, że na obszarach pokrywanych przez podstawowy program prawdopodobieństwo identyfikacji sygnałów BK i DK wynosi 98 %. Na odcinkach, gdzie natężenie pola

nie spadło poniżej +12 dB względem 1  $\mu\text{V}/\text{m}$  uzyskiwano 99,9 % pewności identyfikacji.

Wynik porównania jakości programu głównego i prawdopodobieństwa identyfikacji dowodzi, że pogorszenie zrozumiałości mowy i pewności działania systemu ARI występują równocześnie. Zauważono, że zasięg ARI jest ograniczony przez zakłócenia interferencyjne od sąsiednich stacji.

W sumie ocenia się, że system ARI zapewnia stosunkowo dużą skuteczność identyfikacji, gdyż sygnały identyfikacji, zajmujące w dodatkowym kanale wąskie pasmo 57 kHz  $\pm 125$  Hz, /por. rys.17 /, dopuszczają wąskie pasmo filtra kanału do-



Rys. 17. Widmo sygnałów ARI

datkowego, a więc umożliwiają uzyskanie względnie dużego stosunku sygnał/szum. Jednocześnie ciągła emisja sygnałów identyfikacji dopuszcza stosunkowo dużą inercję w układach dekodera, co zabezpiecza je od wpływu zakłóceń impulsowych

i wahań natężenia pola podczas ruchu samochodu. Z drugiej strony czas reakcji dekodera sygnałów ARI na zmianę poziomu sygnału identyfikacji nie może być zbyt duży, gdyż utrudniałoby dostrojenie odbiornika do stacji emitującej te sygnały.

Wdrożenie systemu ARI nie wymaga dużych nakładów. Emisja sygnałów cechowania /identyfikacji/ nadajnika komunikatów dla kierowców, niewątpliwie ułatwia dostrojenie odbiornika do właściwej lokalnej stacji, co - oprócz odbioru treści samych komunikatów - stanowi dodatkowy czynnik podnoszący bezpieczeństwo jazdy.

Można jeszcze odnotować inowacje<sup>x/</sup> zmierzające do podziału stref oznaczonych sygnałami BK na podobszary, które byłyby cechowane innym zbiorem częstotliwości modulujących podnośną 57 kHz w czasie trwania komunikatu. Przydatność systemu ARI - jednoczesną - dla innych celów niż założone, trudno sobie wyobrazić. Tym samym dogodny ze względu na transmisję stereofoniczną, kanał dodatkowy na podnośnej 57 kHz zostałby po ewentualnym przyjęciu ARI raz na zawsze przeznaczony dla przesyłania tylko trzech bardzo prostych informacji do sterowania odbiorników samochodowych.

Dyskusyjna jest również kompatybilność systemu ARI, w zestawieniu z wynikami wykonanych w Ił pomiarów zakłóceń intermodulacyjnych wprowadzanych przez obecność sygnałów BK modulujących podnośną w niektórych dekodernach sygnału stereofonicznego z pętlą fazową.

Obecnie system ARI jest stosowany w RFN<sup>xx/</sup> oraz w Austrii i Szwajcarii. W kilku innych krajach były lub są prowadzone badania tego systemu.

---

x/ Dfflegungsschrift 2453354 RFN kl. HO4 H1/00.

xx/ Wzmianka w Funkschau /H.10, 1981, s. 10./ mówi o 4 do 5 mil. odbiorników z dekodernami ARI.

Europejska Unia Radiofoniczna /EBU/ uznała jednak<sup>x/</sup>, że stosowanie ARI jako systemu tymczasowego nie może wstrzymać prac nad bardziej rozwiniętymi systemami identyfikacji, zaś zatwierdzenie już obecnie systemu ARI powodowałaby w przyszłości konieczność kompatybilności każdego ulepszanego rozwiązania z tymi sygnałami.

## 6.2. Szwedzki system transmisji informacji cyfrowej dla użytku publicznego na podnośnej 57 kHz

Systematyczne badania nad wykorzystaniem radiofonicznych emisji UKF-FM dla przesyłania informacji dodatkowych mają w Szwecji stosunkowo długą tradycję.

W latach sześćdziesiątych rozpoczęto próby nadawania poza pasmem sygnału stereofonicznego<sup>xx/</sup> szeregu podnośnych, za pomocą których zamierzono przesyłać sygnały przywołania selektywnego [44, 55]. Kodowanie numeru odbiornika abonentkiego polegało na wyborze trzech, spośród stu możliwych częstotliwości mieszczących się w paśmie od 60,7 kHz do 72,1 kHz. Jednak wraz z wprowadzeniem w Szwecji systemu stereofonicznego z tonem pilotującym 19 kHz, zaobserwowano zakłócenia transmisji wywołane przez tego rodzaju sygnały dodatkowe. Ze względu na te zakłócenia, a także z powodu trudności technologicznych występujących przy ewentualnej, masowej produkcji odbiorników przywoławczych /były konieczne trzy filtry kwarcowe bądź elektromechaniczne dla wydzielenia częstotliwości kodujących, co rzutuje na gabaryt i cenę układu/ systemu tego nie wdrożono do eksploatacji [44].

---

x/ Recommendations of the Eurotreavel 80 Conference. EBU Rewiev, No 2, 1981, s. 42,43.

xx/ W tym czasie w Szwecji stosowano własny system stereofoniczny z podnośną modulowaną częstotliwościowo i z komandorem w kanale na podnośnej - por. TELE /english edition/ No 2, 1970, s.100-105.



W zamian zaproponowano system, w którym opierając się na przesłankach omawianych w pkt. 4 dodatkowy kanał dla emisji sygnałów przywoławczych jest utworzony na podnośnej 57 kHz. Podnośna ta jest synchronizowana fazowo z sygnałem pilotującym 19 kHz, przy czym przejścia przez wartość zero napięcia podnośnej następują w tych samych momentach co przejścia napięcia pilota. Podnośna modulowana jest amplitudowo dwuwstęgowo, z wytłumieniem składowej podnośnej, kodowanym sygnałem cyfrowym.

Wybierając metodę kodowania danych kierowano się wynikami badań zauważalności zakłóceń odbioru stereofonicznego przez różne sygnały modulujące podnośną 57 kHz [16, 40, 43, 47, 55, 56]. Stwierdzono bowiem, że składowe sygnały modulującego o częstotliwościach poniżej 0,3 kHz mogą powodować zakłócenia drogą oddziaływania na pracę dekodatorów sygnału stereofonicznego z układem pętli fazowej, a ponadto oceniono, że zakłócenia powodowane przez sygnał harmoniczny są bardziej zauważalne niż zakłócenia wytworzone przez sygnał o charakterze szumowym.

Na podstawie tych spostrzeżeń sformułowano tezę, że kod używany do transmisji danych na podnośnej 57 kHz powinien gwarantować: - małe prawdopodobieństwo pojawienia się składowych o częstotliwościach poniżej 0,3 kHz, a zarazem małe prawdopodobieństwo występowania składowych periodycznych. Prócz wymienionych względów jako kryterium wyboru kodu należało uwzględnić możliwość samosynchronizacji dekodera wraz ze zdolnością do eliminowania tzw. demodulacji negatywnej [16].

Spośród stosowanych kodów transmisyjnych optymalne właściwości ma w tym przypadku kod bifazowy-różnicowy. Przy czym w literaturze dotyczącej transmisji danych kod ten nazywany jest również difazowym, a metodę kodowania określa się jako dwuwartościowe kodowanie fazy bądź kodowanie metodą Manchester. Wszystkie te określenia dotyczą w istocie tego samego

sposobu kodowania, ale ich różnorodność może prowadzić do nieporozumień.

Kod bifazowy - różnicowy stanowi szczególny przypadek binarnej modulacji fazowej, w której na jeden element sygnału źródła danych /bit/ przypada jeden okres /nazywany bipulsem/ przebiegu kluczowanego, czyli zegarowego. Przy czym skok fazy wynikający ze zmiany wartości bitu sygnału danych następuje w momencie przejścia przebiegu zegarowego /bipulsu/ przez wartość zero.

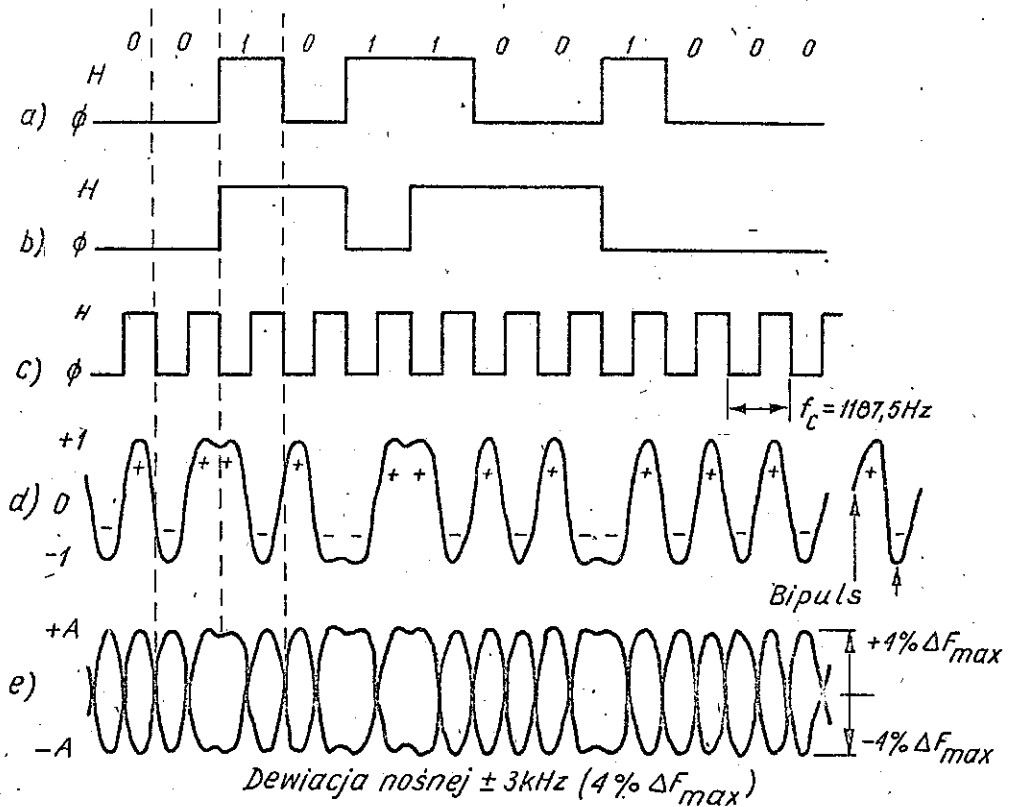
Przebieg kluczowany może mieć, jak na rys. 18, kształt fali prostokątnej, ale te same zasady odnoszą się również do przebiegów w innym kształcie, np. sinusoidalnym.

Istota kodowania bifazowego - różnicowego polega na tym, że jednej, wybranej wartości elementu sygnału źródła, np. "0", przypisuje się zawsze taki sam bipuls jak poprzedni /czyli brak skoku fazy/, natomiast wartości drugiej, tj. "1", przyporządkowuje się wtedy bipuls przeciwny-negowany /czyli skok fazy przebiegu kluczowanego/. Tym samym momenty przejścia bipulsów przez wartość zero niosą informację o fazie zegara niezbędną dla synchronizacji dekodera w odbiorniku, natomiast kierunek tych przejść /ujemny lub dodatni bipuls/ określa treść informacji - wartość binarnego sygnału 0 lub 1.

Należy zaznaczyć, że kod bifazowy - różnicowy można otrzymać w wyniku dwóch kolejnych procesów:

- kodowania różnicowego naturalnej sekwencji uzyskiwanej ze źródła sygnału,
- bifazowego kluczowania przebiegu zegarowego przez sekwencję tworzoną w poprzedniej operacji.

Przebieg kodowany metodą bifazową różnicową nie zawiera składowej stałej, suma cyfrowa jest zawsze mniejsza od 2, zaś pierwsze zero widma mocy znajduje się na częstotliwości dwukrotnie większej od częstotliwości przebiegu kluczowanego /zegarowego/ [16].



Rys. 18. Zasada tworzenia sygnału modulującego podnośną 57 kHz w systemie szwedzkim:

- dane pierwotne /bity informacji oraz korekcyjne/ w kodzie NRZ,
- dane w postaci NRZ po kodowaniu różnicowym,
- przebieg zegarowy 1187,5 Hz,
- przebieg na wyjściu filtra dolnoprzepustowego odpowiadający kluczowaniu fali c/ przebiegiem b/,
- modulowana amplitudowo, z wytłumieniem podnośnej, fala 57 kHz, która jest sumowana z sygnałem programu radiowego

Porównanie ww. właściwości kodu z wymaganiami dotyczącymi kompatybilności kanału na podnośnej 57 kHz, uzasadnia

przyjętą przez twórców systemu szybkość transmisji danych ok. 600 bit/s.

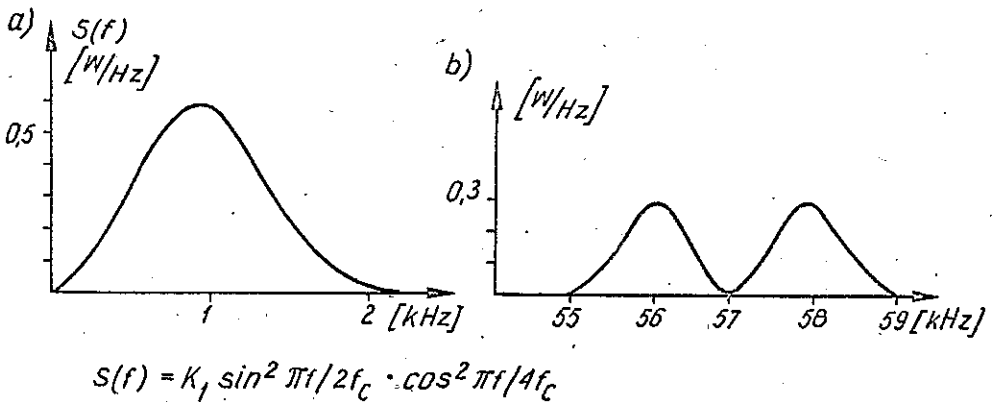
Ściślej przyjęto, że częstotliwość przebiegu zegarowego wynosi  $1/48$  częstotliwości podnośnej, tj. 1187,5 Hz, a więc szybkość transmisji w kanale dodatkowym wynosi  $1/2 \cdot 1187,5$  bit/s.

Podsumowując opis metody kodowania danych dla transmisji sygnału cyfrowego przez nadajnik UKF-FM, można je przedstawić tak, jak na rys. 18. Źródło danych dostarcza szeregowo strumień informacji, ściślej bity informacyjne oraz dodatkowe przeznaczone do autokorekcji błędów transmisji, w kodzie NRZ /non return to zero/, w którym wartości sygnału przedstawione są jako dwa poziomy: niski  $\phi = 0$  lub wysoki  $H = 1$  napięcia stałego. Następnie dokonuje się kodowania różnicowego sygnału ze źródła zastępując: każdy bit 0 przepisaniem wartości poprzedniego bitu, a każdy bit 1 negowaniem poprzedniego bitu /rys. 18b/. Przebieg sygnału kodowanego różnicowo /rys. 18b/ oraz przebieg zegarowy /rys. 18c/ doprowadza się do wejść modulatora fazy, a po modulacji filtruje w celu zawężenia pasma.

Przebieg bipolarny z rys. 18d, pojawiający się na wyjściu filtra dolnoprzepustowego, ma kształt sinusoidy 1187,5 Hz, gdy w kilku sąsiednich bitach w przebiegu z rys. 18b nie ma zmiany wartości albo przyjmuje formę zniekształconej, "obciętej symetrycznie" sinusoidy o częstotliwości dwukrotnie niższej przy maksymalnej szybkości zmian danych, tj. gdy sąsiednie bity są różne. Przy czym nachylenie - znak pochodnej funkcji z rys. 18d w momencie zmiany znaku napięcia przypadającym w środku przedziału czasu danego bitu, czyli znak bipulsu - pozwala na rozróżnianie wartości 0 lub 1 każdego bitu. Przebieg małej częstotliwości z rys. 18d moduluje z kolei amplitudowo podnośną 57 kHz /rys. 18e/. Tym samym pierwotny, zawierający składową stałą, sygnał binarny z rys. 18c zostaje dostosowany do transmisji drogą radiową.

Dewiację nadajnika dla sygnału modulowanej podnośnej przyjęto na poziomie 4 %  $\Delta F_{\max}$ , tj.  $\pm 3$  kHz.

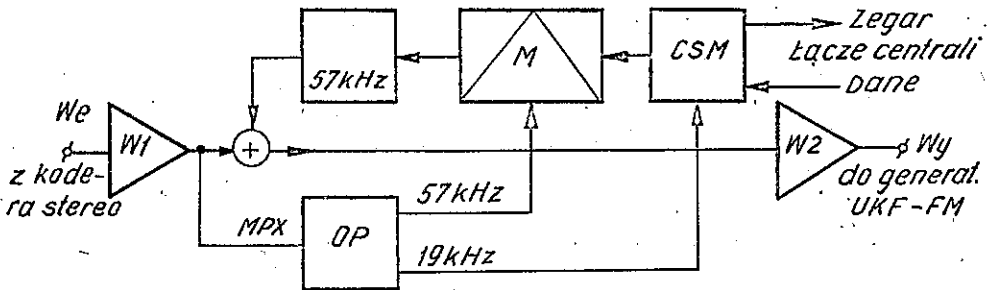
Na rys. 19a naszkicowano widmo sygnału małej częstotliwości kodowanego metodą bifazowo-różnicową, natomiast na rys. 19b - widmo sygnału w kanale dodatkowym na podnośnej 57 kHz [16].



Rys. 19. Widmo sygnału:

- a/ małej częstotliwości kodowanego metodą Manchester,  
 b/ modulowanej podnośnej 57 kHz

Schemat blokowy kodera dla zwielokrotnienia kanałów nadajnika radiofonicznego UKF-FM w systemie opracowanym w Szwecji, narysowany w podobnej konwencji jak koder systemu ARI na rys. 15, przedstawia rys. 20. W obu układach występują identyczne bloki odtwarzania podnośnej, wzmacniaczy wejściowego i wyjściowego oraz sumatora. Układy różnią się natomiast układem modulatora podnośnej, szerokością pasma filtra podnośnej i konstrukcją bloku tworzenia sygnałów modulujących.



*OP - blok odtwarzania podnośnej*  
*CSM - cyfrowy blok tworzenia sygnału modulującego*

Rys. 20. Schemat blokowy kodera sygnałów binarnych na podnośnej 57 kHz

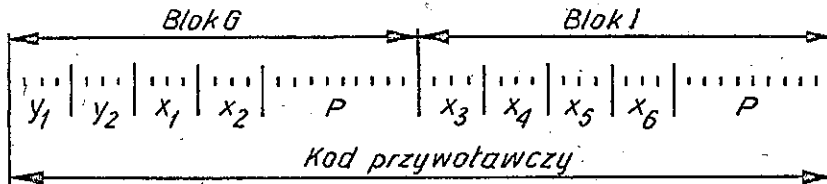
Opisywany system został opracowany w pierwszym rzędzie dla potrzeb ogólnokrajowej sieci przywoływania abonentów ruchomych - skrót MBS /od ang. mobile service/. Sieć tę oddano do eksploatacji w 1978 r. [19]. Wykorzystanie dla potrzeb MBS nie wyczerpuje jednak możliwości systemu. Przepustowość kanału na podnośnej 57 kHz przy szybkości transmisji ok. 1200 bit/s pozwala bowiem na przesyłanie większego strumienia informacji niż wynikający z obciążenia go sygnałami MBS. Toteż przez kanał ten można transmitować, np. różne "etykiety" poprzedzające nadawanie określonego rodzaju audycji radiofonicznych, których dekodowanie daje o wiele większą liczbę możliwości niż sygnały sygnalizacji ARI. Niezależnie od tego system można rozbudować do transmisji jeszcze innych informacji dla użytku publicznego, stąd spotykana obecnie nazwa tego systemu PI /od ang. public information/.

Analizując potrzeby ogólnokrajowej sieci przywoławczej MBS założono, że dla identyfikacji indywidualnych numerów odbiorników abonenckich wystarczy sześć cyfr dziesiętnych, może jednak zaistnieć potrzeba przesyłania większej liczby cyfr, np. numeru telefonu osoby poszukującej abonenta. Dla przesyłania każdej cyfry numeru lub innych znaków w kodzie heksadecymalnym /BCH/ konieczne są cztery bity danych.

Ze względu na wymaganą niezawodność sygnalizacji przywołania dla transmisji danych zastosowano cykliczny kod zorganizowany w grupy po 26 bitów. Przy czym najprostszy sygnał wywołania składa się z dwóch takich bloków [17,56]. Każdy blok zawiera 16 bitów informacyjnych oraz 10 bitów parzystości stosowanych dla wykrywania i korekcji do 5 błędów transmisji w bloku.

Sposób tworzenia bloków sygnału przywoławczego objaśniono w tablicy 5.

Tablica 5



W powyższej tablicy oznaczono:

$P$  - bity parzystości;

$Y_1, Y_2$  są znakami identyfikacji systemu, co najmniej jeden z nich jest cyfrą heksadecymalną B + F;

$X_1, X_2$  są pierwszymi dwiema cyframi sześciocyfrowego numeru odbiornika abonenckiego i tworzą razem z  $Y_1, Y_2$  tzw. numer grupowy dla 10 tys. odbiorników.  $X_3$  do  $X_6$  są pozostałymi czterema cyframi sześciocyfrowego numeru odbiornika abonenckiego i tworzą razem z  $X_1$  i  $X_2$  indywidualny numer.

Blok G jest kodem grupy, zaś blok I indywidualnym kodem odbiornika.

Przywołania są zbierane i transmitowane w sekwencjach mających ten sam numer grupowy  $X_1 X_2$ . Odstęp czasu po którym dana grupa jest powtarzana wynosi ok. 32 s. /czas 1494 bloków/. W przypadku braku wywołań jest transmitowany specjalny kod grupy, w której nie ma żadnego odbiornika. Wywołanie odbiorników, których numery mają priorytet są wyłączone z obowiązku oczekiwania na periodyczne co 32 s pojawienie się ich numeru grupy. Wywołanie ich następuje bezpośrednio po zakończeniu trwających już wywołań w dowolnej grupie.

Przykładową sekwencję transmisyjną zilustrowano niżej:

...  $G_B I A A A G_B I G_P I G_C I A A A$  ...  $G_A F G_A F F F G_B I G_B I$  ...

1494 bloki  
 $t \approx 32,707 \text{ s}$

gdzie:

$G_A, G_B, G_C, \dots$  kody grup odpowiednio A, B, C ... , przy czym  $(Y_1 Y_2 X_1 X_2)_A$  jest adresem binarnym grupy A itd.

$G_P$  - kod grupowy odbiorników z priorytetem,

F - kod "pustej" grupy  $Y_1 Y_2 X_1 X_2 P$ ,

I - indywidualny kod  $(X_3 X_4 X_5 X_6 P)$ .

A - co najwyżej trzy bloki /jak poprzednie po 26 bit/ dodatkowych informacji: bloki te nie mają znaków rozpoznawczych systemu  $Y_1 Y_2$  w części informacyjnej.

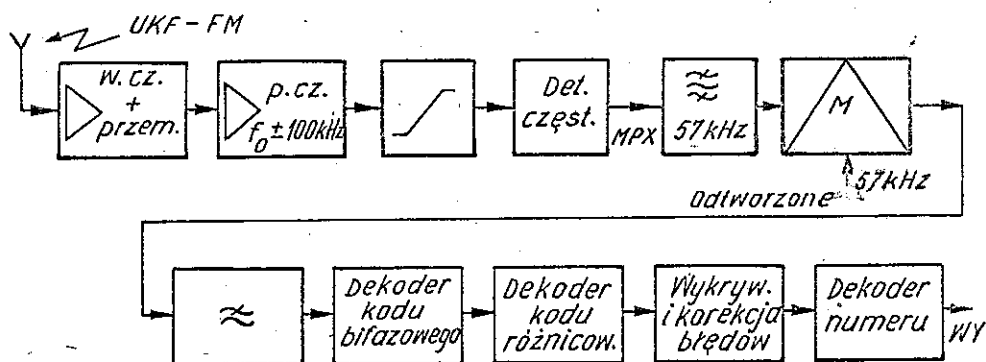
Przyjęto, że każde wywołanie powinno być powtórzone w następnym cyklu, tj. po ok. 32 s, co zwiększa prawdopodobieństwo zaalarmowania abonentów ruchomych.



Opisana organizacja nadawania z numerami grupowymi przyczynia się do oszczędzania energii pobieranej z baterii, gdyż podczas wywołania innych grup niektóre bloki odbiornika mogą zostać odłączone.

Abonencki odbiornik MBS ma wymiary pozwalające na umieszczenie go w kieszeni. Czas nieprzerwanej pracy, zależnie od typu baterii, wynosi od kilkuset do tysiąca godzin. Mimo małych wymiarów anteny, skuteczność jest na tyle duża, że są odbierane wywołania na obszarach, gdzie uzyskuje się za pomocą typowego odbiornika przenośnego zadawalający odbiór programu radiofonicznego. Odbiorniki są zaopatrzone w układ sygnalizujący spadek natężenia pola odbieranej stacji oraz przystosowane do automatycznego dostrajania się do najbliższej silnej stacji lokalnej transmitującej sygnały MBS, co zwalnia całkowicie użytkownika od obowiązku znajomości częstotliwości roboczych lokalnych stacji i umożliwia swobodnie poruszanie się po terenie całego kraju.

Schemat blokowy odbiornika systemu PI pokazuje rys. 21.



Rys. 21. Schemat blokowy odbiornika przywoławczego

Z anteny sygnał UKF podawany jest, jak w konwencjonalnym radioodbiorniku, na kolejne stopnie: wzmacniacza wielkiej

częstotliwości, mieszacza, wzmacniacza pośredniej częstotliwości o paśmie  $\pm 100$  kHz z ogranicznikiem amplitudy i demodulatora częstotliwości; po demodulatorze włączany jest filtr pasmowoprzepustowy /53-61 kHz/ tłumiący składowe sygnały stereofonicznego. Do demodulacji kanału dodatkowego niezbędne jest odtwarzanie podnośnej 57 kHz/ podobnie jak podnośnej 38 kHz dla demodulacji sygnału stereofonicznego/. Po wymnożeniu podnośnej 57 kHz i sygnału z wyjścia filtra pasmowoprzepustowego otrzymuje się dane w kodzie bifazowym-różnicowym. Uzyskanie danych w kodzie naturalnym musi być jeszcze poprzedzone procesami dekodowania sygnału bifazowego i dekodowania różnicowego.

Do wyjścia układu z rys. 21 dołącza się z kolei dekodery sygnałów przywoławczych, rozróżniający kod grupowy i indywidualny, oraz korygujący błędy transmisji.

Nawet po tak pobieżnym omówieniu działania odbiornika, można zauważyć, iż bez wyspecjalizowanych układów scalonych o dużej skali integracji, zbudowanie przenośnego, "kieszonkowego" odbiornika dla tego systemu jest niemożliwe.

Szwedzka administracja łączności [32] dopuściła do eksploatacji odbiorniki opracowane przez japońską firmę Mitsubishi i skandynawską Sonab oparte na mikroprocesorze z pamięcią ROM wykonanym w technologii CMOS.

Oferuje się kilka wariantów [19] służby przywoławczej MBS.

MBS-E /najprostszy/. W następstwie wybrania numeru centrali przywoławczej i odbiornika, odbiornik przywoławczy wytwarza ton alarmowy, a użytkownik wie, co ma w tym przypadku wykonać; np. zgłasza się pod umówiony numer telefonu, aby otrzymać dalsze dyspozycje.

MBS-EL Po wybraniu numeru centrali przywoławczej, a przed wywołaniem abonenta należy wykręcić trzy cyfry hasła /legitymowanie/, dzięki czemu zmieniając hasło można uniknąć /nieautoryzowanych fałszywych/ alarmów.

MBS-V Po wywołaniu numeru abonenta ruchomego należy wykręcić swój numer telefonu, który jest wraz z nim przechowywany przez kilka kolejnych godzin w pamięci centrali. Na żądanie abonenta podającego swój numer odbiornika, centrala generuje syntetycznym głosem numer abonenta telefonicznego, który nadał wywołanie /albo podane przez niego zamiast numeru hasło cyfrowe/.

MBS-VL Jak w MBS-V, lecz z legitymowaniem się przed wykręceniem wywołania.

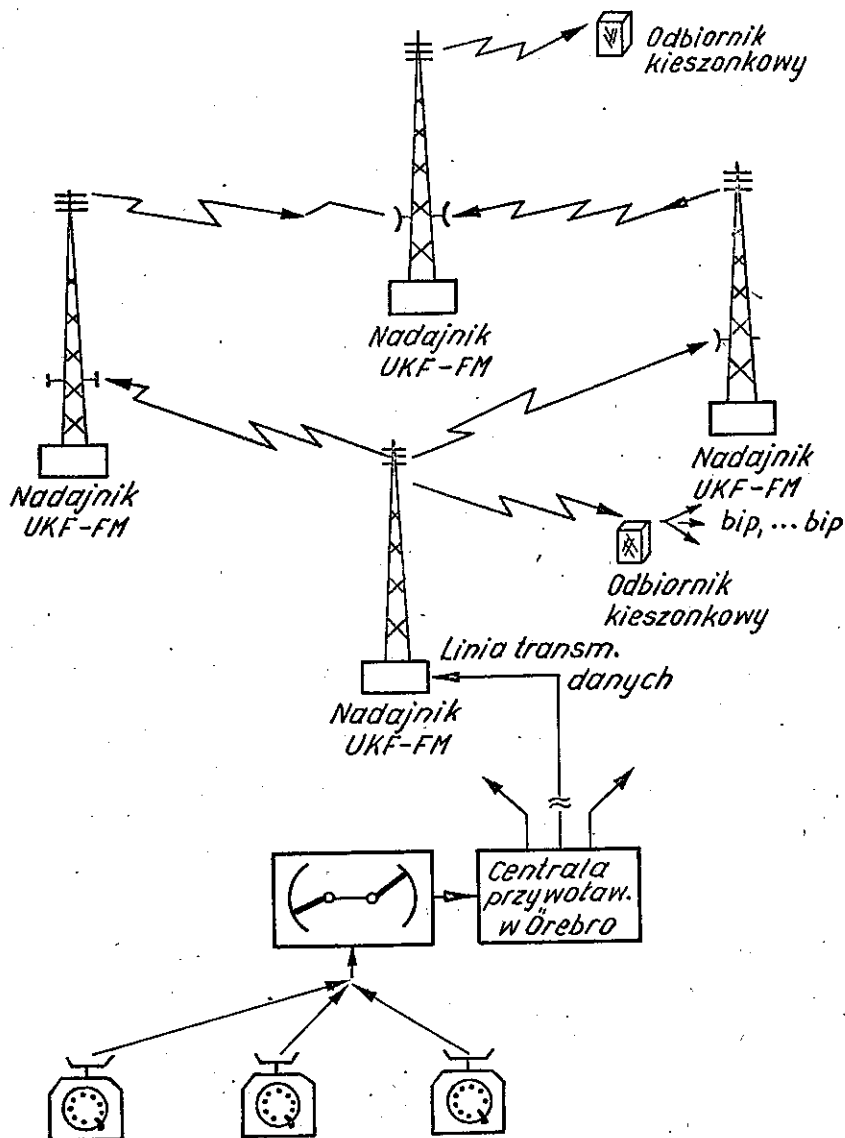
MBS-M Pozwala na transmisję numeru abonenta telefonicznego, który zostaje następnie wyświetlony na displeju odbiornika abonenckiego.

Ponadto są dostępne dwa rodzaje wywołań z priorytetem MBS-EP oraz MBS-ELP.

Sygnał cyfrowy MBS jest generowany dla całego kraju w Örebro w centrum Szwecji, skąd jest przesyłany liniami transmisji danych jednocześnie do trzech radiofonicznych ośrodków nadawczych UKF. Pozostałe stacje UKF pracujące w sieci przywoławczej MBS uzyskują sygnał cyfrowy retransmitując sygnał odbierany z trzech pierwszych stacji /rys. 22/. Każdy odbiornik retransmisyjny zawiera układy regeneracji i korekcji błędów sygnału cyfrowego. Jeżeli liczba retransmitujących stacji rośnie, dla zwiększenia niezawodności wywołania można odbierać jednocześnie sygnały dwóch pośredniczących stacji.

Szwedzka ogólnokrajowa sieć przywoławcza funkcjonująca, jak to już podano na wstępie, od 1978 r. opierająca się na zwielokrotnionych kanałowo nadajnikach radiofonicznych, była inwestycją znacznie mniej kosztowną niż sieci utworzone w innych krajach Europy, np. tzw. sieć Eurosignal wykorzystująca specjalne nadajniki przywoławcze UKF-AM.

Różnorodność usług oferowanych w systemie MBS i duża szybkość transmisji sygnałów, elastyczność systemu pozwala-



Rys. 22. Zasady transmisji i retransmisji sygnałów przywoławczych na obszarze Szwecji

jąca na transmisję innych informacji, stanowią dalsze zalety systemu opracowanego w Szwecji.

### 6.3. Holenderski system SPI emisji sygnałów rozpoznawczych stacji i programów

System SPI /od niem. Sender Programm Identifikation, bądź ang. station and programme identification/ opracowano w laboratoriach firmy Philips przy współpracy holenderskiej radiofonii. System ten jest próbą kompleksowego i perspektywicznego uregulowania kwestii automatycznego dostrajania odbiornika radiofonicznego UKF do wybranych stacji i wybranych audycji.

Potrzeba stworzenia tego rodzaju systemu wpływa przede wszystkim ze znacznego zagęszczenia nadajników radiofonicznych UKF-FM w krajach Europy zachodniej.

W wyniku ustaleń Regionalnej Konferencji Radiofonicznej w Sztokholmie w 1961 r. zaplanowano pokrycie obszarów zainteresowanych krajów zachodnioeuropejskich trzema różnymi programami radiofonicznymi UKF-FM wysokiej jakości. Specyficzne warunki propagacji fal metrowych sprawiają, że zadawalający odbiór audycji nadawanych w tym paśmie jest możliwy tylko w stosunkowo niewielkiej odległości od anteny nadawczej.

Nawet duże stacje o mocy promieniowanej kilkudziesięciu kW rzadko gwarantują odbiór w promieniu większym niż 50 km. Dla poprawy jakości odbioru na krańcach zasięgu dużych stacji w większych skupiskach ludności, w dolinach górskich i in. instalowane są nadajniki uzupełniające, retransmitujące programy najbliższych stacji dużej mocy. Ten stan sprawia, że w wielu miejscowościach można jednocześnie odbierać trzy programy emitowane przez kilka różnych ośrodków nadawczych.

W rejonach przygranicznych mogą to być programy obcojęzyczne, trudne do rozpoznania podczas audycji muzycznych, a mało przydatne dla osoby oczekującej na lokalne komunikaty, np. o pogodzie, cenach, stanie dróg w swoim kraju.

Za pomocą odbiorników radiofonicznych o czułości na zakresie UKF rzędu kilku  $\mu\text{V}$  można w niektórych rejonach Europy, np. na południu Holandii [7], odbierać nawet 25 programów stereofonicznych dobrej jakości.

Rozpoznanie aktualnie odbieranego programu i emitującej go stacji, w celu odnalezienia wybranej audycji nadawanej przez najbliższą lokalną stację, w sytuacji, gdy ten sam program jest słyszalny w kilku punktach skali odbiornika, sprawia użytkownikom duże trudności. Tym bardziej, że skale odbiorników UKF nie są i nie mogą być zaopatrzone w napisy z nazwami stacji, tak jak ma to miejsce na zakresach fal średnich i długich. Posiadacze odbiorników eksploatowanych w takich warunkach są więc z dużym prawdopodobieństwem narażeni na to, że dostroją aparat niewłaściwie do stacji nie gwarantującej w danej miejscowości najlepszej jakości odbioru.

Innego rodzaju trudności powstają w przypadku użytkowania anten zbiorowych. W instalacjach anten zbiorowych stosuje się przesuwanie pasm roboczych, w wyniku czego stacje lokalne dostępne są na innych częstotliwościach niż to wynika np. z zapowiedzi programowych publikowanych w prasie.

Następną kwestią dla radiosłuchacza jest wyszukanie interesujących go programów. Są wprawdzie osoby, które śledzą w prasie codziennej zapowiedzi programów albo oczekują na stałe ulubione bloki programowe pojawiające się codziennie, czy co tydzień o tej samej porze, np. kolekcjonerzy nagrań magnetofonowych, melomani itp., lecz jednocześnie wiele osób traktuje audycje radiowe jako tło do codziennych zajęć domowych. Ci ostatni działają zwykle wg następującego algorytmu [9]. Włączają odbiornik na zakres UKF, przestrajając go dostrajają do napotkanej stacji, chwilę słuchają, aby zorientować się jakiego rodzaju audycja jest emitowana, akceptują ją i odchodzą od aparatu lub nie zadawalają się i kontynuują poszukiwania słuchając innych stacji. Po chwili

li okazuje się, że ta wybrana audycja właśnie się skończyła, a następna drażni słuchacza więc sfrustrowany rozpoczyna poszukiwania czegoś miłszego od początku.

Z możliwością identyfikacji treści programu wiąże się nie tylko nadzieja na automatyczne włączanie, np. odbiornika samochodowego do odbioru komunikatów dla kierowców, czyli zastąpienie funkcji oferowanych przez system ARI /por. pkt 6.1/, ale również szereg dalszych funkcji.

Można tą drogą zrealizować automatyczne dostosowanie dynamiki i pasmę sygnałów akustycznych do rodzaju audycji, np. sterowanie przełącznikiem mowa/muzyka lub włączanie kom-pandera.

Aby emisja sygnału SPI spełniła swe zadanie, pełna informacja powinna być powtarzana cyklicznie w krótkich odstępach czasu, z taką szybkością, aby w czasie ręcznego strojenia odbiornika możliwe stało się dekodowanie i odczytanie wszystkich dodatkowych informacji; tzn; nazwy instytucji /towa-rzystwa/ przygotowującej dany program, numeru programu, lokalizacji stacji /nadajnika/, i rodzaju audycji. Informacja zobrażowana przez dekodery informacji dodatkowej na wyświetlaczu alfanumerycznym może mieć np. postać: "HIL 4 CM 6 LOPIK". Co należy odczytać, że jest nadawana muzyka klasyczna /CM/, na czwartym programie Hilversum, emitowanym przez nadajnik w Lopik, cyfra 6 oznacza, że jest to szósty odcinek programu tego rodzaju w danym dniu.

Sygnalizacja SPI powiększa znacznie komfort domowego odbioru radiowego, dostarcza niezbędne niedostępne inną drogą informacje, pozwala na automatyzację procedury dostrajania odbiornika do stacji gwarantującej najlepszą jakość odbioru, a także automatyzację wyboru rodzaju audycji słuchanych lub nagrywanych na magnetofon.

Ustalono, że dla przesłania wszystkich niezbędnych znaków alfanumerycznych konieczne są słowa sześciobitowe,

czyli dla każdego zobrazowania znaku na wyświetlaczu potrzeba 6 bitów. Przyjęto również, że omówione na wstępie informacje można przesłać za pomocą 19 znaków. Ponieważ dla uzyskania synchronizacji dekodera podczas przestrajania odbiornika potrzebna jest pewna liczba bitów, przyjęto, że każdy blok informacji rozpoczyna się od 14 bitów synchronizujących, po których są nadawane  $19 \times 6 = 114$  bity informacji. Tym samym każdy blok składa się z 128 bitów. Bloki te powinny być dostatecznie często powtarzane. Zakładając, że przestrojenie odbiornika pomiędzy krańcami pasma UKF nie powinno trwać dłużej niż 10 s, a możliwy jest odbiór 25 stacji, otrzymuje się konieczność odczytania 5 tekstów informacji SPI w czasie sekundy, co jest zbliżone do granic przeciętnych możliwości percepcyjnych wzroku ludzkiego. W tych warunkach szybkość transmisji informacji SPI powinna wynosić ok.  $128 \times 5 = 640$  bit/s.

Wybierając częstotliwość podnośnej dla kanału SPI uwzględniono wszystkie wymienione w pkt. 4 ograniczenia, a oprócz tego uwzględniono fakt, że podnośna 57 kHz jest już wykorzystywana w Europie i innych systemach, a podnośna 67 kHz - w USA. Dlatego uwagę skoncentrowano na wolnych pasmach leżących w złożonym sygnale stereofonicznym poniżej i powyżej częstotliwości 19 kHz.

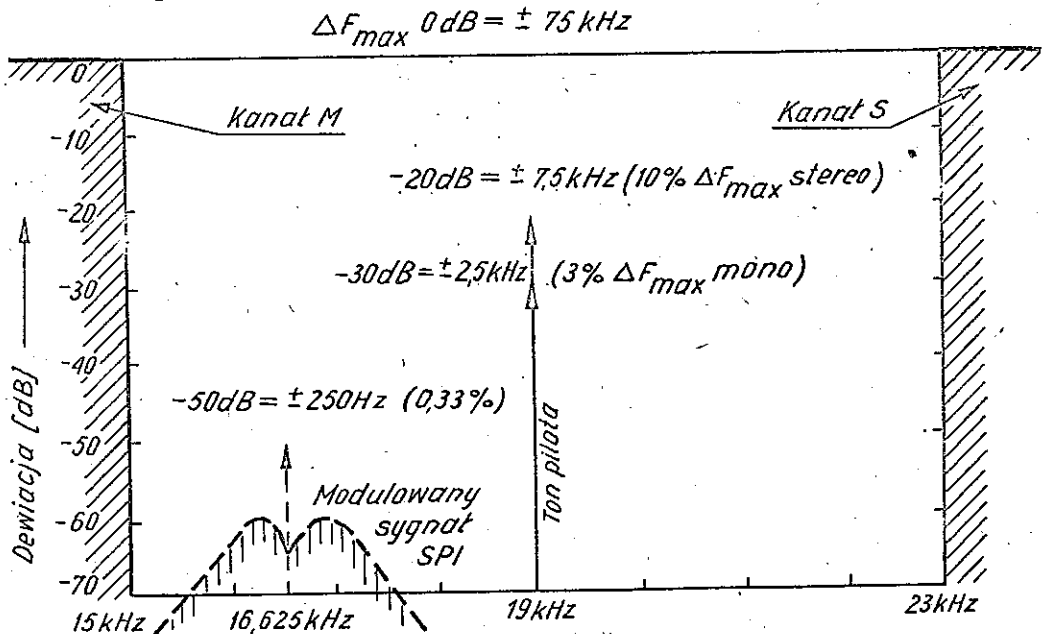
Drogą empiryczną znaleziono w tych pasmach dwie częstotliwości, które przy dostatecznie małym poziomie nie powodowały zakłóceń odbioru stereofonicznego, a mianowicie:  $7/8 \times 19 \text{ kHz} = 16,625 \text{ kHz}$  i  $9/8 \times 19 \text{ kHz}$ , obie synchronizowane fazowo z sygnałem pilota.

Próbne emisje sygnałów SPI poprzez nadajniki radiofoniczne trzech holenderskich sieci UKF rozpoczęto w Holandii w listopadzie 1977 r. Stosowano przy tym podnośną 16,625 kHz modulowaną /kluczowaną/ metodą dwuwartościowego kluczowania fazy z szybkością ok. 600 bit/s. Przez rok, do listopada 1978 r., dewiacja fali nośnej powodowana przez podnośną SPI



wynosiła zaledwie  $\pm 250$  Hz, następnie powiększono ją do  $\pm 500$  Hz, co stanowi ok. 0,67 % maksymalnej dewiacji wynoszącej  $\pm 75$  kHz. W czasie całego okresu prób [7,48,50] nie zarejestrowano żadnych uwag radiosłuchaczy, kwestionujących kompatybilność sygnałów SPI. Przesłuchv sygnału SPI do kanałów stereofonicznych są dla wszystkich zbadanych odbiorników na poziomie poniżej - 70 dB, ale przeważnie poniżej - 75 dB, w następstwie czego nawet w przerwie modulacji podstawowej i przy maksymalnej głośności odbioru trudno je zauważyć.

Ustalono, że współczynniki ochronne dla sygnału SPI mają podobną wartość, jak dla programu monofonicznego. Widmo modulowanej podnośnej SPI pokazuje rys. 23.



Rys. 23. Widmo sygnału SPI [48]

Zmierzone i oszacowane teoretycznie [7] prawdopodobieństwo błędu transmisji w zależności od stosunku sygnał/szum w kanale SPI są tego samego rzędu /tabl. 6/.

Tablica 6

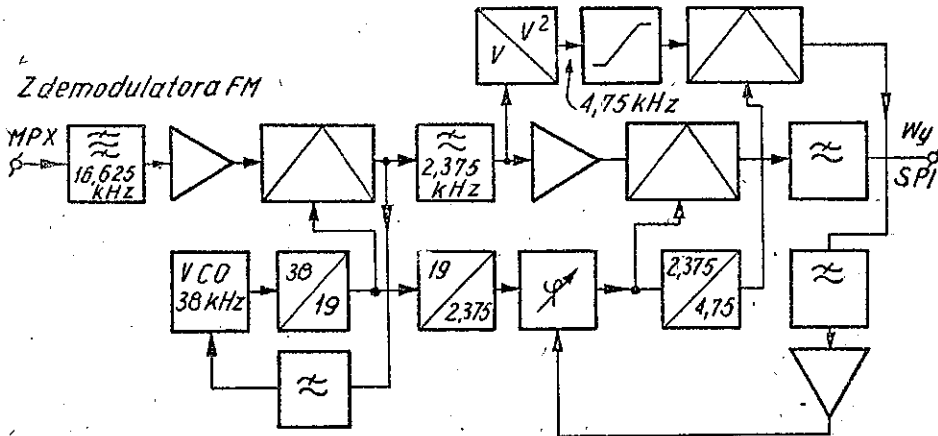
Napięcie wejściowe odbiornika	S/N kanał SPI	Prawdopodobieństwo błędu $P_e$	
		obliczone	zmierzone
4 $\mu V$	2,27 dB	$3 \times 10^{-2}$	$6 \times 10^{-2}$
6 $\mu V$	5,79 dB	$3 \times 10^{-3}$	$5 \times 10^{-3}$

Wartość  $P_e = 5 \times 10^{-3}$ , zmierzona przy 6  $\mu V$  napięcia z anteny, wystarcza dla przedstawienia znaków alfanumerycznych informacji SPI.

Pomyślne rezultaty prowadzonych nieprzerwanie od 1977 r. próbnych emisji podnośnej 16,625 kHz skłoniły organizacje prowadzące próby do emisji, od stycznia 1981 r., również drugiej podnośnej 21,375 kHz z dewiacją nośnej nadajnika  $\pm 250$  Hz. Podnośna ta jest modulowana skróconym do 13 znaków sygnałem SPI [7].

W czasie próbnych emisji i prób laboratoryjnych stosowano dekodery sygnału SPI, którego schemat blokowy przedstawiony jest na rys. 24.

Z wyjścia demodulatora odbiornika UKF-FM złożony sygnał zawierający m.in. podnośną SPI oraz sygnał pilotujący 19 kHz podawany jest na filtr pasmowo-przepustowy. Modulowana podnośna 16,625 kHz oraz, nieco stłumiona, składowa 19 kHz podawane są na układ mnożący sterowany wytwarzanym w dekodzie napięciem o częstotliwości 19 kHz.



Rys. 24. Schemat blokowy modulatora sygnałów SPI

W rezultacie procesu wymnażania następuje:

- mieszanie częstotliwości podnośnej z wewnętrznym przebiegiem 19 kHz, w wyniku którego powstaje modulowany fazowo przebieg 2,375 kHz;
- detekcja fazy sygnału pilota względem wewnętrznego przebiegu 19 kHz, w wyniku której następuje podstrojenie pracującego w pętli fazowej generatora VCO 38 kHz.

Dekodowanie przebiegu PSK o częstotliwości 2,375 kHz następuje w kolejnym układzie mnożącym, na który podaje się koherentny przebieg 2,375 kHz o dobranej fazie. Korekcję fazy niemodulowanego przebiegu podawanego na ten detektor umożliwia sygnał z wyjścia detektora fazy sterowanego na jednym wejściu przebiegiem wewnętrznym 4,75 kHz, a na drugim przebiegu z wyjścia układu kwadratującego przebieg PSK /w wyniku tego procesu przebieg, który miał fazę 0 lub  $\pi$  ma zawsze tę samą fazę/.

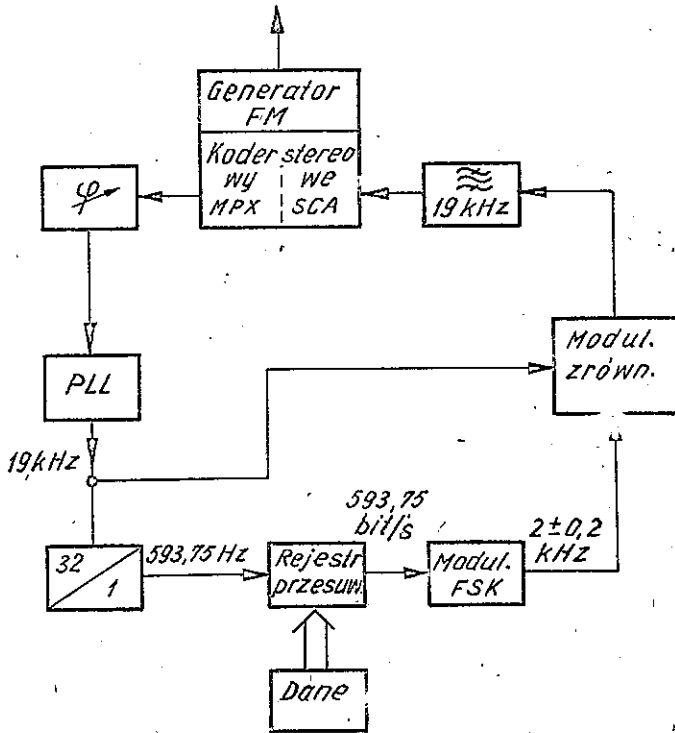
Synchronizacja układu staje się pewniejsza, gdy szybkość transmisji jest związana z częstotliwością 19 kHz, np. wynosi 593,75 bit/s, co odpowiada  $1/32 \times 19$  kHz /oczywiście liczba tekstów SPI przesyłanych w czasie 1 s w stosunku do oszacowanej uprzednio zmniejsza/.

Dla prawidłowej pracy demodulatora SPI konieczny jest ciągły sygnał pilotujący 19 kHz. Jednak podczas audycji monofonicznych dewiacja nośnej dla tego sygnału może być ograniczona do  $\pm 2,5$  kHz, w wyniku czego nie następuje występowanie dekoderek sygnału stereofonicznego tym sygnałem. Cykliczne powtarzanie wiadomości SPI umożliwia korekcję błędów transmisji opartą na następującej metodzie. Pamięć RAM, z której odczytywany jest odebrany tekst zapisuje się, gdy trzy kolejne informacje - bloki zdekodowanych 128 bitów są identyczne.

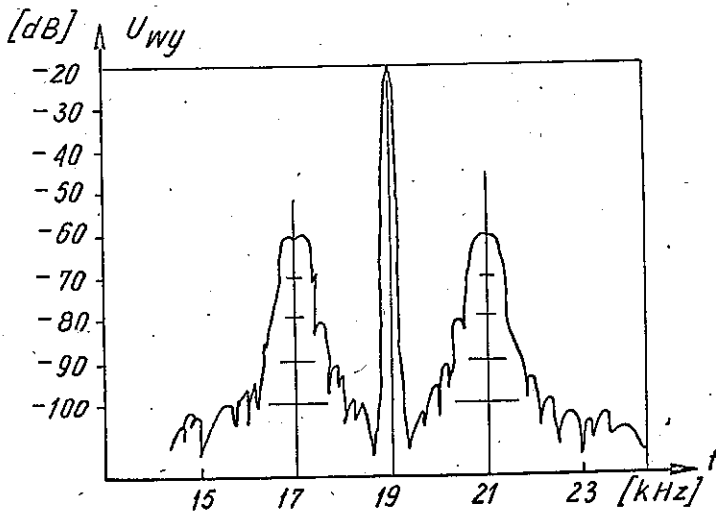
Kończąc opis systemu SPI należy wspomnieć, że informacje przesyłane w kanale dodatkowym dla identyfikacji nadajnika mogą mieć zupełnie inną strukturę, niż to opisano wyżej. Są sugestie [7,12], aby w kanale tym emitować tylko własny numer, jeden spośród ok. 4800 numerów niezbędnych dla rozróżnienia wszystkich nadajników UKF-FM w Europie. Po zdekodowaniu odebranego numeru stawałby się on adresem do odpowiedniej komórki pamięci ROM odbiornika, a z tej pamięci odczytywane byłyby dalsze informacje, jak: lokalizacja stacji, częstotliwość itp.

#### 6.4. Inne systemy transmisji danych w kanałach dodatkowych nadajników UKF-FM

Znane są również inne próby transmisji danych przeprowadzone m.in. we Francji, W. Brytanii i Finlandii, jednak materiał bibliograficzny ich dotyczący jest znacznie uboższy. Najciekawsza jest propozycja fińska [52], gdzie przebieg pilota stereofonicznego 19 kHz moduluje się amplitudowo sygna-



Rys. 25. Schemat kodera w systemie OY Yleisradio Ab



Rys. 26. Widmo sygnału dodatkowego z kodera rys.25

łem binarnym FSK /o kluczowanej 1800/2200 Hz częstotliwości/, przy czym poziom podnośnej modulowanej zależy od poziomu sygnału radiofonicznego. W przerwach sygnału programu, dla uniknięcia słyszalnych przesłuchów, poziom kanału dodatkowego jest mały - dewiacja nośnej nadajnika  $\Delta F_p = 0,7$  kHz. W zakresie wysterowania -20 dBm do -6 dBm dewiacja  $\Delta F_p$  proporcjonalnie wzrasta aż do 3,5 kHz /5 %/ i utrzymywana jest na tym poziomie dla większych od -6 dBm poziomów sygnału monofonicznego, co ma zabezpieczyć sygnał transmisji danych przed maskowaniem przez silny sygnał podstawowy.

Schemat blokowy kodera pokazano na rys. 25, natomiast widmo sygnału dodatkowego -- na rys. 26.

#### 7. INFORMACJA O PRACACH ZAKŁADU RADIOKOMUNIKACJI IŁ W ZAKRESIE ZWIELOKROTNIEŃ KANAŁÓW NADAJNIKÓW UKF-FM

Pracujące obecnie w Polsce nadajniki radiofoniczne UKF-FM są zlokalizowane w ponad 25 ośrodkach nadawczych. W wykorzystywanym dotychczas zakresie częstotliwości 66 - 73 MHz utworzono trzy sieci /dla trzech programów w każdym ośrodku/, z których docelowo: dwie mają służyć do emisji stereofonicznych - jedna programu ogólnokrajowego, druga lokalnego, natomiast trzecia ma emitować wyłącznie ogólnokrajowy program monofoniczny. Stan ten jest uzasadniony dążeniem do uzyskania możliwie dużego pokrycia obszaru kraju programami o wysokiej jakości. Należy tu przypomnieć, że dla dobrego odbioru emisji stereofonicznej niezbędne są: wyższa wartość chronionego natężenia pola i wyższa wartość stosunku ochronnego niż dla emisji monofonicznej. Uzasadnia się to znacznie bardziej wyraźną podatnością emisji stereofonicznej na zakłócenia interferencyjne od sąsiednich stacji, która ma miejsce ze względu na znacznie szersze pasmo częstotliwości modulujących /ponad trzykrotnie, bo 53 kHz w porównaniu z 15 kHz/.

Fakt zachowania w przyszłości w Polsce jednej sieci UKF emitującej wyłącznie programy monofoniczne, stwarza nęcącą perspektywę zwielokrotnienia nadajników tej sieci dla przesyłania dodatkowego programu lub innych sygnałów na podnośnej położonej w paśmie zajmowanym przez różnicowy sygnał stereofoniczny. W następstwie takiego wyboru należy spodziewać się lepszej jakości odbioru programu, w sensie stosunku S/N, i większego zasięgu niż w przypadku podnośnej SCA Niewielki, najwyżej 10 %, udział tej podnośnej w maksymalnej dewiacji nadajnika i jej niska częstotliwość nie poszerzają, w takim stopniu jak emisja stereofoniczna, pasma nadawanego sygnału i powodują znacznie mniejszą degradację współczynników ochronnych niż ma to miejsce przy emisji stereofonicznej. Pozostałe dwie sieci mogą być wykorzystane wyłącznie do emisji sygnałów dodatkowych w systemach kompatybilnych z emisją stereofoniczną.

W Zakładzie Radiokomunikacji Ił w latach 1979-80 zbadano wstępnie warunki przesyłania sygnałów przywoławczych lub komunikatów dla kierowców jako drugiego, niezależnego programu przez nadajnik emitujący program monofoniczny. W tej fazie badań uwagę skoncentrowano na próbach systemu, w którym sygnał informacji dodatkowej modulował częstotliwościowo podnośną 25 kHz.

Sygnał przywoławczy w trakcie tych prób stanowiła sekwencja tonów, tzn. numer przywoływanego abonenta, w celu przeniesienia go przez tor radiowy, był przekształcony na kod czasowo-częstotliwościowy, w którym każdej cyfrze numeru zostaje przyporządkowany przebieg napięciowy o innej, leżącej w paśmie /1124-2110/ Hz częstotliwości. Czas trwania każdego elementu sygnału wynosi 100 ms. Pomiedzy sekwencjami stanowiącymi kodowaną postać kolejnych dwóch przywoływanych numerów powinna następować przerwa nie krótsza niż 200 ms. Stąd w czasie 1 godziny można nadać 4500 numerów sześciocyfrowych.

W wyniku badań laboratoryjnych stwierdzono, że:

- zaproponowany system zapewnia praktycznie niezakłócony odbiór podstawowego programu monofonicznego;
- można uzyskać duże prawdopodobieństwo prawidłowego dekodowania numeru odbiornika, nawet przy zbliżonym do progu czułości odbiornika monofonicznego poziomie napięcia wielkiej częstotliwości na gnieździe antenowym;
- a oprócz tego jest możliwy zadawalający "z jakością telefoniczną" odbiór komunikatów przesyłanych w kanale dodatkowym.

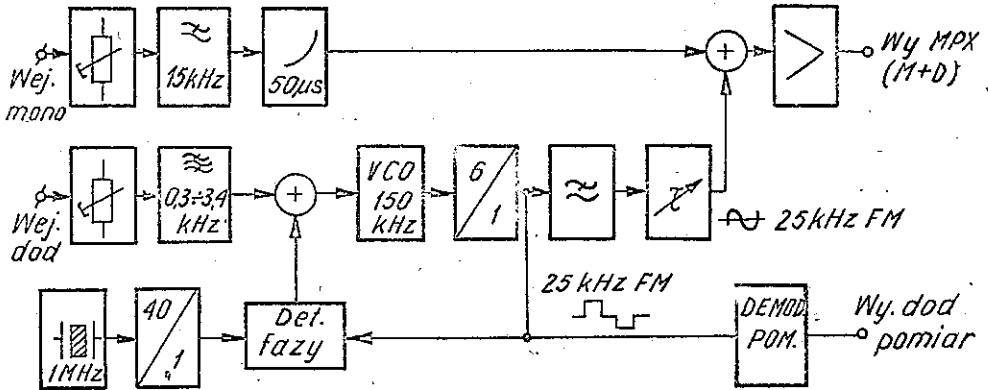
Zachęcające rezultaty wstępnego etapu badań skłoniły zespół prowadzący pracę do podjęcia eksperymentalnych emisji z wykorzystaniem nadajnika radiofonicznego dużej mocy.

Do przeprowadzenia tych emisji przygotowano modele użytkowe niezbędnych urządzeń, a mianowicie:

- koder informacji dodatkowej typu KID-1 [25],
- generatora sygnałów przywoławczych typu GWS-1 [23].

Koder KID-1 umożliwia zwielokrotnienie kanałów nadajnika monofonicznego. Jego zasadę działania można objaśnić na podstawie rys. 27, na którym przedstawiono uproszczony schemat blokowy. Układ składa się: z toru sygnału monofonicznego, generatora modulowanej częstotliwościowo sygnałem dodatkowym podnośnej 25 kHz, dwuwęściowego sumatora sygnałów wraz ze wzmacniaczem mocy sygnału złożonego. W torze sygnału M włączone są łańcuchowo transformator, tłumik, filtr dolnoprzepustowy 15 kHz, układ preemfazy 50  $\mu$ s. W torze sygnału D, po transformatorze i tłumiku regulacji poziomu, następuje filtr pasmowoprzepustowy /0,3 - 3,4/ kHz. Podnośną 25 kHz uzyskuje się z podziału częstotliwości modulowanego generatora 150 kHz. Generator ten jest jednocześnie dostrajany automatycznie do częstotliwości średniej 25,000 kHz. Przebieg prostokątny 25 kHz z wyjścia dzielnika jest filtrowany





Rys. 27. Schemat blokowy kodera KID-1 /It/

i poddawany korekcji fazowej w celu minimalizacji zniekształceń sygnału FM, a zwłaszcza pasożytniczej modulacji amplitudowej.

Koder KID-1 wyposażono w kontrolny demodulator kanału dodatkowego oraz wskaźnik poziomu wysterowania w obu kanałach.

Koder jest wykonany jako panel dostosowany wymiarami do umieszczenia w nadajnikach UKF-FM serii NRU, produkcji Zakładów ZARAT.

Szczegółowy opis działania oraz wykaz parametrów techniczno-eksploatacyjnych kodera zawiera instrukcja [25]. W tym miejscu warto jednak podać wartość przesłuchu z kanału dodatkowego do podstawowego mierzoną przy nominalnych napięciach sterujących, w stosunku do poziomu +6 dBm na wyjściu, która wynosi poniżej 100 dB.

Generator wywołania selektywnego GWS-1 [23] przeznaczony jest do wytwarzania sygnałów przywoławczych w kodzie czasowo-częstotliwościowym. Sześciocyfrowy numer odbiornika poszukiwanego abonenta może być wprowadzony do rejestru gene-

ratora albo z klawiatury znajdującej się na płycie czołowej przyrządu, albo poprzez asynchroniczne łącze szeregowej transmisji danych o organizacji identycznej jak stosowana dla urządzeń wejścia - wyjścia w minikomputerach MERA serii 300. Procesy wprowadzenia cyfr i generacji numeru są rozdzielone, dzięki zastosowaniu dwóch rejestrów, w następstwie czego generator GWS może wytwarzać sygnały z maksymalną dopuszczoną przez system szybkością 4500 wywołań/ 1 h.

Pomyślnie wyniki kolejnych prób systemu, dla przeprowadzenia których koder KID zainstalowano w nadajniku III programu PR w RCN Raszyn, umożliwiły otwarcie kolejnego etapu, którym jest stworzenie eksperymentalnej, automatycznej centrali przywoławczej i próby systemu w skali jednego obszaru przywoławczego /Warszawy/. Ten etap pracy jest w toku.

Dotychczas wykonano w jego ramach model użytkowy przywoławczego odbiornika kontrolnego POK-1 [25], który jest przyrządem komplementarnym do wyżej opisanego kodera KID, i generatora GWS, gdyż dekoduje - rozdziela kanały monofoniczny i dodatkowy, a ponadto dekoduje sekwencje tonów przywoławczych. Wynik dekodowania, czyli numer poszukiwanego abonenta jest przedstawiony na wyświetlaczu optoelektronicznym lub przesyłany przez standardowe łącze transmisji danych do cyfrowego urządzenia rejestrującego, np. na perforator taśmy, lub jako informacja zwrotna do minikomputera. Niezależnie od opisanej funkcji POK-1 umożliwia zliczanie odebranych przywołań, co jest bardzo przydatne podczas badań niezawodności systemu.

Po otrzymaniu minikomputera i wykonaniu oprogramowania telekomunikacyjnego przystąpiono do projektowania przywoławczego koncentratora telefonicznego, który umożliwiłby jednoczesny dostęp do centrali przywoławczej - minikomputera wielu abonentom publicznej sieci telefonicznej jednocześnie. Aktualnie /wrzesień 1982 r./ ukończono uruchamianie modelu koncentratora. Niezależnie od ww. urządzeń wykonano wiele modeli użytkowych odbiorników przystosowanych do odbioru

sygnałów w kanale na podnośnej, m.in. wyposażono w dekodery sześciocyfrowego numeru popularne odbiorniki samochodowe SAFARI 5, umieszczając wewnątrz standardowej obudowy odbiornika zaprojektowane układy.

W najbliższym czasie przewidywane jest opublikowanie specjalnego artykułu opisującego proponowany system zwielokrotnienia monofonicznej sieci nadajników UKF-FM w Polsce.

Oprócz omówionych wyżej prac, ten sam zespół pracowni Radiofonii wykonał laboratoryjne badania kompatybilności dwóch systemów zwielokrotniania nadajników stereofonicznych: systemu ARI - w 1980 r. [24], zakończone wykonaniem 2 szt. modeli użytkowych uniwersalnego kodera oraz transmisji cyfrowej na podnośnej 57 kHz w 1981 r. Odnośnie tego ostatniego przewiduje się kontynuowanie badań, po roku 1982.

Dla uzyskania bliższych informacji odnoszących się do poruszonej w tym punkcie tematyki korzystne jest nawiązanie osobistego kontaktu z pełniącym funkcję kierownika pracowni dr inż. Aleksandrem Makiedońskim albo z autorem niniejszego artykułu. Wyniki badań znajdują się w sprawozdaniach z prac Zakładu Radiokomunikacji i mogą być udostępnione.

## 8. PODSUMOWANIE

Przedstawiony przegląd systemów zwielokrotniania kanałów nadajników UKF-FM dowodzi, iż w dziedzinie tej prowadzone są prace naukowo-badawcze od niemal trzydziestu lat zwłaszcza w krajach tak zasobnych, jak USA, Szwecja, RFN, Holandia, które mogą sobie pozwolić na bardziej kapitałochłonne rozwiązania systemowe.

W latach sześćdziesiątych w różnych krajach europejskich starano się potwierdzić możliwość emisji drugiego niezależnego programu monofonicznego o wysokiej jakości [14,31], w tym celu powiększono dewiację nadajnika dla programu dodatkowego kosztem programu podstawowego.

Wydaje się, że przy aktualnym stanie techniki - określonym przez parametry standardowych, masowo produkowanych odbiorników radiofonicznych, w których z racji nielinearności charakterystyki fazowej i nielinearności detektorów FM powstają przesłuchy międzykanałowe - droga ta jest błędna. To też obecnie uważa się, że na dodatkowy kanał foniczny można przeznaczać najwyżej 10 % maksymalnej dewiacji nadajnika, tym samym możliwy do uzyskania stosunek sygnał/szum w kanale dodatkowym będzie zawsze znacznie mniejszy niż w podstawowym. Przy istniejących ponadto ograniczeniach dotyczących dopuszczalnej szerokości pasma tego kanału i wymaganym możliwie dużym zasięgu należy wnioskować, że można w tym kanale nysyłać tylko program informacyjny, jak np. komunikaty dla kierowców lub służb publicznych.

W latach siedemdziesiątych, przy dużym udziale firm produkujących odbiorniki radiofoniczne, badania skoncentrowano na systemach służących do przesyłania dodatkowych /nie fonicznych/ sygnałów informacyjnych, odnoszących się do treści programu lub związanych z nadajnikiem i programem, jak ARI bądź SPI. W tym samym okresie zorganizowano szwedzki system wykorzystujący nadajniki radiofoniczne dla transmisji cyfrowych sygnałów przywoławczych.

Mimo znacznego zaawansowania i wdrożenia do eksploatacji wymienionych systemów żaden z nich dotychczas nie doczekał się międzynarodowej standaryzacji. Jednak wydaje się, że znaczna przepustowość informacyjna systemów cyfrowych, jednocześnie podatność bloków obróbki sygnałów cyfrowych do integracji mimo znacznych komplikacji układowych stwarzają przed takimi systemami szersze perspektywy niż przed bardzo prostym systemem ARI.

Śledzenie osiągnięć w tej dziedzinie, mimo braku międzynarodowych ustaleń, pozwala w konstruowanym już dziś sprzęcie powszechnego użytku stosować rozwiązania układowe nie kolidujące z przyszłościowymi systemami transmisji infor-

macji dodatkowych. Z tego punktu widzenia należy odnotować jako korzystne uruchomienie w kraju produkcji scalonego dekodera stereofonicznego drugiej generacji [1].

Przenosząc doświadczenia zachodnioeuropejskie na grunt krajowy należy pamiętać o mniejszej, wynoszącej 50 kHz, maksymalnej dewiacji nadajników w Polsce. Przy zachowaniu zalecanego przez CCIR 10 % udziału kanału dodatkowego w modulacji nadajnika, dewiacja dla kanału dodatkowego wyniesie najwyżej 5 kHz zamiast 7,5 kHz, co związane jest z degradacją stosunku sygnał/szum w kanale dodatkowym o 3,5 dB oraz z odpowiednim zmniejszeniem zasięgu emisji w kanale dodatkowym.

Krytyczna zależność jakości kanału dodatkowego od przypadającej na ten sygnał dewiacji wymaga ścisłej kontroli wysterowania nadajnika radiofonicznego. Przekroczenie przy wysterowaniu sygnałem złożonym maksymalnej dewiacji 50 kHz, jak wskazują na to doświadczenia IŁ, również powoduje pogorszenie jakości sygnału dodatkowego, na skutek zniekształceń sygnału FM o szerokim paśmie w obwodach odbiornika, jest więc równie niepożądane jak zaniżanie udziału kanału dodatkowego w sygnale złożonym.

#### WYKAZ LITERATURY

1. Baykowski J., Kunicki J., Wąsowski J.: Cykl artykułów dotyczących scalonego dekodera sygnału stereofonicznego z układem PLL typu UL 1621N. Elektronizacja, nr 11/12 1980, nr 1, 1981, nr 2 1981, nr 3/4 1981.
2. Behrend W.L.: Multiplexing land-mobile base station signals on the carrier of an FM broadcast station. IEEE Trans. on Broadcasting, vol. BC 13, No 2, April 1967. s. 50-56.
3. Brågas P.: Verkehrsrundfunk. Rundfunktech. Mitteilungen, Jg. 18, H4, 1974, s. 193-202.

4. Daten, Übertragung über Rundfunksendern. Funkschau., Jg.52, H. 12., 1980, s. 74.
5. Fuchs E.: Zagadnienia konstrukcyjne oraz zamierzenia produkcyjne ZR Unitrą Diora w zakresie sprzętu samochodowego przystosowanego do odbioru komunikatów drogowych dla kierowców. Problemy Radiofonii, nr 2 1981, str.20-27. Przedruk ref. na Krajową Konferencję N.T. "Techniczno-organizacyjne problemy radiowych informacji drogowych dla kierowców "INFO".
6. Gay M.J.: Improved stereo decoder i.c. Wireless World, vol. 84, No 1508, 1978, s.76-78,81.
7. Gielis G.C.M., Peck J.B.H, Schmidt J.M.: Sender und Programkennung im UKW - Rundfunk. Philips Tech. Rundschau, Jg. 39, No 11, 1980/81, s. 328-338.
8. Grunwald - Podkowska H.: Filtry dekoderek stereofonicznych w odbiornikach radiofonicznych. Wiadomości Telekomunikacyjne, nr 10, 1978, s. 290-296.
9. Ilmonen K.: PI signal, a potential ray of hope for frustrated listeners. E.B.U. Reviev. Tech., No 142, Dec. 1973.
10. Jahn G.: PLL-Technik in integrierten Stereo-Decodern. Funkschau, Jg. 47, H. 7, 1975, s. 85-88.
11. Kamenzky H.E.: S.P.I. - ein System zur Senderkennung. Funkschau, Jg. 51, H. 10, 1979, s. 545,546.
12. Keller H.: FM - Synthesizer Tuner mit automatischer Sender Identifikation. Funkschau, Jg. 53, H.23, 1981; s. 69-73.
13. Knoch L., Ekiert T.: Modulacja i detekcja. WKŁ, Warszawa 1979.
14. Kotikowa R.A., Sawickij W.J.: Peredača niezawisimych programm w odnom UKV - ĆM kanale. Trudy NIIR, No 2, 1968, s. 61-65.

15. Makiedoński A., Orłowski A.: Dyskretny system emisji informacji drogowej dla kierowców przy wykorzystaniu radiofonicznych nadajników UKF-FM ze zwielokrotnieniem. Ref. na Krajową Konferencję N.T. "Techniczno-organizacyjne problemy radiowych informacji drogowych dla kierowców, Kamionki k. Dzierżoniowa dn. 8 + 10.1981.
16. Mäkitalo Ö.: Användning av FM - rundradionätet för sändning av digital information. Tele /edycja szwedzka/, No 4, 1976, s. 33-40.
17. Mäkitalo Ö.: Error correcting code for the Swedish Telecommunications Administration's mobile paging system. Tele /edycja ang./, No 2, 1978, s. 33-38.
18. Mielke J.: Grenzen für die Übertragung von Zusatzinformationen im UKW - Hörrundfunk. Rundfunktech. Mitteilungen, Jg. 25, H. 2, 1981, s. 74-80.
19. Myrby S.: The mobile paging service starts up in Sweden. Tele /edycja ang./, No 1, 1978, s. 4-7.
20. Netzband R., Mielke E.J.: Untersuchungen am Verkehrsrundfunk - Kennungssystem. Rundfunktech. Mitteilungen, Jg. 18, H. 4, 1974, s. 185-192.
21. Netzband R.: Multiplex systems for UHF-FM Sound Broadcasting EBU Review Tech., No 149, 1974.
22. Netzband R.: Multiplex - Verfahren im UKW - Hörrundfunk. Nachrichtentech. Fachberichte, vol. 48, 1974, Hörrundfunk 3, s. 161-167.
23. Orłowski A.: Generator wywołania selektywnego. Opis modelu, parametry, instrukcja użytkownika. Ił-Z10, 1980.
24. Orłowski A.: Koder INFO-AM. Opis modelu, parametry, instrukcja użytkownika. Ił-Z10, 1980.
25. Orłowski A.: Koder informacji dodatkowej. Opis modelu, parametry, instrukcja użytkownika. Ił-Z10, 1980.

26. Orłowski A.: Przywoławczy odbiornik kontrolny. Opis modelu, parametry, instrukcja użytkowania. Ił-Z10, 1981.
27. Plenge G.: Überlegungen zur Frage der optimalen Nutzung von Zusatzinformationskanälen im UKW - Rundfunk. Rundfunktech. Mitteilungen, Jg. 24, H. 5 1980, s. 203-206.
28. Prokott E.: Modulation und Demodulation Dr. Alfred Hüthig V1. Heilderberg. Mainz. Basel.
29. Sawickij W.J.: O pomechoustojčiwosti priema upłotnennogo UKV-ČM kanała. Sbornik trudow Min. Svjazi Sojuza SSR, No 3/43/, 1966, s. 53-66.
30. Whythe D.J.: Perceptible levels of audio-frequency tones in the presence of programme. BBC Engin., Dec. 1978, s.13-17.
31. Whythe D.J.: The transmission of two programmes from band II FM transmitters: an assessment of "storecasting" E.B.U. Reviev Tech., No 161, Feb. 1977, s. 21-29.
32. Wszędzie się znajdują. Przegląd Techniczny, nr 22, 1979.
33. Zamzow D.: Öffentlicher, beweglicher Funkrufdienst. Techn. Mitt. des RFZ, Jg. 17, H. 4, 1973, s. 102-106.

#### Dokumenty CCIR

okres [1966 - 69]

34. X/10-E- USA. General requirements for supplemental sub-carrier monitoring and test instruments.
35. X/43-E - USA. Some theoretical considerations for multiple - programme transmission in frequency - modulation sound broadcasting.



36. X/44-E - USA. Technical quality of supplementary sub-carriers,
37. X/66-E.ZSRR. Simultaneous transmission of two or more sound programmes in frequency - modulation broadcasting.

okres [1970 - 74]

38. 10/13-E. USA. Technical feasibility of simultaneous graphic display and voice transmission utilizing a 67 kHz sub-carrier.
39. 10/81-F.ZSRR: Systeme pour emission simultanee de deux programmes independants dans un canal unique de radio-difusion a modulation de frequence en ondes metriques.
40. 10/198 E. RFN. The simultaneous transmission of two or more sound /or information/ programmes in frequency modulated broadcasting.

okres [1974 - 78]

41. 10/40-E. USA. Compatibility of stereophonic and supplement subcarrier.
42. 10/72-E. Holandia. Simultaneous transmission of two or more sound or information programmes in FM sound broadcasting.
43. 10/113-E. Szwecja. Radio paging systems.  
10/123-E oraz 10/199-E, Holandia. Systems for frequency modulation stereophonic broadcasting in band 8/VHF/.
44. 10/129-E. Szwecja. Simultaneous transmission of two or more sound or information programmes in FM sound broadcasting.
45. 10/283-E. Szwecja. Radio paging systems.
46. 10/342.E. Szwecja. Systems for frequency - modulation stereofonic broadcasting in band 8 /VHF/

47. 10/357-E. Szwecja. Transmmission of supplementary information in frequency - modulation sound broadcasting.
48. 10/364-E. Holandia. Simultaneous transmission of two or more sound information programmes in frequency modulation broadcasting.

okres [1978 - 82]

49. 10/6-E. W. Brytania. Transmission of several sound programmes or other signals in frequency - modulation sound broadcasting.
50. 10/23-E. Holandia. Transmission of supplementary information in frequency modulation sound broadcasting.
51. 10/69-E. Francja. Frequency modulation sound broadcasting. Data transmission sub-carrier 58,3 kHz.
52. 10/206-E. /Oy. Yleisradio Ab/ Finlandia. Transmission of several sound programmes or other signals in frequency - modulation sound broadcasting. Adding - a binary data channel to FM stereo transmission.
53. 10/1036-E. Raport 463-2 /Mod. F/ Transmission of several sound programmes or other signals with a single transmitter in frequency - modulation sound broadcasting.
54. 10/1034-E. Recommendation 450/Mod. F/.  
Transmission standards for FM sound broadcasting at VHF.
55. 8/113-E. Szwecja. 1976. Radio paging systems.
56. 8/283-E. Szwecja. 1976. Radio paging systems.



ISSN 0209-1046

