

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI  
WARSZAWA-MIEDZESZYN

BIBLIOTEKA  
Instytutu Łączności

PN \_\_\_\_\_

PROBLEMY

ŁĄCZNOŚCI

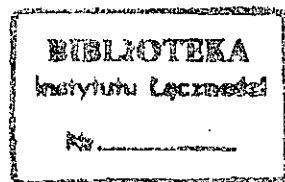
96

1973



MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

---



# PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

ROK 13

WARSZAWA 1973

NR 96

---

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

Branżowy Ośrodek  
Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Redakcja Problemów Łączności

---

Redaktor Naczelny - mgr inż. Jerzy Rutkowski

Redaktorzy działów:

mgr inż. Władysław Cetner, mgr inż. Adam Moniuszko,

mgr inż. Józef Możejko

Adres Redakcji:

Instytut Łączności

Branżowy Ośrodek

Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

NA PRAWACH RĘKOPISU - DO UŻYTKU SŁUŻBOWEGO

Egz. Nr

Redaktor: J. Borkowska

Montaż tekstu: B. Drabik

---

Dział Wydawniczy Instytutu Łączności

Format B5. Nakład 660. Wpłynęło do

Działu Wydawniczego 9.02.1973 r.

Druk ukończono w maju 1973 r.

# PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

Stanisław Sypniewski

## ŚRODKI POLEPSZENIA JAKOŚCI TRANSMISJI RADIOFONICZNEJ

### SPIS TREŚCI

	Str.
1. Wstęp	1
2. Aktualny stan radiofonii obszaru europejskiego	5
2.1. W zakresie średnio i długofalowym	5
2.2. W zakresie ultrakrótkofalowym przy modulacji częstotliwości	8
2.3. W zakresie krótkofalowym	9
3. Problem zawężenia wstęgi promieniowanej przez nadajniki	12
3.1. Badania problemu zawężania wstęgi promieniowa- nej w aspekcie planu rozdziału częstotliwości	20
4. Zagadnienie optymalnego pokrycia programem radiofo- nicznym określonego obszaru	24
4.1. Stacje wspólnokanałowe	25
4.2. Sieć stacji synchronizowanych	32
4.3. Zagadnienie planu rozdziału częstotliwości w zakresie UKF	34
5. Środki usprawniające oparte na kształtowaniu charak- terystryki zniekształceń linearnych	37

	str.
6. Podniesienie średniego poziomu odbieranych sygnałów akustycznych przez zmianę dynamiki sygnałów modulujących	41
6.1. Obcinanie amplitud sygnałów maksymalnych	42
6.2. Kompresja dynamiki wszystkich sygnałów	44
7. Zagadnienie przyjętego systemu kontroli poziomów w torze elektroakustycznym	47
8. Modulacja jednowstęgowa w radiofon	52
8.1. Zniekształcenia przy demodulacji sygnałów SSB	56
8.2. Sposoby rozwiązywania układów radiofonicznego odbiornika jednowstęgowego	58
8.3. Opisy typowych układów odbiorników jednowstęgowych dla radiofonii	60
9. Wnioski końcowe	67
9.1. W zakresie fal długich i średnich	67
9.2. W zakresie fal krótkich	69
9.3. W zakresie ultrakrótkofalowym	69
10. Wykaz literatury	70

## ŚRODKI POLEPSZENIA JAKOŚCI TRANSMISJI RADIOFONICZNEJ

### 1. WSTĘP

Ogólnie można stwierdzić, że technika radiofonii, na jej aktualnym etapie rozwoju wskutek postępującego pogarszania się u abonenta warunków odbioru emitowanych sygnałów, zmuszona została do stosowania przeróżnych środków zaradczych [1], [2].

Większość z nich uzależniona jest od zakresu częstotliwości, na którym te emisje mają być odbierane, choć niewątpliwie istnieje cała grupa przedsięwzięć o bardziej ogólnym charakterze.

Jak powszechnie wiadomo, w radiofonii najbardziej tradycyjny jest tzw. zakres średniofalowy częstotliwości, na którym od zarania jej rozwoju stosowana jest dwuwstęgowa modulacja amplitudy /tzw. AM przy falach typu A3M wg obowiązujących oznaczeń międzynarodowych, Zalecenie CCIR 432-1/. Zakres ten zawarty jest w pasmie 525 do 1605 kHz. W interesującym nas obszarze europejskim, w miarę upływu lat obserwowano stale wzrastającą liczbę czynnych radiostacji radiofonicznych, co doprowadziło do obsadzenia stojącego do dyspozycji pasma częstotliwości przez nadmierną ich liczbę. Specyfika rozchodzenia się fal tego pasma częstotliwości powoduje, że poza tzw. falą przyziemną, zapewniającą

normalny odbiór w ciągu dnia, w porze nocnej występuje fala odbita od jonosfery, na ogół skokowo zwiększająca zasięg sygnałów radiostacji. W związku z tym w wielu niezbyt odległych od radiostacji punktach odbioru, w tzw. pierwszej strefie zaników, do anteny odbiornika nocą docierają sygnały kilkoma o różnej długości drogami. Powoduje to występowanie przesunięć fazowych między tymi sygnałami i prowadzi do wzajemnej interferencji, a w rezultacie w głośniku pojawiają się silne zniekształcenia lub zaniki odbioru oraz różnego rodzaju gwizdy. Obok tego przykrego zjawiska, tam gdzie nocą dociera wyłącznie fala jonosferyczna, może wystąpić dobry odbiór na dużych odległościach, często wielokrotnie większych aniżeli to jest możliwe na fali przyziemnej. Dzięki temu możliwy jest na przykład w Polsce nocny odbiór radiostacji średniofalowych z najróżniejszych krańców Europy znajdujących się w odległościach ponad 1000 km. Jednak, wobec dużej liczby równocześnie czynnych radiostacji użytkujących wzajemnie pobliskie lub identyczne częstotliwości robocze, często następują silne interferencje i zaniki sygnałów pochodzących tym razem wyłącznie od fal jonosferycznych.

Dążąc do zapewnienia znośnej słyszalności na swym terenie poszczególne kraje w miarę upływu czasu podnoszą zwykle stopniowo moc fali nośnej radiostacji i to często do granic technicznie w danym czasie osiągalnych. Postępowanie takie istotnie załatwia poprawę jakości odbioru ale tylko do momentu, gdy emitująca na pobliskiej częstotliwości inna radiostacja uczyni to samo. Ten "wyścig mocy" trwa nieprzerwanie od wielu lat, nie przynosząc trwałych korzyści żadnej z zainteresowanych stron.



Podjęta próba na forum międzynarodowym uregulowania wzajemnych zależności w dziedzinie emisji programów radiofonicznych zakończona opracowaniem planu rozdziału częstotliwości na terenie europejskim, która odbyła się na powojennej konferencji w Kopenhadze w 1948 r. już dawno, wobec nie dającego się zahamować lawinowego wzrostu liczby czynnych radiostacji, praktycznie przestała być w wielu przypadkach respektowana.

Ilustracją tego zjawiska może być fakt, że w 1948 roku w obszarze europejskim było czynnych około 600 nadajników radiofonicznych o ogólnej mocy 16000 kW, pracujących na stojących do dyspozycji w zakresie średnioletowym, przy 9 kHz odstępnie, 120 niezależnych kanałach, podczas gdy w 1972 roku w tym samym średnioletowym zakresie pracowało 1361 nadajników z ogólną mocą 54530 kW.

Obecnie oczekuje się, że w 1974 roku dojdzie ponownie do zwołania międzynarodowej Konferencji Radiofonicznej dla obszaru europejskiego i przyległych: afrykańskiego i bliskiego wschodu, która podejmie wysiłki niezbędne do uregulowania występujących problemów w tej dziedzinie i utworzenia nowego planu rozdziału częstotliwości.

Niemal analogicznie rysują się trudności zarówno w zakresie emisji dletofalowych, rozciągających się w pasmie 150 do 255 kHz gdzie propagacyjnie decydująca jest fala przyziemna, jak i na 8 podzakresach pasma krótkofalowego, zawartego w przedziale 5950 do 26100 kHz, gdzie wykorzystywana jest jedynie propagacja jonosferyczna.

Jak wiadomo, zakres dletofalowy, wobec rozchodzenia się przyziemnego fal o tych częstotliwościach, gwarantuje podobny zasięg

zarówno w dzień jak i w nocy, i w związku z tym jest chętnie użytkowany dla emisji radiofonicznych o znaczeniu reprezentacyjno-krajowym i zagranicznym, natomiast poszczególne pasma krótkofalowe, dzięki możliwościom stosowania anten kierunkowych predestynowane są do nadawań dla ustalonych geograficznie terenów - przeważnie za granicą.

Znacznie korzystniejszy, z interesującego nas punktu widzenia, stan rzeczy występuje w zakresie ultrakrótkofalowym, w którym dla radiofonii przyjęto powszechnie modulację częstotliwości /tzw. FM przy falach typu F3M/ w krajach zachodnich użytkowane jest pasmo 88 do 108 MHz, a w naszym regionie pasmo 65,9 do 73,1 MHz. Odpowiednie ustalenie obowiązujących parametrów emisji nastąpiło na konferencji sztokholmskiej w 1952 i 1961 roku.

Właściwości propagacyjne tego zakresu częstotliwości, zapewniające stałe zasięgi w dzień i w nocy w promieniu bezpośredniej widzialności anteny nadawczej, ograniczyły jego użytkowanie, pomimo powszechnego stosowania wysokich masztów antenowych, do kilkudziesięciokilometrowych zasięgów o charakterze lokalnym, co w sposób decydujący wpływa na złagodzenie wielu trudności występujących w pozostałych, omawianych poprzednio, zakresach częstotliwości. Wykorzystując ten zakres częstotliwości i sposób modulacji, można było uzyskać bardzo mało zakłócony odbiór radiofoniczny wysokiej jakości.

## 2. AKTUALNY STAN RADIOFONII OBSZARU EUROPEJSKIEGO

### 2.1. W zakresie średnio i długofalowym

W uzupełnieniu uwag zamieszczonych we wstępie do niniejszego referatu należy nieco obszerniej omówić splot zagadnień, jaki się nawarstwił poczynając od 1925 r., gdy w Warszawie uruchomiono pierwszą doświadczalną stację radiofoniczną Polskiego Towarzystwa Radiotechnicznego.

W początkowym okresie radiofonia w systemie dwuwstęgowej modulacji amplitudowej /fale typu A3M/ rozwijała się swobodnie. Zarówno po stronie studyjnej jak i nadawczej oraz u abonenta starano się w miarę doskonalenia techniki polepszyć jakość odbieranych programów, podnosząc wymagania i parametry techniczne całego łańcucha przenoszonych sygnałów dźwiękowych.

Stosunkowo szybko osiągnięto poziom jakości odbioru odpowiadający wymaganiom abonentów, ale już w latach trzydziestych zaczęły się wyraźnie zarysowywać pierwsze trudności techniczne nowego typu, zmuszające do wkroczenia na drogę uciążliwych kompromisów.

Przede wszystkim wystąpiły one od strony urządzeń odbiorczych, których selektywność nie była w stanie zapewnić niezakłóconego wyodrębniania interesujących sygnałów spośród wzrastającej liczby sygnałów z innych radiostacji emitowanych równocześnie na zbliżonych częstotliwościach. Porozumienia międzynarodowe w owym czasie ustaliły, że kompromisowy odstęp kanałów częstotliwościowych na których pracują poszczególne nadajniki radiofoniczne w zakresie średnio- i długofalowym, powinien wynosić 10 kHz, czyli dwu-

krotnie mniej aniżeli jest to niezbędne dla przeniesienia pełnej wstęgi akustycznych częstotliwości modulujących. Chociaż w tym okresie liczba czynnych i na ogół dosyć słabych stacji nie była nadmiernie duża, przyjęty kompromis miał uzasadnienie w przyszłości. Jednocześnie nastąpił szybki rozwój odbiorników z przemianą częstotliwości, tzw. superheterodyn, które w stosunkowo prosty sposób umożliwiały znaczną poprawę selektywności w porównaniu do osiągalnej przez rozpowszechnione wówczas odbiorniki prostszych typów.

Wzrastająca w miarę upływu lat liczba stacji nadawczych stwarzała coraz to nowe problemy odbiorcze. Dążąc do zapewnienia możliwie niezakłóconego odbioru droższe odbiorniki superheterodynowe zaczęto wyposażać w regulowaną wstęgę wzmocnienia pośredniej częstotliwości i automatyczną regulację wzmocnienia. W ten sposób dla odbioru stosunkowo silnych sygnałów stacji lokalnych wykorzystywano maksymalnie szeroką wstęgę zapewniającą odbiór dobrej jakości, a przy odbiorze sygnałów słabszych, gdzie zakłócenia pochodzące od emisji na sąsiednich /do odbieranego w danej chwili/ kanałach zaczynały się dawać we znaki, starano się uzyskać znośny kompromis przez zawężenie wstęgi odbieranej, świadomie rezygnując, w tych warunkach, z nieosiągalnej dobrej jakości.

Liczba czynnych nadajników radiofonicznych już wówczas przekroczyła znacznie liczbę teoretycznie stojących do dyspozycji kanałów częstotliwościowych w użytkowanych zakresach fal, powodując podwójne lub nawet wyżej krotne ich wykorzystywanie, co znacznie pogarszało odbiór.

Z konieczności wprowadzono dwa uciążliwe kompromisy łagodzące nieco zaistniałą sytuację. Pierwszym z nich było zawężenie, w zasadzie na całym obszarze europejskim, odstepu kanałowego do 9 kHz po stronie nadawczej, a drugim - emisji na tzw. falach synchronizowanych. Liczne badania wykazały bowiem, że mniejsze nadajniki w krajowych sieciach stacji radiofonicznych, nadające ten sam program, można użytkować zamiast na różnych częstotliwościach, na jednej ściśle tej samej częstotliwości roboczej. Wówczas odbiór tych emisji jest na ogół w znacznym procencie czasu i miejsca poprawniejszy aniżeli dałoby się to uzyskać uruchamiając jeden duży nadajnik dla tego obszaru, o mocy równej sumie mocy stacji synchronizowanych. Oczywiście, że liczba takich zespołów w obszarze danego kraju jest również ograniczona. System ten stanowi technicznie uzasadniony kompromis rozwiązujący szereg narastających trudności. Mankamentem tej metody jest występowanie określonych stref, zależnych od pory doby, gdzie odbiór nie jest możliwy wskutek występowania silnych zniekształceń interferencyjnych.

Od strony odbiorczej, jako remedium wprowadzono kierunkowe anteny odbiorcze, w pierwszym okresie ramowe, a w latach czterdziestych i pięćdziesiątych - ferrytowe, będące ich zminiaturyzowaną odmianą. To usprawnienie pozwoliło na pewną eliminację najbardziej zakłócających sygnałów, zwłaszcza przy odbiorze w pobliżu silnych stacji lokalnych.

Z pożądanego odbioru wysokiej jakości na tych zakresach fal trzeba było niestety coraz częściej rezygnować z konieczności, co jednak zostało złagodzone powstaniem w tym okresie w Europie sieci radiostacji emitujących radiofonię na zakresie ultrakrótkofalowym z modulacją częstotliwości /FM/.

## 2.2. W zakresie ultrakrótkofalowym przy modulacji częstotliwości

Przyjęty system emisji, w odróżnieniu od dotąd wyłącznie użytkowanej modulacji amplitudy, został od początku pomyślany jako gwarantujący możliwość odbioru wysokiej jakości, spełniający tzw. wymagania "Hi - Fi".

Podstawowe parametry jakościowe tego systemu określone są przez szeroką, zawartą w granicach 40 Hz do 15 kHz, wstęgę częstotliwości akustycznych oraz niezwykle niski poziom zniekształceń linearnych i nieliniarnych, jak i szumów własnych towarzyszących odbieranej audycji przy zmniejszonej wrażliwości na szereg zakłóceń typu przemysłowego. Jedynym mankamentem, wynikającym z użytkowania ultrakrótkofalowego zakresu częstotliwości, pozostał fakt możliwości zrealizowania tą drogą wyłącznie odbioru lokalnego, w promieniu kilkudziesięciu kilometrów od anteny nadawczej, co dla pokrycia całości terytorium dowolnego kraju wymaga budowy stosunkowo gęstej geograficznie sieci stacji nadawczych. Jednak, jak wykazuje doświadczenie, na ogół można przyjąć, że przy odbiorze współczesnymi odbiornikami sygnały tych stacji nie interferują między sobą, a stacje wspólnokanałowe praktycznie można rozmieścić dostatecznie daleko od siebie i w związku z tym szereg krajów w pełni rozbudowało już swoje kilkuprogramowe sieci tych nadajników.

Korzystając z właściwości przyjętego systemu, w ostatnich latach /po 1966 roku/ uzupełniono go możliwością emisji dwukanałowych programów stereofonicznych, z tym że spełniają one waru-

nek odpowiedniości z emisjami monofonicznymi radiofonii i jako takie są odbierane przez normalne odbiorniki z ultrakrótkofalowym zakresem FM. Do odbioru stereofonii odbiornik musi być wyposażony dodatkowo w odpowiedni układ dekodujący emisję i w dwa niezależne wzmacniacze głośnikowe,

Zgodnie z trendem światowym należy oczekiwać, że w niedalekiej przyszłości zostanie międzynarodowo ustalony, spośród szeregu proponowanych, system jeszcze dalej idący. System ten zapewni możliwość odbioru audycji stereofonicznej w czterech niezależnych kanałach, czyli tzw. kwadrofonii, również przy użytkowaniu tylko jednego nadajnika, emitującego odpowiednio zakodowaną emisję w jednym, poszerzonym znacznie ponad 53 kHz, kanale.

### 2.3. W zakresie krótkofalowym

Jak było powiedziane na wstępie, zakres krótkofalowy rozbity ze względów propagacyjnych na szereg wąskich pasm, leżących w okolicy 75, 49, 41, 31, 25, 19, 16, 13 i 11 metrów długości fali, użytkowany jest od wielu lat do przekazywania audycji radiofonicznych na wielkie, często międzykontynentalne odległości. Również i tu obserwuje się gwałtowny wzrost liczby czynnych stacji przeważnie ze względów natury politycznej, gdyż zakres ten szczególnie często wykorzystywany jest do audycji informacyjno-propagandowych. W tej sytuacji, w tym zakresie częstotliwości obserwuje się kolosalną liczbę wzajemnych interferencji i zakłóceń spowodowanych głównie faktem, że stosowany w tych zakresach odstęp międzykanałowy jest jeszcze węższy niż w zakresie średniofalowym i wynosi tylko 5 kHz.

Jak dotąd, próby międzynarodowego uregulowania tego problemu nie wróżą szybkiej poprawy.

W związku z tym, starając się rozwiązać przynajmniej zagadnienie najpilniejsze, w wielu krajach podjęto szereg środków zmierzających do powiększenia zrozumiałości po stronie odbiorczej kierowanych tam audycji informacyjnych.

Na dalszy plan przesunięto zagadnienie transmisji muzycznych, które w systemie dwuwstęgowej modulacji amplitudy, stosowanej również i w tych zakresach częstotliwości, wobec specyficznych właściwości propagacyjnych, i tak cierpią na liczne zniekształcenia nieliniarne, powstające np. przy często powtarzających się zanikach selektywnych.

Z tego krótkiego przeglądu kolejnych etapów rozwoju radiofonii użytkującej przydzielone jej Międzynarodowym Regulaminem Radiokomunikacyjnym /Genewa 1968/ zakresy częstotliwości wynika, że istnieją coraz to bardziej powiększające się rozbieżności pomiędzy parametrami jakościowymi, jakie można osiągnąć po stronie nadawczej a tymi po stronie odbiorczej łańcucha przenoszenia sygnałów dźwiękowych, jakimi musi się zadowolić abonent. .

Nadajniki radiofoniczne z dwuwstęgową modulacją amplitudy /AM/ promieniują, jak wiadomo, widmo wielkiej częstotliwości o szerokości  $2 \times 10$  kHz, gdyż dotąd przyjęto przy tego typu modulacji przekazywanie sygnałów akustycznych o częstotliwościach do 10 kHz, jako górnej granicy.

W związku z ustalonym od szeregu lat kompromisowym odstępem kanałowym, który wynosi w zakresie średniofalowym w zasadzie 9 kHz, wstęgi boczne sygnałów dwu sąsiednich na skali czę-



stotliwości nadajników radiofonicznych, odbierane równocześnie przez odbiornik o dostatecznie szerokim wierzchołku krzywej selektywności, będą się nakładać, dając w głośniku silne, słyszalne interferencje. Skutecznym środkiem zaradczym może być w tym przypadku jedynie rygorystyczne przestrzeganie planu rozdziału częstotliwości, który sąsiednie emisje na skali częstotliwości rozmieszcza w dostatecznie geograficznie odległych lokalizacjach, co gwarantuje w większości miejsc odbioru odpowiednio dużą różnicę natężeń pól, powodującą w tych warunkach w odbiornikach o maksymalnie wyostrzonej krzywej selektywności stosunkowo słabo słyszalny gwizd interferencyjny.

Zgodnie z tym wnioskiem, jedyną możliwą w praktyce odpowiedzią techniczną na ten stan rzeczy, przy stale wzrastającej liczbie zakłóceń interferencyjnych w użytkowanym zakresie częstotliwości, było zapoczątkowane w latach sześćdziesiątych dostarczanie na rynek odbiorników o coraz to węższej wstędze częstotliwości.

Nowsze badania dotyczące sprawdzenia skutków wspomnianego trendu w rozwiązywaniu zagadnienia selektywności odbiorników radiofonicznych, przeprowadzane w szeregu krajów oraz u nas, wykazały że średniej klasy odbiornik europejski odznacza się szerokością odbieranego pasma sygnałów w.cz. w granicach  $\pm 2$  do  $\pm 3$  kHz. Nawet w odbiornikach luksusowych, wyposażonych również i dziś w regulację szerokości wstęgi, ustawiając odpowiedni regulator w pozycji "pasma szerokie" uzyskuje się szerokość wstęgi załedwie rzędu  $\pm 4$  do  $\pm 5$  kHz.

W związku z tym stanem rzeczy, wynikającym z chronicznie pogarszających się warunków odbioru, doszło do jaskrawej sprzecz-

ności pomiędzy podstawowymi parametrami w poszczególnych ogniwach łańcucha przenoszenia sygnałów dźwiękowych. Nadajniki w większości przypadków dotąd promieniują teoretycznie niezbędne szerokości wstęg bocznych, które są źródłem powstawania silnych wzajemnych interferencji, a odbiorniki, w celu uzyskania znośnego kompromisu pomiędzy gwizdem interferencyjnym a odbiorem o pogorszonych parametrach jakościowych, wybierają to drugie zło, drastycznie ograniczając wstęgę częstotliwości sygnałów akustycznych.

Dążąc do uzyskania sensownego rozwiązania w ostatnich latach rozpoczęto intensywne studia nad środkami polepszenia jakości transmisji radiofonicznych, wykorzystujących dwuwstęgową modulację amplitudy [3], [4].

### 3. PROBLEM ZAWĘŻENIA WSTĘGI PROMIENIOWANEJ PRZEZ NADAJNIKI

Zakładając przyjęty od zarania radiofonii w omawianych zakresach częstotliwości system modulacji za nadal obowiązujący, co ma swoje głębokie uzasadnienie chociażby ze względów ekonomicznych opartych o wielosetmilionowy park istniejących urządzeń odbiorczych, mogą istnieć dwie zasadnicze drogi zmierzające do pokonania narosłych od wielu lat trudności, które wstępnie omówiliśmy.

1/ Pierwszą z nich jest zwiększenie odstępów kanałowego  $\Delta F$  w użytkowanym zakresie częstotliwości, co prowadzi do oczywistego zmniejszenia liczby indywidualnych kanałów nadawczych, a zatem ma jedynie teoretyczne znaczenie.

2/ Drugą jest zawężenie wstęgi promieniowanej do wartości niezbędnej dla zrealizowania niezakłóconego odbioru przy istniejącym odstępnie międzykanałowym  $\Delta F$ , co niewątpliwie prowadzi do określonej deprecjacji akustycznych parametrów jakościowych emisji.

Istnieje jeszcze jedna możliwość o bardziej rewolucyjnym technicznie charakterze; proponuje się mianowicie odstępnie od dotychczas nienaruszalnego kanonu dwuwstęgowej modulacji amplitudy i zastąpienia go modulacją jednowstęgową /tzw. SSB/. W takich warunkach, przy tych samych parametrach elektroakustycznych audycji, wstęga zajmowana może być dwukrotnie węższa od tradycyjnej.

Pociąga to za sobą frapującą perspektywę dwukrotnego zwiększenia liczby stojących do dyspozycji indywidualnych kanałów. Oczywiście, że powstająca konieczność wymiany użytkowanego dotąd parku odbiorników stwarza poważne problemy ekonomiczne, a równocześnie czynione są liczne próby złagodzenia ich. Proponuje się zatem szereg różnorodnych rozwiązań, poczynając od organizacji etapowego wprowadzania systemu modulacji SSB, rozłożonego na wiele lat, aż do zastosowania odmian systemu, spełniających warunków odpowiedniości ze zwykłą modulacją amplitudy włączenie.

Wpierw zajmiemy się zagadnieniem, którego realizacja w wielu krajach już została zapoczątkowana, a mianowicie wspomnianym na wstępie zawężaniem pasma częstotliwości modulujących [4], [5].

Podkreśla się przy tym, że obniżenie akustycznych parametrów jakościowych może być znacznie złagodzone przez odpowiednie

kształtowanie charakterystyki zniekształceń linearnych toru elektroakustycznego. Zwraca się również uwagę na konieczność odejścia od tradycyjnego dotąd poglądu, który głosił, że w zakresach długo i średniofalowym należy bezwzględnie dążyć do uzyskiwania wysokiej wierności odtwarzania dźwięków. Właśnie w tym celu została bowiem wprowadzona radiofonia ultrakrótkofalowa z modulacją częstotliwości. Pojawienie się jej spowodowało zepchnięcie systemu z modulacją amplitudy do roli coraz bardziej związanej z przekazywaniem jedynie audycji słownych, programu informacyjnego, w którym muzyka spełnia rolę przerywników, a co najwyżej stanowi niewielkie uzupełnienie. Jak należało oczekiwać, właśnie przy transmisjach muzycznych najbardziej wyraźnie odczuwane jest zawężanie pasma przekazywanych częstotliwości akustycznych.

Skuteczność zastosowanego zawężania ze strony nadajników będzie optymalna z chwilą ograniczenia promieniowanych wstęg bocznych do  $\pm 4,5$  kHz, co wynika z na ogół obowiązującego na terenie Europy odstępu międzykanałowego 9 kHz /rys. 1/<sup>x/</sup>.

Po stronie odbiorczej, optymalizacja warunków narzuca konieczność wprowadzenia w odbiornikowych filtrach pośredniej częstotliwości nowych i równocześnie ekonomicznie uzasadnionych rozwiązań, zapewniających uzyskiwanie krzywych selektywności o płaskim wierzchołku i dostatecznie stromych zboczach. Problem to nie nowy, ale dający się obecnie rozwiązać poprawnie na przykład przez zastosowanie tzw. ceramicznych rezonatorów, czyli filtrów pośredniej częstotliwości, wykorzystujących zjawiska rezonansu

---

<sup>x/</sup> Wszystkie rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.

elektromechanicznego. Odbiornik o tego typu filtrach pośredniej częstotliwości pozwoli w stosunkowo prosty sposób uzyskać wymaganą, trapezową krzywą selektywności, nieosiągalną dotąd nawet dla wieloobwodowych filtrów typu LC, a zbliżoną do takich, jakie mogą zapewnić kosztowne filtry piezokwarcowe.

Na rysunku 2 przedstawiono dla porównania krzywe selektywności trzech różnych odbiorników radiofonicznych, a mianowicie: przez /1/ oznaczono krzywą uzyskaną przy użyciu filtrów typu rezonatora ceramicznego w laboratoryjnym odbiorniku specjalnym, o szerokości pasma przepuszczanego  $\pm 4,4$  kHz i stromości zbocza 17,5 dB/kHz, który opracowano dla przebadania omawianego tu zagadnienia załączenia wstęgi emitowanej,

przez /2/ oznaczono krzywą zalecaną przez Międzynarodową Organizację Radiofoniczną /EBU/ dla "wzorcowego", o wyśrodkowanych własnościach, odbiornika europejskiego z trzema dwuobwodowymi filtrami o pasmie przepuszczanym  $\pm 2,6$  kHz i stromości zboczy 7,2 dB/kHz, przyjętego dla celów porównawczych, oraz

przez /3/ oznaczono krzywą typowego odbiornika rynkowego z masowej produkcji, zapewniającego przepuszczanie pasma rzędu 2,15 kHz przy stromości zboczy zaledwie 4 dB/kHz.

Dla ilustracji panującego dotąd braku korelacji pomiędzy widmem nadawanych częstotliwości bocznych a pasmem sygnałów odbieranych przez odbiorniki zamieścimy, w oparciu o publikacje z prac przeprowadzanych w NRF, oscylogramy zdjęte z ekranu wo-

bulowanego analizatora widma o pasmie kontrolowanym do 20 kHz. Na tych zdjęciach wyraźnie widać wpływ zawężania emisji i skutki przesadnie wyostrzonej krzywej selektywności masowo produkowanych odbiorników [6].

Na rysunkach 4 do 8 pokazano widma wielkiej częstotliwości nadajnika modulowanego "białym szumem" /o stałej amplitudzie/, po zawężeniu wstęgi modulacji do  $\pm 4,5$  kHz i po jego odebraniu przez odbiorniki, których krzywe selektywności odpowiadają pokazanym na rys. 2.

W celu podkreślenia odstępów międzykanałowych na oscylogramach zaznaczono częstotliwość nośną sąsiedniego kanału w postaci znacznika /markera/. Rys. 4 odnosi się do przypadku odbiornika o krzywej selektywności oznaczonej /3/ na rys. 2, czyli odpowiada typowemu odbiornikowi rynkowemu. Na rys. 5 podano oscylogram uzyskiwany w przypadku odbiornika o krzywej selektywności oznaczonej /2/ na rys. 2, czyli dla "wzorcowego" odbiornika EBU przyjętego międzynarodowo, jako model porównawczy. Wreszcie na rys. 6 znajduje się oscylogram uzyskiwany w przypadku specjalnego, laboratoryjnego odbiornika pomiarowego, którego krzywa selektywności pokrywa się z oznaczoną /1/ na rys. 2, spełniając wymagania właściwej korekcji zawężonego widma po stronie nadawczej i odbiorczej. Oscylogram podany na rys. 7 przedstawia zalety tego odbiornika, gdyż widać prawie nie zmieniony obraz w porównaniu z przedstawionym na rys. 6, a zdjęmowano go przy wyłączonym filtrze ograniczającym do  $\pm 4,5$  kHz widmo nadawane. Rezultat osiągnięty świadczy o bardzo dużej stromości zbocznej krzywej selektywności tego odbiornika.

Dla zobrazowania sytuacji panującej w "eterze", przed podjęciem środków zaradczych, na rys. 8 zamieszczono oscylogram obu wstęg bocznych dla równocześnie modulowanych i sąsiednich w skali częstotliwości nadajników. Modulowano podobnie jak poprzednio "szumem białym", bez filtrów zawężających. Rysunek ten wyraźnie przedstawia dwa wzajemnie przenikające się widma wstęg bocznych modulacji, które normalnym odbiornikiem nie dadzą się selektywnie wyodrębnić, powodując w głośniku powstanie słyszalnych interferencji.

W wyniku przytoczonych tu rozważań od szeregu lat w krajach zachodnioeuropejskich /w W. Brytanii, NRF, Luksemburgu, Belgii, Monako, Finlandii i Jugosławii/ większość nadajników dużej mocy, wyprzedzając przewidywane zalecenia przyszłej międzynarodowej konferencji radiofonicznej, przeszła na pracę z zawężoną wstęgą emisji po stronie nadawczej, stosując w torze sygnałów modulujących, od strony wejścia do modulatora, filtry dolnoprzepustowe o górnej częstotliwości granicznej, wybranej w przedziale 4 do 4,5 kHz i zboczu o nachyleniu 60 dB na oktawę.

Charakterystyka takiego filtra, podana na rys. 3, okazała się rozwiązaniem optymalnym [7], [8].

Doceniając osiągnięte wyniki krajów zachodnich w grudniu 1969 roku na zjeździe dyrektorów technicznych radiofonii państw skandynawskich w Kopenhadze, zdecydowano również wprowadzenie systemu zawężania wstęg bocznych emisji w nadajnikach radiofonicznych średnio i długofalowych. Równocześnie organizacje radiofoniczne w Danii, Norwegii, Szwecji, Finlandii i Islandii wystąpiły do przedstawicieli przemysłu elektronicznego swych krajów

o opracowanie i wprowadzenie do produkcji masowej doskonalszych odbiorników AM do odbioru tych zawężonych emisji.

W technice zawężania widma wstęg bocznych nadajników radiofonicznych nie stosuje się filtrów kształtujących to widmo po stronie wielkiej częstotliwości. Jest to oczywiste, gdy się zważy duże moce występujące we współczesnych nadajnikach tego typu oraz trudności w rozwiązaniu konstrukcyjnym takich filtrów. Poziom zniekształceń nieliniarnych nowoczesnych nadajników radiofonicznych, wymagany zresztą przez normy branżowe, jest na tyle niski /wynosi on zwykle 2 do 3% przy pełnym wymodulowaniu nadajnika w całym zakresie przenoszonego pasma częstotliwości/, że sygnały od tonów kombinowanych są niewielkie i spowodowane nimi poszerzenie widma wstęg bocznych, wykraczające poza proponowane  $\pm 4,5$  kHz /wynikające z zawężenia pasma sygnałów modulujących/, na ogół można pominąć.

Należy tu podkreślić, że przy bliższym rozpatrywaniu zagadnienia zawężania wstęgi od strony modulatora stwierdza się również występowanie wpływu głębokości modulacji. Im głębsza modulacja, tym większe zakłócenia w sąsiednich kanałach. Na rys. 9 przedstawiono, dla określonego odstrojenia  $\Delta f$  od kanału odbieranego, ilościowo określony wpływ głębokości modulacji nadajnika na wielkość pojawiających się napięć zakłócających we wstęgach bocznych. Jak wspomniano, zakłócenia te, powstające niezależnie od ograniczania wstęgi sygnałów modulujących, uzależnione są od własnych zniekształceń nieliniarnych nadajnika. Zamieszczone na rys. 9 krzywe /1/, /2/ i /3/ przedstawiają względny poziom sygnałów akustycznych odbiornika, pochodzących od tych napięć zakłócających w funkcji głębokości modulacji [9].



Krzywa /1/ odnosi się do  $m = 35\%$  przy typowych, małych zniekształceniach nieliniarnych nadajnika

Krzywa /2/ odnosi się do  $m = 21\%$  i warunków jak wyżej

Krzywa /3/ odnosi się do  $m = 50\%$  i warunków jak wyżej.

Przy zdejmowaniu tych krzywych nadajnik był, jak normalnie, wyposażony w komparator. Podana dla porównania krzywa /4/ odnosi się do przypadku, gdy nadajnik ma nietypowo duże zniekształcenia nieliniarne  $/h = 15\%/$  i jest również wymodulowany do  $m=35\%$ . Różnice rzędu 10 dB występujące pomiędzy krzywymi /1/ i /4/ są ilustracją tego przypadku. Zamieszczone na tym samym rysunku krzywe /5/ i /6/ odnoszą się kolejno: krzywa /5/ do wartości granicznych zniekształceń nadajnika zalecanych przez CCIR /Zalecenie 328-1/, a krzywa /6/ do wartości zalecanych w NRF dla modulacji "szumem kolorowym", imitującym przy pomiarach obiektywnych uśrednioną transmisję muzyki tanecznej [10].

Zobrazowanie wpływu zawężania wstęgi emitowanego widma na względny poziom napięć zakłócających przedstawia rys. 10. Podana na nim krzywa /a/ otrzymana jest przy zastosowaniu filtra o częstotliwości granicznej 11,2 kHz, natomiast krzywa /b/ przy zastosowaniu filtra zawężającego wstęgę częstotliwości modulujących do  $f_{gr} = 4,5$  kHz. W obu przypadkach nadajnik był modulowany "szumem kolorowym" przy  $m = 35\%$ .

Przedstawione wykresy i oscylogramy naświetlają dostatecznie jasno wpływ zawężania widma na wzajemne, zakłócające oddziaływanie sąsiednich stacji oraz podkreślają w tym procesie rolę własności selekcyjnych użytego odbiornika.

### 3.1. Badania problemu zawężania wstęgi promieniowanej w aspekcie planu rozdziału częstotliwości

Badania prowadzone nad zagadnieniem właściwego zawężania wstęg bocznych nadajników oraz związanego z tym zagadnienia pojawiającej się możliwości ewentualnego usprawnienia planu rozdziału częstotliwości sieci stacji radiofonicznych prowadzone są od szeregu lat w licznych krajach zachodnich. Niektóre zagadnienia były również badane w naszym kraju przez Instytut Łączności i Departament Łączności Radiowej MŁ [11], [12], [13].

W ostatnim dziesięcioleciu, dzięki zastosowaniu elektronicznej techniki obliczeniowej oraz wynikom licznych prac badawczych, problem planu rozdziału częstotliwości regionu europejskiego może być dokładniej przeanalizowany w wielu możliwych alternatywach.

W związku z tym dla sygnałów w.cz. wypracowano pojęcie tzw. współczynnika ochronnego, który dla odbiornika przyjętego za "wzorcowy" podaje w dB uśredniony stosunek poziomów sygnałów odbieranych i interferujących z nimi, niezbędny do osiągnięcia wymaganego wytłumienia zakłóceń na wyjściu odbiornika [14], [15], [16].

Przebieg takiego współczynnika ochronnego w.cz., ustalonego dla dwuwstęgowej modulacji amplitudy /DSB/ w zakresie fal długich, średnich i krótkich w funkcji odstrojenia fali nośnej sygnału interferującego względem sygnału odbieranego, zmierzony dla przyjętego stosunku wytłumienia zakłóceń na wyjściu odbiornika, wynoszącego 40 dB, podano zgodnie z Zaleceniem CCIR 449-1

/New Delhi 1970/ na rys. 11. Przyjęto również, że dla zapewnienia zadowalającego odbioru, w warunkach europejskich, niezbędne natężenie pola powinno co najmniej wynosić 1 mV/m /CCIR Zalecenie 448/, a w dużych miastach, ze względu na poziom zakłóceń przemysłowych, wymagane jest natężenie pola nawet 10 mV/m i większe [17], [18].

Trzeba tu zaznaczyć, że ściśle wartości tego współczynnika zależą od wielu nie wymienionych tu parametrów, uzupełniających określenie warunków pomiaru, a więc np. uśrednionej głębokości modulacji, zawężenia wstęgi, rodzaju audycji, szeregu właściwości użytego odbiornika itp. /porównaj Zalecenie CCIR 413-2/ [19].

Tym niemniej wartość współczynnika ochronnego ma decydujące znaczenie dla poprawnego przeprowadzenia planowania sieci stacji radiofonicznych i właściwego planu rozdziału ich częstotliwości roboczych.

Ostatnio prowadzone prace w IŁ doprowadziły do ustalenia wartości współczynnika ochronnego w.c.z. dla warunków normalnych i zawężonych wstęg bocznych promieniowanych sygnałów, uzyskanych przez ograniczenie do 4,5 kHz sygnałów wprowadzanych na modulator [20], [21], zmierzonej, przy uwzględnieniu uśrednionych własności selekcyjnych odbiorników produkcji krajowej, dla przyjętego u nas stosunku sygnałów użytecznych i zakłócających na wyjściu, wynoszącego 33 dB. Przebieg tego współczynnika w funkcji odstrojenia podano na rys. 12. Porównując ze sobą wykresy z rys. 11 i 12 można łatwo ustalić, że przy zawężeniu wstęgi promieniowanej zauważalne różnice w wartości współczynnika ochronnego występują tylko dla większych odstrojeń  $\Delta f$ .

Wyniki badań współczynników ochronnych w.cz. dla zawężonych jednakowo wstęg małej częstotliwości zarówno nadajnika jak i odbiornika, przy różnym odstępie międzykanałowym, przeprowadzone w NRF /CCIR Sprawozdanie 457 N. Delhi 1970 r./ [22], przedstawione są na rys. 13. Z niego odczytujemy, że dla określonego odstepu kanałowego można otrzymać szereg par wartości zawężonej wstęgi i odpowiednich współczynników ochronnych. Jednak wybierając dwa z tych parametrów automatycznie ustala się trzeci. Przebieg współczynników ochronnych w.cz. dla różnego stopnia zawężania wstęgi sygnałów modulujących wg Sprawozdania CCIR 298-2 podaje rys. [14] [23].

Średni stopień zmniejszenia interferencji pochodzących od kanałów sąsiednich, spowodowany zawężeniem wstęg bocznych do połowy odstepu kanałowego wg pomiarów USA i NRF, podano poniżej zgodnie ze Sprawozdaniem CCIR 457 w tabeli 1 [24].

Przeprowadzane w kraju obserwacje subiektywne nad jakością lokalnego odbioru audycji radiofonicznych z nadajnika średniofalowego na Gubałówce w Zakopanem, przy zastosowaniu dolnoprzepustowego filtru ograniczającego częstotliwości modulujące do 5 kHz, a zatem o zawężonych wstęgach bocznych widma, nie wykazały na ogół dostrzegalnej deprecjacji jakościowej [21]. Podobne obserwacje zrobiono również w wielu innych krajach.

Tabela 1

Stopień zmniejszenia interferencji pochodzących od kanałów sąsiednich

Stosunek wstęgi m.cz. do odstępu	Odstęp kanałowy $\Delta f$	Częstotliwość graniczna $f_{gr}$ filtru ograniczającego wstęgę m.cz.	Pomiary subiektywne /s/ lub obiektywne /o/	Średnia wartość stopnia zmniejszenia interferencji /dB/	
				zwykły odb.	filtry ceram.
0,45	10	4,5	o /NRF/	12	29
0,5	9	4,5	o /NRF/	5	20
0,5	9	4,5	s /W.Bryt./	3,6	--
0,525	10	5,25	s /USA/	3	--
0,5625	8	4,5	o /NRF/	2	7
0,5625	8	4,5	s /W.Bryt./	0,9	--
0,643	7	4,5	s. /W.Bryt./	0,3	--
0,7	7,5	5,25	s /USA/	znikome	--

#### 4. ZAGADNIENIE OPTYMALNEGO POKRYCIA PROGRAMEM RADIOFONICZNYM OKREŚLONEGO OBSZARU

Sieć stacji radiofonicznych, wykorzystujących zakresy długo i średniofalowy przy dwuwstęgowej modulacji amplitudy, przewidziana dla pokrycia zasięgiem dobrego odbioru określonego obszaru powinna w wyniku optymalizacji rozwiązać to zagadnienie przy możliwie najmniejszej liczbie zajętych indywidualnych kanałów emisji. Z czysto technicznych względów obszar pokryty zasięgiem określonego nadajnika zależy od szeregu czynników, a więc od mocy promieniowanej nadajnika, charakterystyki użytej anteny nadawczej, najniższej dopuszczalnej wartości natężenia pola, przyjętej dla terenu obsługiwanego, współczynnika ochronnego, określającego stosunek sygnałów odbieranych do interferujących, odległości geograficznej stacji wspólnokanałowych, odstepu kanałowego, przewodności gruntu i od konkretnych częstotliwości roboczych.

Obliczony z uwzględnieniem tych czynników obszar pokryty zasięgiem stacji ulega znacznym zmianom wraz ze zmianą warunków propagacyjnych w dzień i w nocy. Wynika to z faktu, że w dzień praktycznie ma się do czynienia jedynie z przyziemnym rozchodzeniem się fali powierzchniowej, a w nocy zasięg stacji może być określony dwojako, a więc zarówno propagacją przyziemną, jak i jonosferyczną, a w obu przypadkach otrzymuje się różne wyniki. Rozróżnienie to potęguje się wraz ze wzrostem częstotliwości roboczej emisji.

#### 4.1. Stacje wspólnokanalowe

Jednym z istotnych problemów planowania sieci, wynikającym ze stale wzrastającej liczby stacji nadawczych, jest poprawny wybór wartości współczynnika ochronnego dla stacji wspólnokanalowych oraz ustalenie minimalnej, geograficznej odległości między nimi.

Liczne badania prowadzone głównie we Francji i NRF doprowadziły, pod patronatem EBU, do opracowania wyników uśrednionych dla obszaru europejskiego [25], [26], opublikowanych przez CCIR w Sprawozdaniu 400-1 /N. Delhi 1970 r./, Najbardziej interesujące rezultaty przedstawione są na rys. 15 do 17. Wynika z nich, że liczba wspólnokanalowych emisji poszczególnych radiostacji jest odwrotnie proporcjonalna do odległości między nimi. Podane na wykresach procenty pokrycia wyliczono teoretycznie dla sferycznej powierzchni ziemi, gdyż wchodzące w grę odległości są współmierne z jej promieniem. W warunkach rzeczywistych należy liczyć się z występowaniem raczej mniejszego pokrycia, gdyż będzie to spowodowane występowaniem wyższych natężeń pól od odległych zakłócających nadajników i interferencji pochodzących z kanałów sąsiednich.

Reasumując należy liczyć się, że zgodnie z publikacją [26] optymalne odległości geograficzne stacji wspólnokanalowych nie powinny być mniejsze od zamieszczonych w tabeli 2.

Z omawianych własności propagacyjnych fal średnich wynika, że optymalne pokrycie określonego obszaru zasięgiem stacji wspólnokanalowych w dzień odbywa się jedynie dzięki przyziemnym fałom powierzchniowym, bez zakłócającego wpływu fali jonosferycz-

T a b e l a 2

Optymalna odległość geograficzna stacji współnakanatowych

Częstotliwość robocza /kHz/	Dzień		Noc	
	Uwzględniając rozchodzenie przy- ziemne falą po- wierzchniową	Uwzględniając zakłócenia prze- strzenne przy roz- chodzeniu przy- ziemnym	Uwzględniając zakłócenia prze- strzenne przy roz- chodzeniu przy- ziemnym	Uwzględniając zakłócenia prze- strzenne przy roz- chodzeniu przy- strzennym
	Pierwotna strefa zasięgu		Wtórna strefa zasięgu	
500	560 km	3100 km	3700 km	
1000	380 km	3800 km	4800 km	
1500	300 km	4300 km	5500 km	
Stosunek sygn. użyt. i zakłócających 27 dB				
Przewodnictwo gruntu 3 mS/m				
Moc nadajników 300 kW				



nej, co dopuszcza stosunkowo niewielkie odległości geograficzne między tymi stacjami. Natomiast w nocy wskutek zmian warunków propagacji należy uwzględnić dwie alternatywy: jedną z nich jest konieczność zwiększenia odległości stacji wspólnokanałowych w pierwotnej strefie zasięgu przy pojawieniu się zakłócających fal przestrzennych, a drugą będzie dalsza konieczność zwiększenia tej odległości wobec występowania wtórnej strefy zasięgu każdej ze stacji, uzyskiwanej na drodze jonosferycznego rozchodzenia się fal, w obecności zakłóceń również typu fal przestrzennych.

Tabela 3 uwidacznia istniejące możliwości pokrycia niezależnym programem w zakresie fal średnich\* przy 120 wspólnokanałowych emisjach zachowujących optymalne geograficzne odległości między nadajnikami każdej pary.

T a b e l a 3

Maksymalne pokrycie terenowe przy 120 kanałach i optymalnych odległościach stacji wspólnokanałowych w zakresie średniofalowym

Dzień	Noc	
Pierwotna strefa zasięgu	Wtórna strefa zasięgu	
Istnieje możliwość odbioru 25 niezależnych programów na całym terenie obszaru europejskiego	Tylko 25% terenu można pokryć jednym programem	Duże możliwości odbioru licznych programów /do 18 niezależnych programów/

Według ostatnio publikowanego dokumentu EBU CT/449 E/1972 r. [27] w sieci zwykłych stacji średniofalowych o pionowej polaryza-

cji fal emitowanych zaleca się stosowanie anten o przeciwzanikowej charakterystyce promieniowania pionowego, czyli preferującej małe kąty wzniesienia wiązki promieniowanej, co będzie sprzyjać wzrostowi fali przyziemnej w dzień i poprawie zasięgu. Ten typ anten nocą daje małe zasięgi jonosferyczne, a zatem ogranicza strefę zakłóceń przestrzennych. Odwrotnie, preferując duże kąty wzniesienia wiązki promieniowanej uzyskuje się nocą poprawę zasięgów jonosferycznych, pewne zmniejszenie strefy bliskich interferencji, ale wzrost możliwości zakłóceń jonosferycznych typu luksemburskiego.

Przy stosowaniu polaryzacji poziomej fal promieniowanych uzyskuje się świetne warunki poprawy zasięgów typu jonosferycznego nocą, ale za to w dzień bardzo mierne rezultaty przy małych odległościach od anteny nadawczej. W takich warunkach konieczne staje się wraz ze zmianą pory doby przełączanie typu użytkowanej anteny względnie stosowanie nadajnika uzupełniającego mniejszej mocy, który zapewniłby pokrycie zasięgiem terenów bliżej położonych, pracując na innej częstotliwości anteną  $\lambda/4$ .

Problem przełączania anteny związany ze zmianą pory doby jest niezwykle trudny, gdyż optymalnie zaplanowany rozdział częstotliwości i związana z tym sieć stacji dla warunków dziennych będzie nie do przyjęcia w porze propagacji nocnej, i odwrotnie. Dokument cytowany zwraca uwagę, że zastosowanie zwiększonych sieci stacji synchronizowanych w dzień i stosowanie anten z polaryzacją poziomą nocą może stanowić sposób na złagodzenie istniejących tu trudności.

Pewną ilustracją rezultatów, jakich można oczekiwać przy e-

misjach średniofalowych z zastosowaniem polaryzacji poziomej, są opublikowane w [28] wyniki projektowania dwupiętrowej, kołowrotowej anteny dla radiofonii austriackiej do emisji na 1475 kHz z mocą 1,2 MW. Podany na rys. 18 szkic anteny, przedstawia, że dla poprawienia jonosferycznych warunków propagacyjnych w magnetycznym polu ziemi przewidziano przesunięcie fazy między obu piętrami półfalowych kołowrotów. Wyniki obliczeń przewidywanych zasięgów w porównaniu z anteną  $\lambda/4$  o typowej pionowej polaryzacji ilustruje rys. 19. Pionowe charakterystyki promieniowania anten obu typów podane są na rys. 20. Jak z powyższych ilustracji wynika, liczone się z uzyskaniem przyjętą metodą bardziej równomiernego rozkładu pola, o większym natężeniu na dużych odległościach od anteny, aniżeli jest to możliwe przy dotąd powszechnie stosowanej metodzie.

Oдноśnie mniejszych stacji spełniających rolę wypełniającą luki zasięgów stacji okręgowych podkreśla się konieczność pracy na tzw. falach międzynarodowych. Dwie takie dotąd istniejące częstotliwości /1484 i 1594 kHz/ uważa się za całkowicie niewystarczające i należy oczekiwać starań zwiększenia ich liczby nawet do dziesięciu w pasmie średniofalowym.

W zakończeniu dokumentu podkreślono, że w aktualnym stanie rozwoju sieci oraz istniejących zakłóceń przemysłowych dla zapewnienia poprawnego odbioru u abonentów należy się liczyć z koniecznością osiągnięcia następujących minimalnych natężeń pól:

5 mV/m /74 dB/ $\mu$ V/m/ dla zakresu długofalowego, 150 do 285 kHz

2,2 mV/m /67 dB/ $\mu$ V/m/ dla dolnej części zakresu średniofalowego /525 do 900 kHz/

0,8 mV/m /58 dB/ $\mu$ V/m/ dla górnej części zakresu średniofalowego, 1250 do 1605 kHz

przy średniej przewodności gruntu rzędu  $\sigma = 3 \cdot 10^{-3}$  s/m.

W praktyce w zakresie długofalowym przy mocy promieniowanej rzędu 1000 kW w dzień można liczyć na zasięg

500 km przy 150 kHz  
i 280 km przy 285 kHz

W nocy wobec wzrostu poziomu interferencji zasięgi praktycznie pozostają nie zmienione. W ten sposób w Europie staje się możliwe przydzielenie po jednej wyłącznej częstotliwości roboczej tego zakresu, dla każdego z krajów.

W dolnej części zakresu średniofalowego, czyli pomiędzy 525 a 900 kHz, przy mocy promieniowanej 500 kW, w dzień można oczekiwać zasięgów rzędu

180 km przy 525 kHz  
i 130 km przy 900 kHz

W nocy staje się koniecznością wprowadzenie ograniczeń mocy promieniowanej.

W górnej części zakresu średniofalowego, czyli między 1250 a 1605 kHz, uzyskiwane zasięgi są odpowiednio mniejsze i wynoszą

105 km przy 1250 kHz  
i 90 km przy 1605 kHz

Ogólnie przy niższych częstotliwościach zaleca się wykorzystywanie fal przyziemnych, a przy wyższych raczej propagację jonosferyczną falami odbitymi.

Dla stacji wspólnokanałowych o tej samej mocy, zlokalizowanych w odstępie geograficznym równym 3500 km, przy podanych współczynnikach ochronnych, przewidywane zasięgi podaje tabela 4.

T a b e l a 4

Współczynniki ochronne dla stacji wspólnokanałowych  
o odstępie geograficznym 3500 km

Współczynnik ochronny	Promień zasięgu	
	525 kHz	1605 kHz
Przy fali przyziemnej		
27 dB	170 km	90 km
33 dB	135 km	70 km
40 dB	95 km	55 km
Przy fali jonosferycznej		
27 dB	635 km	850 km
33 dB	420 km	660 km
40 dB	300 km	450 km

Niezależnie od przytoczonych tu rozważań sugerujących określone kierunki dla ewentualnej przyszłej korekty planu rozdziału częstotliwości sieci długo i średniofalowych stacji radiofonicznych obszaru europejskiego należy stwierdzić, że w aktualnym stanie rzeczy stacje wspólnokanałowe charakteryzuje na ogół odstęp geograficzny rzędu 2000 km, co jak wynika z przeprowadzonych badań jest wartością grubo za dużą dla warunków propagacyjnych panujących w dzień, a równocześnie znacznie za małą w stosunku do

pożądaney w warunkach nocnych. Z powyższego nasuwa się wniosek, że w porze dziennej mogłoby pracować równocześnie więcej nadajników, a nocą należałoby bardzo zmniejszyć ich liczbę. Oczywiście jest również do pomyślenia wprowadzenie stosowanego od lat w USA systemu, zgodnie z którym w nocy, dla zredukowania wzajemnych interferencji, stacje radiofoniczne zobowiązane są do obniżania swej mocy promieniowanej do wartości indywidualnie ustalonych przez FCC.

#### 4.2. Sieć stacji synchronizowanych

Należy zwrócić uwagę na szeroko stosowaną metodę pokrycia gęsto zaludnionych obszarów za pomocą odpowiednio geograficznie zaprojektowanej sieci kilku stacji synchronizowanych, zamiast jednego nadajnika o mocy równej sumie mocy promieniowanej całej sieci synchronizowanej.

Przy wielokrotnie przeprowadzanych badaniach okazało się, że dla zmniejszenia stosunku sygnału pożądanego do zakłócającego w grupie stacji synchronizowanych, nadających wspólny program umożliwiającą pracę na wspólnym kanale w obrębie jednego kraju, należy spełnić szereg uzupełniających warunków, a mianowicie:

- a/ głębokość modulacji nie powinna przekraczać 90%,
- b/ opóźnienie czasowe w torach m.cz. stacji współpracujących powinno być jednakowe,
- c/ poziome i pionowe charakterystyki promieniowania anten nadawczych również powinny być jednakowe,
- d/ rozmieszczenie radiostacji należy ściśle dobrać uwzględniając:

- 1/ przewodność ziemi w promieniu zasięgu i pomiędzy stacjami,
- 2/ częstotliwość roboczą,
- 3/ moce nadajników.

Sama synchronizacja częstotliwości nośnych lub faz współpracujących nadajników powinna być możliwie precyzyjna, a dopuszczalne tolerancje odchyłek powinny leżeć poniżej 0,01 do 0,02 Hz. Spełnienie tego warunku zapewnia poprawność odbioru dla 90% słuchaczy, przy współczynniku ochronnym 4 dB pomiędzy sygnałami przychodzącymi do anteny odbiorczej od obu współpracujących nadajników synchronizowanych. Przy obniżeniu tolerancji odchyłek sięgającym 0,1 Hz współczynnik ochronny należy zwiększyć do 6 dB [29].

Pewne pojęcie o występujących tu zależnościach podają rys. 21 i 22, ilustrujące wyniki prac ZSRR, opublikowane w postaci Sprawozdania 459 CCIR. Na rys. 21 przedstawiono przebieg niezbędnego współczynnika ochronnego w funkcji zmian tolerancji fazy pomiędzy obu falami nośnymi nadajników. Parametrem jest tu statystyczny procent obserwatorów grupy nasłuchowej, oceniającej jakość audycji jako dobrą w warunkach odbioru bezzanikowego. Analogiczną zależność, zdjętą w funkcji zmian tolerancji częstotliwości fal nośnych, podaje rys. 22.

Wówczas gdy odbiór sygnałów stacji synchronizowanych obciążony jest zanikami, wartości niezbędnego współczynnika ochronnego, odczytywane z podanych tu rysunków, należy zwiększać o dalsze 6 do 8 dB.

Dla podkreślenia zależności zachodzących przy tej technice po-

krycia programem na rys. 23 zestawiono przedstawione w dużym uproszczeniu obszary specyficznych zakłóceń synchronizacyjnych, odniesione do pory propagacji dziennej i nocnej, w zakresie średniofalowym.

Zgodnie z cytowanym uprzednio dokumentem UER [27], dla poprawy uzyskiwanego pokrycia przy stacjach synchronizowanych zalecane jest stosowanie kierunkowych charakterystyk promieniowania poszczególnych stacji w tych grupach oraz, o ile to możliwe, wprowadzenie w odbiornikach detekcji synchronicznej /tzw. detektory produktów/, co prowadzi do zmniejszenia przeszkód interferencyjnych. Przy dostatecznie dużych odległościach między stacjami jednej grupy synchronizowanej w dzień dopuszczalne jest nadawanie zindywidualizowanych programów przez każdy z nadajników.

Można oczekiwać, że omówione tu problemy, mając duży wpływ na zagadnienie optymalnego pokrycia programem radiofonicznym obszaru europejskiego, doprowadzą do podjęcia odpowiednio uzasadnionych ustaleń na przewidywanej, międzynarodowej konferencji radiofonicznej.

#### 4.3. Zagadnienie planu rozdziału częstotliwości w zakresie UKF

Przy rozpatrywaniu możliwych środków polepszenia jakości radiofonii ultrakrótkofalowej z modulacją częstotliwości, w związku z opracowywaniem optymalnych propozycji planu rozdziału częstotliwości i pokrycia kraju, wyłaniają się również pewne trudności.

Jak wspomniano we wstępie do niniejszego opracowania, skutek specyficznych własności propagacyjnych zakresu UKF trudności te są znacznie łatwiejsze do pokonania, aniżeli to miało miejsce przy modulacji amplitudy.



Głównym problemem, jaki tu występuje, jest duża liczba stacji nadawczych pracujących na stosunkowo niewielkim terenie, wynikająca z małych zasięgów każdej z nich. Liczba ta wzrasta wraz z uwielokrotnieniem równocześnie emitowanych programów, prowadząc do tworzenia bardzo gęstej i wielooczkowej sieci stacji nadawczych.

Postępując podobnie do metody przyjętej dla radiofonii AM w zakresach długo i średniofalowym, określono współczynnik ochronny również dla warunków radiofonii monofonicznej z modulacją częstotliwości, tak aby zapewnić wymaganą tu wysoką jakość transmisji.

Na rysunku 24 przedstawiono, zgodny z opublikowanym przez CCIR Zaleceniem Nr 412 [30], przebieg współczynnika ochronnego w.cz. dla stosowanego u nas zakresu częstotliwości OIRT /66 do 73 MHz/ i dewiacji maksymalnej  $\pm 50$  kHz, przy uwydatnianiu tonów wysokich /pre-emphasis/ układem RC, ze stałą czasu 50  $\mu$ s w torze modulatora.

Przy coraz intensywniej rozbudowywanych emisjach dwukanałowej stereofonii /spełniającej warunek odpowiedniości z emisjami monofonicznymi/, której zasadnicze parametry dla Europy zostały wytyczone na XI Plenarnym Zebraniu CCIR w Oslo w 1966 r., okazało się, że dla zapewnienia dobrego odbioru należy planować krajową sieć stacji UKF z uwzględnieniem skorygowanego, w stosunku do wartości zalecanych dla monofonii, przebiegu współczynnika ochronnego [31].

Uzgodniony w 1970 roku w Delhi na XII Plenarnym Zebraniu CCIR i podany w Sprawozdaniu 462 przebieg takiego współczynni-

ka dla sygnałów w.c.z. i interesującego zachodnią Europę zakresu częstotliwości 87,5 do 108 MHz oraz odbiorników zaopatrzonych po demodulatorze w filtr ograniczający pasmo powyżej 53 kHz podany jest na rys. 25 [32]. W naszych warunkach, czyli również dla systemu z tonem pilotującym, ale dla stosowanego w krajach OIRT zakresu częstotliwości 66 do 73 MHz, z uwzględnieniem właściwości odbiorników produkowanych przez nasz przemysł, zgodnie z pracami z Instytutu Łączności w tym zakresie [33], przebieg ten będzie nieco inny /rys. 26/, tym bardziej że do pomiarów przyjmujemy dla audycji stereofonicznych próg zauważalności sygnałów zakłócających, leżący na poziomie 60 dB względem odbieranych.

Przyjęto również, że dla zapewnienia zadowalającego odbioru z uwzględnieniem przeciętnego poziomu zakłóceń przemysłowych niezbędne jest minimalne natężenie pola zależne od lokalizacji odbiornika, a mianowicie:

Rodzaj terenu	Przy monofonii	Przy stereofonii dwukanałowej
Na terenach wiejskich	0,25 mV/m	0,5 mV/m
Na terenach zabudowanych	1 mV/m	2 mV/m
W miastach	3 mV/m	5 mV/m

Odstęp kanałowy w sieciach UKF/FM ze względu na występowanie jedynie zakłóceń troposferycznych dobiera się w sposób indywidualny dla każdej ze stacji. W PRL waha się on w granicach od 15 do około 120 kHz, w zależności od lokalizacji stacji na terenie

kraju i konfiguracji sieci UKF krajów sąsiednich.

W niedalekiej perspektywie kilku lat należy oczekiwać międzynarodowego ustalenia standardu dla systemu emisji 4-kanalowej stereofonii UKF/FM. Oczywiście ze względu na związaną z tym nieuniknioną konieczność poszerzenia ponad obowiązującą obecnie szerokość wstęgi sygnałów modulujących 53 kHz również i widmo sygnałów w.c.z. tej emisji będzie odpowiednio szersze. Z powyższego wynika niewątpliwie konieczność opracowania nowej wersji współczynników ochronnych i ewentualnej ponownej modyfikacji planu rozdziału częstotliwości krajów, które ten system emisji zastosują.

Interesujące jest nadmienić, że zgodnie z wynikiem prób BBC w W. Brytanii, obiecującą okazała się przy emisji UKF polaryzacja kołowa w płaszczyźnie pionowej, co daje u odbiorcy stosującego małe teleskopowe anteny odbiorcze /bardzo popularne w odbiornikach samochodowych oraz przenośnych/ wzrost siły sygnałów o 6 do 9 dB w stosunku do sygnałów z powszechnie przyjętą polaryzacją poziomą [34].

## 5. ŚRODKI USPRAWNIAJĄCE OPARTE NA KSZTAŁTOWANIU CHARAKTERYSTYKI ZNIEKSZTAŁCEN LINEARNYCH

Obcięcie wstęgi sygnałów modulujących do wartości równej połowie odstepu kanałowego radykalnie zmniejsza interferencje od emisji w sąsiednich kanałach do odbieranego, jednak przy audycjach muzycznych może prowadzić do dostrzegalnej deprecjacji ich brzmienia. Ze względu na występującą potrzebę dalszego użytkowania emisji radiofonicznych na falach długich i średnich, pomi-

mo wprowadzanego zawężania, jeszcze przez szereg lat również do celów transmisji muzycznych, podjęto prace zmierzające do złagodzenia tej deprecjacji, oparte o odpowiednie kształtowanie charakterystyki zniekształceń linearnych sygnału modulującego.

Przy bliższym zbadaniu, posługując się subiektywną oceną członków odpowiednio dobranej grupy odsłuchowej ustalono, że dla zachowania równowagi brzmienia audycji, o wstędze przenoszenia ograniczonej od góry do 4,5 kHz, należy odpowiednio zmniejszyć natężenie sygnałów akustycznych o częstotliwościach najniższych. W rezultacie licznych prób wypośredkowano optymalny przebieg skorygowanej charakterystyki wzmocnienia w funkcji częstotliwości, toru sygnałów modulujących nadajnik AM, przy czym okazało się, że przebieg taki jest korzystny również ze względu na zwiększenie zrozumiałości mowy. Jest to zagadnienie specjalnie ważne dla programów informacyjnych, nadawanych metodą modulacji amplitudy na falach krótkich [35], [36], [37].

Stąd też zagadnienie to poddawano wielokrotnie szczegółowym badaniom. Jako testu zrozumiałości mowy używa się tzw. list logotomowych opracowanych dla naszego języka. Lista logotomowa jest to zbiór kilkuliterowych wyrazów o odpowiednio dobranych samogłoskach i spółgłoskach, przy czym wyrazy te nic nie znaczą w sensie słownictwa danego języka. Przy przeprowadzaniu prób zrozumiałości zależy bowiem, aby słuchacz grupy odsłuchowej odbierał nadawane wyrazy jedynie słuchowo, bez pomocy skojarzeń pamięciowych.

W naszym kraju listy logotomowe opracowała Wojskowa Akademia Techniczna. Korzystanie z opracowań innych krajów w tym za-

kresie mija się z celem ze względu na różny charakter mowy każdego z języków.

Jak wiadomo z akustyki, rozkład średniej mocy sygnałów uśrednionej mowy w pasmach tercjowych ma przebieg podany na rys. 27, z którego wynika, że wyraźne maksima gęstości mowy przypadają na formanty, najczęściej powtarzających się głosek, leżące w pasmie zawartym pomiędzy 300 Hz i 3 kHz.

Z powyższego wnioskujemy, iż przekazując pasmo sygnałów akustycznych ograniczone do 3 kHz można mimo to zapewnić dobrą zrozumiałość mowy.

Znane są również wykresy podane na rys. 28 i 29 ilustrujące zależność zrozumiałości pojedynczych sylab od częstotliwości granicznej filtra dolnoprzepustowego, przez który sygnały modułujące przepuszczono, oraz zależność zrozumiałości słów i zdań w funkcji zrozumiałości sylab. Z rysunków tych wynika, że zawężając pasmo przenoszonych częstotliwości do 3 kHz uzyskuje się jeszcze 90% zrozumiałości sylab, co zapewnia zrozumiałość słów równą 95%, a zatem zrozumiałość zdań bliską 100%.

Barwa głosu ludzkiego, decydująca o artystycznej stronie transmisji, zależy w głównej mierze od dźwięków odpowiadających tonom podstawowym samogłosek, leżącym na ogół poniżej 300 Hz. Amplitudy sygnałów odpowiadających temu pasmu częstotliwości należy jednak, ze względu na zrozumiałość przekazywanych informacji słownych, umiejętnie stłumić.

Sygnały o najniższych częstotliwościach akustycznych mają dużą moc i w związku z tym łatwo mogą zagłuszyć słabsze dźwięki leżące w wyższej części przenoszonego pasma sygnałów modułujących.

Może to być nawet pasmo, na którym nam specjalnie zależy ze względu na dobrą zrozumiałość przekazywanych informacji. Również charakterystyki zniekształceń linearnych odbiorników radiofonicznych, zwłaszcza użytkowanych w krótkofalowych zakresach fal odznaczają się wybitnie wąskim pasmem przenoszonych sygnałów, wynikającym z maksymalnie wyśrubowanej selektywności, co prowadzi do zachwiania równowagi między tonami niskimi, których zbyt dużo dociera do głośnika i tonami wysokimi odbieranych audycji. Przywrócenie poprawnych proporcji uzyskujemy przez odpowiednio kształtowane tłumienie tonów niskich w torze sygnałów odbieranych. Ostatecznym retuszem przebiegu charakterystyki zniekształceń linearnych całego toru studio-nadajnik-odbiornik jest nieznaczne uwypuklenie pasma leżącego w granicach od 2 do 4 kHz, co kompensuje zbyt wąską wstęgę przenoszoną przez odbiorniki. W rezultacie, ustalona drogą kompromisu i licznych prób sprawdzających, charakterystyka optymalna zniekształceń linearnych w torze sygnałów modulujących powinna mieć przebieg zgodny z podanym na rys. 30 [38],[7],[8].

Po stronie techniki studyjnej dla zwiększenia zrozumiałości mowy powszechnie stosowane są dwie metody:

- 1/ tłumienie za pomocą odpowiednio ukształtowanych górnoprzepustowych filtrów m. cz. nieistotnych, a nawet wręcz szkodliwych dla zrozumiałości słowa, zakresów dolnych widma i uwypuklenie jego górnej partii, która zawiera składowe dźwięków mowy, decydujące o zrozumiałości przekazywanej informacji;
- 2/ podniesienie poziomu cichych miejsc mówionego tekstu powyżej tła zakłóceń i przez to zwiększenie średniej głębokości mo-

dulacji nadajnika, co skutecznie wpływa na zwiększenie energii wstęg bocznych decydujących, przy dwuwstęgowej modulacji amplitudy, o zasięgu emisji.

## 6. PODNIESIENIE ŚREDNIEGO POZIOMU ODBIERANYCH SYGNAŁÓW AKUSTYCZNYCH PRZEZ ZMIANĘ DYNAMIKI SYGNAŁÓW MODULUJĄCYCH

Zagadnienie średniego poziomu sygnałów akustycznych, a co za tym idzie i średniej wartości mocy wstęg bocznych emitowanego przez nadajniki radiofoniczne sygnału ma bezpośrednie powiązanie z zagadnieniem wierności odtwarzania artystycznej treści programu.

Zwiększenie średniej mocy sygnałów wstęg bocznych emisji uzyskuje się przez podwyższenie poziomu cichych fragmentów mowy lub muzyki przy zachowaniu nie zmienionego poziomu szczytowego wartości sygnałów modulujących, odpowiadającego pełnemu wymodulowaniu fali nośnej nadajników, czyli  $m = 100\%$ .

W ten sposób poziom cichych fragmentów audycji wzrośnie w stosunku do poziomu zakłóceń w danym torze elektroakustycznym, a średnia wartość głębokości modulacji nadajnika wzrośnie dla danej audycji, co zapewni polepszenie warunków odbioru, zwłaszcza słowa, w tych miejscach geograficznych, gdzie ze względu na zakłócenia lokalne zrozumiałość słowa byłaby słaba.

Istnieją w zasadzie dwie krańcowo różne metody dające w efekcie podniesienie średniego poziomu odbieranych sygnałów akustycznych, są to:

- 1/ obcinanie względnie limitowanie amplitudy sygnałów maksymalnych,
- 2/ kompresja dynamiki wszystkich sygnałów.

### 6.1. Obcinanie amplitud sygnałów maksymalnych

Jako obcinanie uznaje się krańcowy przypadek ograniczania amplitud sygnałów przekraczających założony poziom maksymalny. Wskutek tego zabiegu powiększa się stosunek wartości skutecznej sygnałów do ich wartości szczytowej. Przy zachowaniu tego samego poziomu wysterowania, średni poziom modulacji nadajnika powiększa się. Wskutek obcinania szczytów amplitud sygnał o przebiegu sinusoidalnym oczywiście zniekształca się i przy dostatecznie "głębokim" obcinaniu szczytów przebieg uzyskuje kształt trapezu, a wreszcie prostokąta. W wyniku tego zabiegu powstają liczne nieparzyste harmoniczne tonu podstawowego oraz tony kombinowane. Wskutek zawsze występujących niesymetrii układu "obcinacza" pojawiają się również harmoniczne parzyste.

Powyższe nieliniowe produkty i tony kombinowane pogarszają zrozumiałość przekazywanych sygnałów mowy, ponieważ łatwo wpadają w zakres częstotliwości formantowych [39].

W związku z tym polepszenie zrozumiałości mowy wywołane przez zwiększenie średniej mocy sygnałów, uzyskane metodą zwykłego obcinania szczytowych amplitud sygnałów, może wskutek powyższych zniekształceń nieliniarnych zostać całkowicie zniweczona, a co najmniej poważnie zmniejszona [40].

Ostatnio w Instytucie Łączności prowadzone są prace nad budową układu specjalnego typu "obcinacza", zwanego również limite-



rem lub "Clipper'em", przeznaczonego do współpracy z krótkofalowymi nadajnikami radiofonicznymi, który zapewniałby stawiane wymagania przy równoczesnym, możliwie niskim poziomie zniekształceń nieliniarnych. Układ w zasadzie przeznaczony jest dla audycji słownych typu informacyjnego i włącza się go w tor sygnałów modulujących na wejściu do modulatora amplitudy nadajnika [41].

W celu uzyskania podobnego efektu firma Marconi szereg lat temu wprowadziła pierwsza w swoich radiofonicznych nadajnikach krótkofalowych dużej mocy sposób tzw. modulacji trapezowej.

Obcinanie amplitud przekraczających poziom  $m = 100\%$  głębokości modulacji odbywa się tu w końcowym stopniu modulatora i wzmacniacza modulowanego, co uwidacznia się w sygnale obwiedni wielkiej częstotliwości. Przy silnym przemodulowaniu kształt obwiedni ma wówczas postać trapezu. Uzyskanie czystej trapezowej obwiedni wymaga dość skomplikowanych zabiegów technicznych w torze modulatora amplitudy nadajnika. W odróżnieniu od konwencjonalnych modulatorów klasy "B", modulator taki musi odznaczać się odpowiednio małymi zmianami przebiegu fazy, co zwłaszcza ze względu na transformator modulacyjny wymaga zastosowania skomplikowanych korektorów fazy. Uzyskanie zwiększenia średniej głębokości modulacji wymaga również dostosowania szeregu innych elementów nadajnika do zwiększonego obciążenia mocowego.

W rezultacie uzyskuje się jednak wyniki lepsze, obciążone mniejszymi zniekształceniami aniżeli w metodzie konwencjonalnej z użyciem limitera po stronie malej częstotliwości, przed modulatorem.

Zwiększenie średniej głębokości modulacji nadajnika jest porównywalne w obu omówionych tu metodach. Można tym sposobem, nie pogarszając zbyt wiele jakości słowa emitowanego, podnieść średni poziom mocy promieniowanej wstęgi bocznej o 5 do 6 dB, czyli trzy do czterokrotnie.

W mniejszych nadajnikach radiofonicznych zakresu średniofalowego, w których sygnał zmodulowany wielkiej częstotliwości przygotowywany jest w tranzystorowych członach wzbudzających, które ze swej strony sterują zwykle jednolampowy, końcowy wzmacniacz liniowy nadajnika, problem limitowania poziomu  $m = 100\%$  rozwiązywany jest w specjalnych układach modulatorów amplitudy opartych o stabilizatory napięć zasilających z modulowaną wartością dostarczanego napięcia. Nowo opracowany w Zakładach Zarządztwa tego typu nadajnik radiofoniczny zaopatrzonej jest w tak zaprojektowany człon wzbudzący w oparciu o model użytkowy wykonany w Instytucie Łączności [42].

## 6.2. Kompresja dynamiki wszystkich sygnałów

Przy kompresji dynamiki wszystkich sygnałów toru elektroakustycznego stosowana jest automatyczna regulacja wzmocnienia. Charakterystyka tej automatyki zwykle dobierana jest w ten sposób, że słabe sygnały wzmocniane są więcej od sygnałów silnych, przy czym zmiany wzmocnienia następują w sposób ciągły, wraz ze wzrostem amplitudy sygnałów wejściowych komparatora.

Charakterystyka statyczna takiego komparatora, zwanego również kompresorem lub reduktorem dynamiki, to znaczy krzywa określająca poziom wyjściowy sygnałów w zależności od ich poziomu

wejściowego, wzrasta z początku liniowo, by następnie, przy coraz bardziej zmniejszającym się nachyleniu, przejść wreszcie w linię poziomą. Jeżeli charakterystyka omawiana wykazuje stosunkowo ostre przejście przy górnym kolanie, to układ kompendora ma cechy ogranicznika dynamiki lub ogranicznika poziomu. Zwykle kompendory stanowią układ złożony zawierający filtry kształtujące i wzmacniacz liniowy o regulowanym automatycznie wzmocnieniu oraz wyposaża się je w przełącznik poziomu wymaganego ograniczania.

Na rysunku 31 przedstawione są charakterystyki takiego kompendora-ogranicznika dla różnych stopni poziomu ograniczania.

Działanie ogranicznika poziomu jest nieco inne aniżeli limitera, który omawialiśmy uprzednio. Większość kompendorów pracuje z wykorzystaniem ujemnego sprzężenia zwrotnego, w związku z czym początek sygnału o poziomie większym od ustawionego maksimum zwykle przechodzi przez układ, gdyż stała czasu zadziałania automatyki redukującej wzmocnienie jest ustalona użytymi w układzie elementami RC. Ze względu na odczuwalność tego zjawiska, objawiającego się w postaci swoistego pukania, czas zadziałania automatyki nie powinien być zbyt krótki. Optymalna wartość wybiegana jest w przedziale od 0,1 do 1 ms. Natomiast, jak wykazały liczne próby, czas powrotu do pełnego wzmocnienia, po ustaniu przyczyny redukującej je, zależy wyraźnie od treści programu. Można tu wypośredkować dwa przypadki krańcowe, a więc mowę, gdzie optimum czasu powrotu wynosi około 0,3 s, oraz muzykę, gdzie w celu uniknięcia słuchowego wrażenia "pompowania" dźwięków wymagany jest znacznie dłuższy czas, rzędu nawet kilku sekund /do 10 s/.

Dla uzyskanego wrażenia u słuchacza również nie jest obojętne, czy charakterystyka automatyki komandora będzie miała ten lub inny kąt nachylenia, a zwłaszcza czy styczna do niej będzie przechodzić przez zero, czyli jaka będzie proporcjonalność kompresji dynamiki.

Naszkiecowane tu zjawiska są przedmiotem licznych badań subiektywnych i w zależności od wyrobionego poglądu wpływają na rozwiązania układowe komandorów. W tej dziedzinie brak jest dotąd jakiegokolwiek normalizacji. Każda z firm lub instytucji radiofonicznych, produkujących takie urządzenia, lansuje swoje rozwiązanie. Niektóre z nich są niezwykle skomplikowane, czego przykładem może być to, że nawet próbowano opracować automatykę zmieniającą optymalne czasy opóźnienia powrotu wzmocnienia wraz ze zmianą charakteru audycji, a więc np. przy przechodzeniu z mowy na muzykę itp. [43], [44], [45].

Przykładem różnych cech stosowanych urządzeń typu komandorów mogą być charakterystyki zamieszczone na rys. 32 i 33, odnoszące się do wybranych rozwiązań firm NRF i BBC.

Na rysunku 34 przedstawiono zależność czasu powrotu wzmocnienia, dla nowego typu komandora opracowanego w radiofonii niemieckiej, w stosunku do czasu trwania impulsów przekraczających określony próg zadziałania. Wspomniany komandor-ogranicznik produkowany jest pod oznaczeniem U83M. Jak z przebiegu charakterystyki widać, czas powrotu ulega zmianom w granicach od 0,5 do blisko 10 s. Ponieważ każdy układ z ujemnym sprzężeniem zwrotnym przepuszcza początek pojawiającego się przerostu sygnału, więc w celu niedopuszczenia do związanego z tym niebez-

piecznego przemodulowania nadajników, za właściwym kompandorem włączono na jego zaciskach wyjściowych diodowy obcinacz szczytów, zrealizowany z wykorzystaniem diod Zenera.

Na naszym terenie, w ostatnim okresie, Centralne Laboratorium Radiokomunikacji podjęło pracę zmierzającą do gruntownego rozwiązania zagadnienia kompandora-ogranicznika przeznaczonego dla transmisji muzycznych w krajowej sieci stacji radiofonicznych [46], [47].

## 7. ZAGADNIENIE PRZYJĘTEGO SYSTEMU KONTROLI POZIOMÓW W TORZE ELEKTROAKUSTYCZNYM

Obserwacje poczynione od wielu lat w radiofonicznych obiektach nadawczych wykazują, że średnia głębokość modulacji nadajnika podczas emisji audycji słownych zwykle wynosi niewiele ponad 20%, co odpowiada poziomowi około -14 dB względem poziomu przyjętego za zero dla pełnego wymodulowania, t. j. przy  $m=100\%$ . Natomiast średnia głębokość modulacji przy emisji programu muzycznego, o niezbyt dużej rozpiętości dynamiki, zwykle nie przekracza 47 do 50%, czyli odpowiada poziomowi -6 dB.

Powyższe obserwacje rzutują w sposób decydujący na pracę w rozgłośniach. Jak wiadomo, w rozgłośniach radiofonicznych dla uzyskania poprawnych efektów przy różnego rodzaju nadawanych audycjach należy przestrzegać wzajemnego zgrania takich elementów toru elektroakustycznego, jak mikrofony, magnetofony i wzmacniaki na torach kablowych, a wreszcie nadajniki. Chodzi tu głównie o właściwe dobranie poziomów, co warunkuje subiektywne odczucie głośności audycji [48], gdyż wpływa na stopień średniego wymodulowania nadajników.

Z tego punktu widzenia najbardziej krytycznym momentem jest komutacja źródła określonego odcinka programowego. W tym momencie powinno występować płynne przejście, na przykład z muzyki na zapowiedź spikera lub między poszczególnymi studiami muzycznymi itp., bez zauważalnych skoków głośności.

W związku z tym, zwłaszcza we wczesnych latach powojennych, w naszej radiofonii zyskał uznanie pomiar i kontrola poziomów w torze elektroakustycznym za pomocą tzw. VU-metrów, będących woltomierzami wskazówkowymi wartości kwasi-skutecznych o określonych własnościach balistycznych /czas narastania wskazania 300 ms, czas integracji 165 ms/. Stosowanie tych przyrządów jako mierników wysterowania prowadzi do porównywania względnych poziomów głośności audycji. Wydawałoby się, że powinno się uzyskiwać wymagane rezultaty przy użyciu VU-metrów w rozgłoszeniach. Jednak okazało się przy bliższym analizowaniu, że w zależności od charakteru nadawanych audycji, a więc od złożoności transmitowanych dźwięków, mowy lub muzyki, zmienia się stosunek wartości skutecznej do wartości szczytowej sygnałów. O ile dla prostych tonów, jak wiadomo, stosunek ten wynosi  $\sqrt{2}$ , czyli 3 dB, to w miarę jak sygnały stają się coraz bardziej złożone stosunek ten zwiększa się i może dla muzyki przekroczyć tę wartość o 9 dB, a dla mowy nawet o 12 do 14 dB.

W czasie pracy mikserskiej w reżyserce przystudyjnej utrzymuje się zakres wychyleń wskazówki miernika VU mniej więcej na zbliżonym poziomie i jedynie sporadycznie dopuszcza do maksymalnego jej wybijania, sięgającego wartości oznaczonej na skali jako 0 dB, co jednak w rzeczywistości może odpowiadać różni-

cym się o 9 względnie nawet 14 dB wartościom w stosunku do szczytowej wartości sygnału sinusoidalnego.

Wynika z powyższego, że urządzenia sterowane sygnałami kontrolowanymi przez mierniki VU muszą zapewnić prawidłową pracę również przy poziomach od 9 do 14 dB, wyższych od "zerowego".

Powyżej opisana wieloznaczność prowadziła do licznych nieporozumień, zwłaszcza na styku sfer zainteresowania rozgłośni, stacji wzmacniakowych kablowych linii międzymiastowych i samych stacji nadawczych. Przeważnie dla tzw. "bezpieczeństwa" własnego personelu stosowano odpowiednie marginesy rezerwy, które w rezultacie prowadziły do zbyt niskiego obniżania średniej wartości głębokości modulacji nadajników, co oczywiście odbijało się na sztucznym ograniczaniu zasięgów stacji radiofonicznych.

Dopiero w ramach prac [49] nad środkami polepszenia jakości transmisji Centralny Ośrodek Badawczo-Doświadczalny Polskiego Radia przygotował i wprowadził do eksploatacji system oparty na pomiarach wartości szczytowych sygnałów fonicznych. Dokonuje się ich za pomocą nowo opracowanych i zgodnych z zaleceniami UER i OIRT mierników wysterowania szczytowego.

W ten sposób poziom 0 dB w rozgłośni jest, w tym systemie kontroli wysterowania, poziomem maksymalnym sygnałów modulujących, odpowiadającym  $m = 100\%$  w nadajnikach. Poziom ten odpowiada wartości skutecznej napięcia sinusoidalnego 1000 Hz równej 1,55 V, czyli wartości szczytowej 2,2 V i równocześnie odpowiada na linii o  $Z = 600 \Omega$  przy transmisjach muzycznych poziomowi + 15 dBm, co według przyjętego sposobu oznaczania w telekomunikacji stanowi poziom maksymalny /+ 9 dB/ na wyjściu wzmacniaczy kablowych.

O ile przy poziomowaniu magnetofonów w rozgłośniach, ze względu na taśmy wzorcowe z istniejącymi zapisami tonu 1000 Hz przy maksymalnym poziomie strumienia magnetycznego 2000 pW wygodnie jest posługiwać się pomiarem przy poziomie 0 dB, to w przypadku nadajników i linii teletransmisyjnych jest to niemożliwe. Nadajniki bowiem z rozpowszechnionymi modulatorami klasy "B" nie wytrzymują przez dłuższy okres czasu, niezbędny do przeprowadzenia pomiarów, utrzymywania modulacji  $m = 100\%$ , zaś mierniki VU na stacjach wzmacniakowych nie mają podziałki do +9 dB.

W związku z powyższymi aspektami przyjęto, że poziomowanie toru elektroakustycznego będzie przeprowadzane dla obniżonego do -9 dB poziomu testowego w rozgłośni. Będzie to odpowiadało poziomowi +6 dBm we wzmacniakach teletransmisyjnych oraz głębokości modulacji AM nadajników  $m = 35\%$  względnie dewiacji FM nadajników UKF do  $\Delta f = 17,5$  kHz /wynoszącej maksymalnie 50 kHz/.

Maksymalny poziom strumienia taśm magnetofonowych 2000 pW odpowiadać będzie, tak jak dotychczas, poziomowi zerowemu w rozgłośni na wejściu i wyjściu magnetofonów. W czasie zapisywania sygnałów dźwiękowych wskazówka miernika szczytowego nie powinna przekraczać poziomu 0 dB na jego skali. Średni poziom sygnałów powinien jednak być możliwie wysoki, a to ze względu na utrzymanie jak największego odstępów sygnałów od poziomu szumów taśmy.

Ze względu na ujednoczenie systemu testowania na wyjściu liniowym rozgłośni niezbędny jest, w tych warunkach, separator podnoszący poziom sygnałów o +9 dB. W ten sposób również na wejściu pierwszego odcinka linii kablowej, za rozgłośnią, poziom



sygnałów testowych będzie równy  $0 \text{ dB} = +6 \text{ dBm} = 1,55 V_{sk}$ , czyli tak, jak w systemie kontroli wysterowania miernikami VU danego typu.

W celu unaocznienia wzajemnych zależności opisywanego, u-sprawnionego sposobu kontroli poziomów w torach elektroakustycznych rozgłośni PR na rys. 35 zestawiono zakresy wskazań mierników głośności typu VU oraz mierników szczytowych.

Mając dobrze "zestrojony" sposób wzajemnej kontroli poziomów w tor elektroakustyczny przed modulatorem nadajnika można, bez obawy wprowadzenia zniekształceń, wtrącić komparator-ogranicznik poziomu wykonany wg zasad omawianych poprzednio. W ten sposób uzyska się podniesienie średniego poziomu mocy sygnałów, zwłaszcza mowy, a zakres dynamiki przekazywanej audycji zmaleje z korzyścią dla uzyskania zwiększonych zasięgów przy odbiorze [50].

Na rysunku 36 przedstawione są krzywe ilustrujące zależność średniego poziomu sygnałów od stopnia zastosowanej kompresji uzyskanej przez zmianę poziomu ograniczania, tak jak to wynika dla układu o charakterystyce pokazanej na rys. 31. Krzywa wykreślona linią ciągłą odnosi się do audycji słownych, a przerywane lub punktowane linie do audycji muzycznych. Dla stopnia kompresji  $k = 0 \text{ dB}$ , bez ograniczania, średnia moc sygnałów słownych wynosi od  $-12$  do  $-14 \text{ dB}$ . W miarę jak rośnie stopień kompresji dynamiki, poprzez działanie ogranicznika, zwiększa się również względem wartości skutecznej średni poziom mocy sygnałów. Przy  $k = 10 \text{ dB}$  średni poziom mocy uzyskuje wartość "nasycenia" równą  $-9 \text{ dB}$  i dalsze pogłębianie stopnia kompresji jest już bezskuteczne. Nie należy stosować większych stopni kompresji od

$k = 20$  dB, ponieważ występują wówczas trudności z wyciszeniem sygnałów przez reżysera oraz powstają zniekształcenia przebiegu zanikania dźwięku, jak np. zatracą się charakter dźwięku uderzonego gongu. Czas powrotu ogranicznika nie powinien być zbyt długi, aby nie wystąpiło zjawisko zatykania się audycji, ale nie może być krótszy od około 0,3 s, ponieważ niweluje to strukturę mowy, powodując wystąpienie zniekształceń nieliniarnych.

W radiofonii ultrakrótkofalowej wysokiej jakości, jak wspomniano wcześniej, z zasady nie stosuje się zawężania pasma częstotliwości akustycznych, gdyż byłoby to sprzeczne z przyjętym na wstępie założeniem, jednak w torze elektroakustycznym przy nadajnikach włączane są ograniczniki poziomu zapewniające nieprzekraczanie maksymalnej dewiacji 50 kHz, przyjętej w naszym systemie [51]. Ze względu na stosowaną w nadajnikach z modulacją częstotliwości preemfazę /rys. 37 przedstawia uwydatnianie wyższych częstotliwości modulujących obwodem RC z obowiązującą u nas stałą czasu 50  $\mu$ s/, ograniczniki te [52] są odmienniej konstrukcji od stosowanych przy modulacji amplitudowej. W torze napięcia regulacji wzmocnienia mają włączony filtr z preemfazą identyczną do preemfazy nadajnika, zapobiegający przemodulowaniu nadajnika w zakresie wyższych, modulujących częstotliwości akustycznych.

## 8. MODULACJA JEDNOWSTĘGOWĄ W RADIOFONII

Z rozważań systemowych wynika, jak to zostało zasygnalizowane przy rozpatrywaniu problemu zawężania widma sygnałów emitowanych, że zastępując dotąd przyjętą dwuwstęgową modulację amplitudy przez modulację jednowstęgową, można oczekiwać łatwiej-

szego rozwiązania szeregu omawianych trudności. Zwłaszcza opanowanie tą drogą zjawiska przykrych zniekształceń odbioru związane z występowaniem zaników selektywnych przy propagacji jonsferycznej oraz oczekiwane, zasadnicze zredukowanie interferencji coraz liczniejszych stacji wspólnokanałowych, przy systemie jednowstęgowym z silnie zredukowaną falą nośną, jak i oczywiste blisko dwukrotne zwiększenie liczby kanałów w stojącym do dyspozycji zakresie długo i średniofalowym, jest specjalnie frapujące [1], [53].

Celem nieco bliższego zapoznania się z problemami, jakie przy tym systemie występują zrekapitulujemy w skrócie podstawowe cechy możliwych tu odmian modulacji amplitudy. Pierwszą z nich jest klasyczna dwuwstęgowa modulacja AM z falą nośną o odpowiedniej emisji oznaczonej A3M. W odwzorowaniu wektorowym tej modulacji wyraźnie widoczne są trzy składowe wektory niemodulowanych drgań kosinusoidalnych, odpowiadające fali nośnej i obu wstęgom bocznym, tak jak to podaje rys. 38A. Kierunek wirowania wektora o częstotliwości nośnej przyjmujemy za odwrotny do ruchu wskazówek zegara, a obu wektorów wstęg bocznych we wzajemnie odwrotnych kierunkach. Na tym samym rysunku podane jest odwzorowanie obwiedni w funkcji czasu oraz odwzorowanie spektralne w funkcji częstotliwości. Stosując typowy detektor obwiedni uzyskujemy o bok użytecznej składowej akustycznej, będącej nośnikiem przekazywanej informacji, jeszcze dodatkowo spadek napięcia o stałej polaryzacji, proporcjonalny do fali nośnej. Dla przekazania tego spadku napięcia zużywa się bezproduktywnie  $2/3$  mocy emitowanych sygnałów.

Dążąc do zwiększenia sprawności systemu przez wprowadzenie zrównoważonego modulatora usunięto falę nośną, doprowadzając do czysto dwuwstęgowej emisji nazywanej DSB. W tym przypadku całą rozporządzalną moc nadajnika wykorzystuje się dla emisji jedynie obu wstęg bocznych modulacji. Ta odmiana dwuwstęgowej emisji bez fali nośnej, której odwzorowanie podano na rys. 38B, znalazła zastosowanie w wielokanałowej telefonii.

Cechą charakterystyczną tego typu modulacji jest całkowita nieprzydatność detektora obwiedni, który powodowałby powstawanie kolosalnych zniekształceń sygnału odbieranego. Należy tu stosować detektor synchroniczny /tzw. detektor produktów/ i doprowadzić do niego z właściwą fazą odtworzony z obu sygnałów wstęg bocznych czysty sygnał o częstotliwości nośnej odniesienia, co wymaga dość skomplikowanego zabiegu. Okazuje się, że ten odtworzony sygnał zanika z chwilą ustania modulacji i w związku z tym potrzebne są dalsze, dodatkowe środki zaradcze. Skuteczność detekcji synchronicznej zależy od prawidłowości doboru fazy sygnału odtwarzanego, przy czym przy  $90^\circ$  różnicy sygnał akustyczny zanika, a przy  $180^\circ$  zmienia biegunowość, co jednak przy transmisji muzycznej jest bez znaczenia. Istotne jest, że przy modulacji typu DSB i pojawiających się zmianach fazy odtwarzanego sygnału odniesienia nie występują zniekształcenia nieliniowe, a tylko obniżenie poziomu głośności przesyłanej informacji.

Dalszą odmianą modulacji amplitudy jest czysta modulacja jednowstęgowa, bez fali nośnej /tzw. SSB/, która dzięki swym zaletom zyskała duże rozpowszechnienie w trafiku licznych służb radiokomunikacyjnych. Emisja ta oznaczana jest skrótem J3M, a odpo-

wiednie odwzorowania podane są na rys. 38C. Jest to maksymalnie wydajny system modulacji, w którym przy  $m = 100\%$  na przesłanie informacji słownej do dyspozycji stoi szesnaście razy większa moc, aniżeli w tym samym nadajniku przy klasycznym A3M. Demodulować sygnały jednowstęgowe można jedynie iloczynowym detektorem synchronicznym przez zmieszanie sygnałów odbieranych z lokalnym sygnałem odniesienia o częstotliwości ściśle odpowiadającej częstotliwości nośnej użytej przy tworzeniu sygnału nadawanego.

Przy transmisjach muzycznych dopuszczalne tolerancje między tymi częstotliwościami są rzędu 2 Hz, co jest bardzo trudne do zrealizowania i wymagałoby użycia w odbiornikach kosztownych syntezerów częstotliwości stosowanych jedynie w technice urządzeń profesjonalnych. Z tego też względu wprowadzono kompromisowo czwarty rodzaj modulacji amplitudy, sprowadzający się do modulacji jednowstęgowej uzupełnionej silnie stłumionym sygnałem fali nośnej, zwanej często sygnałem pilotującym. Emisja tego typu sygnałów nosi oznaczenie E3M /względnie H3M/, a jej odwzorowanie podano na rys. 38D. Jak duże powinno być to wytłumienie sygnału pilotującego, wynika z następującego rozumowania. Z punktu widzenia twórców planu rozdziału częstotliwości, ze względu na konieczność przewidywania dużej liczby stacji współkanałowych, należałoby dążyć do zlikwidowania w ogóle sygnału pilota, który może prowadzić do wystąpienia interferencji przy odbiorze, ale wychodząc od strony projektantów ekonomicznie uzasadnionej koncepcji rozwiązania przyszłego odbiornika radiofonii jednowstęgowej, należałoby emitować możliwie silną falę nośną, gdyż to

znacznie upraszcza układ odbiornika. W tej sytuacji kompromisowe propozycje wahają się w granicach pomiędzy 6 do 20 dB wytłumienia fali nośnej.

### 8.1. Zniekształcenia przy demodulacji sygnałów SSB

Iloczynowa detekcja synchroniczna, zwykle realizowana demodulatorem pierścieniowym, jest czystym odwróceniem przebiegu modulacji jednowstęgowej stosowanego w metodzie filtrowej. Dokładność synchronizacji lokalnych sygnałów odniesienia doprowadzanych niezależnie do drugich zacisków modulatora musi obejmować zarówno zgodność samej częstotliwości, jak i fazy sygnałów. Zmiany fazy odtwarzanego sygnału odniesienia powodują bowiem przy modulacji jednowstęgowej z pilotem występowanie zniekształceń nieliniarnych, zwanych produktami intermodulacji drugiego rzędu /Quadraturkomponenten/, w odróżnieniu od symetrycznej modulacji dwuwstęgowej bez fali nośnej, czyli DSB, gdzie to zjawisko nie występowało.

Przy uzyskiwaniu sygnału automatycznej korekcji częstotliwości oscylatora lokalnego w odbiorniku sygnałów jednowstęgowych z pilotem, jak wynika z dokładniejszej analizy, którą tu pomijamy /porównaj [54]/, w trakcie modulacji należy liczyć się z występowaniem również zmian fazy odtwarzanych sygnałów odniesienia decydujących o synchronizacji. Te zmiany fazy osiągają maksimum przy najniższych częstotliwościach przenoszonych sygnałów akustycznych, prowadząc do odczuwalnych zniekształceń nieliniarnych. Środkiem zaradczym może być kształtowanie charakterystyki zniekształceń liniowych modulujących sygnałów akustycznych,

tak aby stopniowo coraz silniej ograniczyć amplitudy sygnałów odbieranych o częstotliwościach leżących poniżej 1000 Hz /deemfaza wstępna/.

Obwiednia zmodulowanego sygnału w konwencjonalnym systemie modulacji jednowstęgowej z nie wytłumioną falą nośną /emisja H3M/ odbiega tym bardziej od przebiegu sinusoidalnego, im głębsza będzie modulacja amplitudowa sygnału wielkiej częstotliwości. Zachodzące tu zjawiska ilustruje rys. 39.

W przypadku ogólnym obwiednia sygnału jednowstęgowego z nie wytłumioną falą nośną różni się znacznie od sygnału modulującego. W związku z powyższym odbiór sygnałów tego typu za pomocą odbiorników wyposażonych w konwencjonalny, diodowy detektor obwiedni prowadzi do występowania tym silniejszych zniekształceń, im głębsza będzie modulacja [55]. Pewne pojęcie o osiągniętych wartościach zniekształceń daje rys. 40.

Próby przeprowadzane w Instytucie Łączności wykazały, że dopiero przy ograniczeniu do zaledwie około 20% średniej głębokości modulacji odbiór audycji średniofalowej emitowanej jednowstęgowo z nie wytłumioną falą nośną może być na ogół akceptowany nawet przy użyciu konwencjonalnych rynkowych odbiorników AM z typową detekcją diodową [56].

Dążąc do stworzenia możliwości odbioru emisji jednowstęgowych z nie wytłumioną falą nośną, przy pełnym wykorzystaniu głębokości modulacji amplitudowej, prowadzono w ostatnim dziesięcioleciu liczne prace /w USA - L.R. Kahna, w CSRS - J. Vaccara, u Philipsa - F. Stumpersa itp./ nad tzw. jednowstęgowym systemem CSSB /czyli kompatybilnym/, tak aby stworzyć możli-

wość odbioru na dotychczas rozpowszechnionych, konwencjonalnych odbiornikach do odbioru dwuwstęgowej emisji A3M bez obawy pojawienia się dostrzegalnych zniekształceń. Opracowane, dość skomplikowane systemy teoretycznie spełniły postawione założenia, wprowadzając w torze modulacji nadajnika sztuczne, określonego typu, zniekształcenia amplitudy i fazy, tak aby wytworzona obwiednia sygnałów jednowstęgowych z nie wytłumioną falą nośną /emisja H3M/ miała przebieg sinusoidalny. Liczne próby nasłuchowe wykazały jednak u wielu badaczy, że oczekiwane zwalczenie zniekształceń powstających przy zanikach selektywnych, typowe dla emisji SSB bez fali nośnej, nie nastąpiło, a odbiór sygnałów CSSB dawał gorsze rezultaty aniżeli konwencjonalnego AM. W związku z powyższym na ostatniej Konferencji CCIR w 1972 r. krytycznie oceniono proponowane w tym względzie rozwiązania, skierowując przede wszystkim wysiłki na optymalne opracowanie odbiorników radiofonicznych przyszłości z detekcją synchroniczną sygnałów SSB z na ogół silnie zredukowaną falą nośną, do tzw. sygnału pilota /emisja E3M/. Postawiono jednak warunek, aby te w miarę uproszczone odbiorniki jednowstęgowe miały możliwość, co najmniej na okres przejściowy, odbioru również konwencjonalnych, dwuwstęgowych emisji typu A3M, a więc w pewnym sensie, aby załatwiały problem kompatybilności odbioru obu systemów modulacji u abonenta.

## 8.2. Sposoby rozwiązywania układów radiofonicznego odbiornika jednowstęgowego

Mając na względzie stronę ekonomiczną zagadnienia oraz licząc się z wielkoseryjnym zapotrzebowaniem na nowego typu od-



biorniki, niezbędne przy wprowadzaniu modulacji jednowstęgowej w radiofonii, trzeba od razu z góry rezygnować ze znanych rozwiązań stosowanych od wielu lat w technice radiokomunikacji profesjonalnej. W związku z tym publikowane w ostatnich latach propozycje starają się sugerować układy, które pozwalałyby na maksymalne uproszczenie układu elektrycznego, a zatem potaniecie odbiornika. Przykładem takich tendencji mogą być publikacje [57], [58], [59].

Przy opracowaniu odbiornika SSB w odróżnieniu od typowej, konwencjonalnej superheterodyny z detektorem obwiedni dla odbioru sygnałów z dwuwstęgową modulacją amplitudy i falą nośną należy rozwiązać następujące ważne problemy:

- 1/ stabilizację oscylatora heterodyny przemiany częstotliwości i związany z tym sposób precyzyjnego strojenia odbiornika,
- 2/ automatyczną regulację częstotliwości i fazy lokalnego sygnału odniesienia dla demodulacji jednowstęgowej,
- 3/ sposób rozwiązania niezbędnych filtrów o dużej stromości zbocza dla wyodrębnienia tylko jednej wstęgi widma sygnałów oraz filtru wąskopasmowego dla wyłowienia sygnału pilota,
- 4/ układu demodulacji sygnału jednowstęgowego i zwykle z tym związanych przesuwników fazy,
- 5/ impulsowych układów specjalnych niezbędnych przy strojeniu rastrowym,
- 6/ układów dodatkowych dla spełnienia warunku odpowiedniości z klasyczną modulacją amplitudy AM.

Z powyższego krótkiego zestawienia wynika, że odbiornik taki ze względów czysto ekonomicznych należałoby oprzeć o technikę układów scalonych, przy maksymalnie możliwym zredukowaniu liczby skupionych i strojonych elementów LC. Bardzo ostre wymagania na potrzebne tu filtry rezonansowe najprościej mogą być rozwiązane przez wielokrotne elektro-mechaniczne filtry typu ceramicznego lub podobnego typu, lecz znacznie droższe, filtry piezo-kwarcowe, a wreszcie aktywne filtry typu gyratorowego. Niezbędną stabilizację heterodyn mogą zapewnić jedynie układy precyzyjnego, automatycznego podstrajania częstotliwości.

Dla zorientowania czytelnika we wzajemnych powiązaniach będą tu podane trzy opisy najbardziej typowych, spośród wielu proponowanych układów blokowych tego typu odbiorników jednowstęgowych /SSB/ dla radiofonii.

### 8.3. Opisy typowych układów odbiorników jednowstęgowych dla radiofonii

#### 8.3.1. Synchronodyna

Opublikowany przez G. Hentschela [60] z firmy Nordmende w Bremie, układ oparty o odmianę znanego z dawnych lat układu synchronodyny podany jest na rys. 41. Sygnał jednowstęgowy ze stłumionym sygnałem pilota odbierany przez antenę ferrytową /1/ oraz sygnał z lokalnego oscylatora /3/ doprowadzane są do mieszacza /2/, na wyjściu którego znajduje się filtr pośredniej częstotliwości /4/, analogicznie do typowego odbiornika z przemianą częstotliwości. Za tym filtrem w punkcie A następuje rozwid-

lenie dalszej drogi sygnału na dwa tory. W górnym torze wstawiony jest wysoce selektywny filtr /5/, zrealizowany w postaci rezonatora ceramicznego lub filtru piezo-kwarcowego, który wylawia sygnał pilota z pasma pośredniej częstotliwości. Sygnał ten o częstotliwości odniesienia podlega wzmocnieniu w /6/ i ograniczeniu w /7/, aby w postaci przebiegu kwadratowego być doprowadzony do demodulatora iloczynowego /9/ dla zapewnienia synchronicznego przełączania. W dolnym torze, za rozwidleniem A, umieszczony jest aperiodyczny wzmacniacz sygnałów jednowstęgowych o regulowanym wzmocnieniu /8/, które to sygnały oczywiście również doprowadza się do demodulatora /9/. Na jego wyjściu, po wymnożeniu, pojawiają się zarówno składowa akustyczna, niosąca odbieraną informację, jak i produkty intermodulacji o podwójnej częstotliwości pośredniej. W punkcie B ponownie następuje rozwidlenie dróg i przez włączenie dolnoprzepustowego filtru /10/, w jednym z nich wyodrębnia się czystą składową akustyczną, która po wzmocnieniu w /11/ skierowywana jest do głośnika /12/, a w drugim torze wyodrębnione przez filtr górnoprzepustowy /13/ składowe o podwójnej częstotliwości pośredniej ulegają wyprostowaniu w /14/. Po przejściu przez układ całkujący, o odpowiedniej stałej czasu /15/, pozbawiane są tętnień, służąc jako zależne od intensywności sygnałów odbieranych napięcie określonej polaryzacji dla automatycznej regulacji wzmocnienia wzmacniacza /8/, przez który wskutek selekcji wstępnej /4/ przechodzą jedynie sygnały pośredniej częstotliwości. W ten sposób, zgodnie z koncepcją synchronownego odbioru, selektywność układu odbiornika definiowana jest przede wszystkim przez dolnoprzepustowy filtr małej częstotliwości /10/ po demodulatorze.

Jak łatwo zauważyć, odbiornik tego typu wybitnie nadaje się do techniki układów scalonych, gdyż jedynymi obwodami rezonansowymi typu LC są strojona antena ferrytowa /1/ i dwuobwodowy filtr zestrojony na stałą częstotliwość pośrednią /4/.

Przy praktycznej realizacji synchronownego odbioru należy zapewnić dużą stałość częstotliwości przestrajalnemu oscylatorowi lokalnemu /3/, co zwykle powoduje konieczność pewnego dodatkowego skomplikowania układu, związaną z automatyką służącą dla jego varikapowego podstrajania.

Należy tu zwrócić uwagę na jeszcze jeden szczegół, a mianowicie przy sygnałach zakłócających, leżących częstotliwościowo blisko odbieranego, wskutek wysoce selektywnego filtra pilota /5/ o wstędze przenoszenia rzędu kilkunastu Hz, faza powodowanych nimi przebiegów kwadratowych, doprowadzanych do demodulatora, ulega przy przestrajaniu odbiornika szybkim zmianom od  $+90^{\circ}$  do  $-90^{\circ}$ , powodując pojawienie się sygnału słyszalnego tylko w momentach dokładnego dostrojenia. W pozostałych pozycjach dostrajania sygnał zakłócający szybko zanika za demodulatorem synchronicznym. Powyższe korzystne zjawisko zostało nazwane pseudo-selektywnością układu, zapewniającą automatycznie tzw. ciche strojenie.

Odbiornik opisywany pozwala również na prawidłowy odbiór dwuwstęgowych, tradycyjnych emisji, spełniając wymagany na ogół warunek odpowiedniości, przy odbiorze sygnałów SSB i DSB.

### 8.3.2. Odbiornik z retrokonwersją

Inne, interesujące rozwiązanie radiofonicznego odbiornika jednowstęgowego opublikował R. Netzband [61] z Instytutu Radiofonicz-

nego w Hamburgu, opierając rozwiązanie układu o t zw. retrokonwersję, która pozwala na wyeliminowanie wpływu dryftu oscylatora lokalnego w odbiorniku. Całość koncepcji układowej oparto o dotąd nie zrealizowane jeszcze założenie, że w planie rozdziału częstotliwości stacji radiofonicznych obowiązuje rygorystycznie ustalony, liczący np. 9 kHz, odstęp międzykanałowy  $/f_k/$ , a zarówno poszczególne częstotliwości robocze wszystkich stacji radiofonicznych  $/n.f_k/$ , jak i stosowane w odbiornikach częstotliwości pośrednie  $/m.f_k/$  są całkowitą jego wielokrotnością. Dzięki takiemu założeniu można zrealizować bardzo uproszczony układ blokowy odbiornika jednowstęgowego, który podano na rys. 42. Jednowstęgowy sygnał odbierany /może być bez pilota!/ z anteny /1/ za pomocą lokalnego oscylatora /6/ przekształcany jest w mieszaczu /2/, na wyjściu którego znajduje się filtr pośredniej częstotliwości /3/ i wzmacniacz p.cz. /4/. W następnym mieszaczu /5/ występuje już wyłącznie, selektywnie wyodrębniony sygnał odbierany, który za pomocą tego samego oscylatora lokalnego /6/ ulega retrokonwersji z powrotem na sygnał w.cz. Ten wtórny sygnał w.cz. wyodrębniony obwodem końcowym /7/ trafia do synchronicznego demodulatora /8/. Dwukrotne użycie w procesie retrokonwersji tego samego, przestrajalnego przy odbiorze, oscylatora lokalnego znacznie upraszcza strojenie i eliminuje wpływy wynikające z ewentualnego dryftu oscylatora, który mogłby spowodować wystąpienie zniekształceń akustycznych. W procesie demodulacji sygnału jednowstęgowego użyto zamiast kwadratowych impulsów o częstotliwości odniesienia całe widmo prążków o częstotliwościach  $\sum n.f_k$ , co powoduje, że każdy sygnał SSB lub DSB

doprowadzony w sposób selektywny z układu retrokonwersji ulega demodulacji. W celu uzyskania niezbędnego dla demodulacji widma prążków o ustalonym odstępnie międzykanałowym  $f_k$  można w odbiorniku zrealizować układ oparty o oscylator kwarcowy, np. 90 kHz /11/, i dzielnik częstotliwości 10:1 /12/ wraz z generatorem ciągu impulsów /13/, względnie stosując prosty zintegrowany odbiornik kanałowy, można wykorzystać emisję /KCW/ krajowej częstotliwości wzorcowej, tak jak to podano w wariancie B' układu.

W celu uniknięcia przesunięć fazowych pożądane jest, aby emisja wzorcowa i odbierany program zrealizowane były za pomocą niezbyt geograficznie oddalonych anten nadawczych.

W celu odciążenia niepożądanych produktów demodulacji i zbędnych prążków widma generatora impulsowego należy włączyć skuteczny filtr dolnoprzepustowy /9/ za demodulatorem synchronicznym. Dla poprawnej pracy układu zaleca się, aby wstęga przepuszczana sygnałów akustycznych była węższa lub równa połowie ustalonego odstępnie międzykanałowego  $f_k$ .

Dla kompatybilnego odbioru sygnałów DSB układ odbiornika należy nieco rozbudować, tak aby automatycznie zapewnić odpowiednią fazę sygnałów odniesienia w demodulatorze synchronicznym przez dodanie komparatora fazy i automatycznej korekcji.

### 8.3.3. Odbiornik dla sygnałów typu E3M z tzw. pilotem

B.M.A. Hijdra [62] z firmy Philips opublikował jeszcze inną możliwość rozwiązania radiofonicznego odbiornika jednowstęgowego, bazującą na emisji sygnałów z deemfazą w zakresie niskich częstotliwości akustycznych, co jest niezbędne dla uniknięcia znie-

kształceń przy ewentualnych zmianach fazy pilota, którego poziom powinien być ustalony z małym wytłumieniem względem teoretycznej nośnej o zaledwie -6 dB. Odbiornik przewidziany jest do strojenia ciągłego, podobnie jak to było dla obu poprzednio opisanych układów. Jego układ blokowy podaje rys. 43. Jednowstęgowy sygnał z pilotem o dużym poziomie, po odebraniu przez antenę i wyselekcjonowaniu przez obwód strojony /1/ skierowywany jest konwencjonalnie na mieszacz /2/, który przy użyciu korygowanego oscylatora lokalnego /3/ transponuje go na pośrednią częstotliwość 456 kHz. Sygnał o tej częstotliwości trafia na specjalny filtr jednowstęgowy /4/ i automatycznie regulowany pod względem wzmocnienia, scalony i aperiodyczny wzmacniacz pośredniej częstotliwości /5/, na którego wyjściu utrzymywany jest wymagany poziom napięcia sygnałów. Po demodulacji synchronicznej w /8/ i za filtrem dolnoprzepustowym /13/ uzyskuje się czysty sygnał akustyczny, który poddawany jest korygującej preemfazie w zakresie niskich częstotliwości akustycznych, leżących poniżej 400 Hz. Po tym korektorze przewidziano w układzie ręcznie regulowany wzmacniacz głośnikowy /15/ i głośnik /16/. Demodulator przełączany jest synchronicznie napięciem o przebiegu kwadratowym i częstotliwości pilota, uzyskiwanym poprzez niezbyt wąskopasmowy /o szerokości wstęgi 90 Hz/ filtr /9/ o dobroci  $Q=5000$ , wprost z sygnałów pośredniej częstotliwości, po wzmocnieniu we wzmacniaczu /10/. W torze sygnałów SSB wstawiono ogniwo przesuwnika fazy  $90^\circ$  /7/, co dla demodulacji nie ma praktycznego znaczenia, ale jest niezbędne dla automatycznego podstrajania lokalnego oscylatora /3/. Demodulator /8/ steruje w ten sposób pra-

widlowo pracującym w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego układem automatycznej korekcji częstotliwości oscylatora lokalnego /3/, doprowadzając doń dla uniknięcia tętnień modulacyjnych i zapewniając 4 kHz pasmo skutecznego działania automatyki odpowiednie napięcia sterujące poprzez dolnoprzepustowy filtr całkujący /12/.

Automatyczną regulację wzmocnienia zapewnia pierwszy detektor obwiedni /6/ oraz wspomaga go drugi taki detektor /11/, który dodatkowo rozwiązuje problem tzw. "cichego strojenia". Gdy odbiornik nie jest dokładnie dostrojony, klucz K jest otwarty i w głośniku panuje cisza. Z chwilą dokładnego zestrojenia detektora /14/ następuje załączenie klucza K i pojawia się odbiór sygnałów w głośniku. Dla poprawnej pracy dolnoprzepustowy filtr m.cz. /13/ powinien mieć dużą stromość zbocza i skutecznie wycinać sygnał pilota z emisji sąsiedniej. Filtr jednowstęgowy, zbudowany np. jako dziewięciokrotny filtr ceramiczny, powinien mieć pasmo przepuszczane ograniczone do około 3,85 kHz i stromość zbocza rzędu 35 dB/kHz tak, jak to podaje rys. 14.

Przy odbiorze kompatybilnym dwuwstęgowych sygnałów AM filtr jednowstęgowy obcina drugą wstęgę i odbiornik w swej dalszej części pracuje analogicznie, jak przy odbiorze SSB. Ze względu na to, że filtr ten nie tłumi fali nośnej o wymagane 6 dB, przy odbiorze sygnałów AM, automatyka wzmocnienia doprowadzi głośność odbioru poniżej poziomu zapewnianego przy odbiorze jednowstęgowym. Występująca różnica nie będzie jednak rażąco zauważalna.

Pośród szeregu innych układów odbiorczych proponowanych dla jednowstęgowej radiofonii należy wspomnieć o bardziej skom-



plikowanych rozwiązaniach z tzw. strojeniem kanałowym, gdzie oscylator lokalny, o płynnym strojeniu zastąpiony jest układem dostarczającym z synchronizowanego generatora impulsowego ściśle równomierne widmo prążków kanałowych. Wówczas możliwe jest zrealizowanie strojenia odbiornika na przykład przez wybieranie interesującego kanału emisji tarczą numerową lub klawiszami. Możliwość ta wiąże się ściśle z omawianym już wprowadzeniem obowiązującego precyzyjnego podziału kanałowego w planie rozdziału częstotliwości obszaru europejskiego.

## 9. WNIOSKI KONCOWE

Jak z powyższego przeglądu zagadnień związanych z poszukiwaniem środków polepszenia aktualnego stanu jakości transmisji radiofonicznej w obszarze europejskim wynika, niezbędne się stało wprowadzenie szeregu rozwiązań kompromisowych, co wymaga zbiorowego i wielokierunkowego wysiłku wszystkich zainteresowanych.

Streszczając myśli przewodnie poszczególnych części niniejszego opracowania, dla skutecznego zaradzenia istniejącemu stanowi należałoby wprowadzić:

### 9.1. W zakresie fal długich i średnich

- 1/ ograniczenie pasma przenoszonych częstotliwości akustycznych na stacjach nadawczych i związane z tym ograniczenie widma wstęg bocznych modulacji do  $\pm 4,5$  kHz
- 2/ kształtowanie charakterystyki zniekształceń linearnych na sta-

acjach nadawczych i kompresję zakresu dynamiki audycji wraz z ograniczeniem szczytów, prowadzące do poprawy zrozumiałości i ogólnej klarowności audycji zarówno słownych jak i muzycznych, dające również zwiększenie średniej głębokości modulacji, przy nie przekraczaniu  $m = 100\%$  dla ochrony nadajników.

- 3/ konsekwentne wprowadzenie systemu kontroli wysterowania w torze elektroakustycznym, opartego na zunifikowanych miernikach szczytowych, co pozwoli na pełne wykorzystanie istniejących możliwości nadajników
- 4/ w planie rozdziału częstotliwości precyzyjnie znormalizowanego odstepu międzykanałowego 9 kHz oraz ustalenie częstotliwości kanałowych radiostacji i częstotliwości pośrednich w odbiornikach, jako całkowitej wielokrotności tego odstepu. Powyższe zmniejszy liczbę występujących interferencji i będzie stanowiło ułatwienie przy prawdopodobnym wprowadzaniu w niezbyt odległej przyszłości systemu emisji jednowstęgowej w radiofonii
- 5/ wprowadzenie skutecznych środków dla zmniejszenia interferencji wspólnokanałowych przez korektę planu rozdziału częstotliwości z zachowaniem wymaganych współczynników ochronnych, a w przypadku przeszkód np. przez zmniejszenie liczby takich stacji względnie zmianę planu emisji noc-dzień i stosowanie optymalnych anten nadawczych lub właściwą rozbudowę stacji synchronizowanych itp.

### 9.2. W zakresie fal krótkich

- 1/ ograniczenie pasma przenoszonych częstotliwości na stacjach nadawczych i widma wstęp bocznych, jak w p. 9.1.
- 2/ kształtowanie charakterystyki zniekształceń linearnych na stacjach nadawczych dla poprawy zrozumiałości i stosowanie ograniczników amplitudy o małych zniekształceniach, dla skutecznego pogłębienia średniej głębokości modulacji nadajników
- 3/ wprowadzenie systemu kontroli wysterowania, jak w p. 9.1.
- 4/ w planie rozdziału częstotliwości zmian, jak w p. 9.1, z tym że należałoby rozwiązać wcześniejsze aniżeli w zakresie długiego i średniofalowym wprowadzenie modulacji SSB
- 5/ dla zredukowania interferencji stosowanie wyłączne emisji kierunkowych geograficznie

### 9.3. W zakresie ultrakrótkofalowym

- 1/ ograniczenie poziomu specjalnego typu na stacjach nadawczych dla zapewnienia nieprzekraczania dopuszczalnej dewiacji maksymalnej nadajników
- 2/ konsekwentne kontrolowanie wysterowania miernikami szczytowymi, jak w p. 9.1 i 9.2
- 3/ zapobieganie możliwości powstawania interferencji i wzajemnych zakłóceń przez taką korekcję planu rozdziału częstotliwości, aby zapewnić rygorystyczne zachowanie wymaganych współczynników ochronnych również z uwzględnieniem emisji stereofonicznych, dwukanałowych, a w przyszłości prawdopodobnie i kwadrofonicznych.

## 10. WYKAZ LITERATURY

1. Rindfleisch H.: Überlegungen zur Zukunft des Hörrundfunks - Internationale Broadcasting Convention, London 1972 - Funkschau 1972 t. 44 nr 20, s. 719-722.
2. Sypniewski St.: Radiofonia - potrzeby i zamierzenia - Zeszyty problemowe. Przegląd Techniczny 1971 nr 10, s. 16-21.
3. Netzband R., Stilverkrüble R.: Die Auswirkung systemgerechter Bandbreitenbegrenzung bei Sendung und Empfang von AM-Tonrundfunk - Rundfunktech. Mitt. 1968 t. 12 nr 3, s. 119-128.
4. Rajewski M.: Sposoby polepszenia odbioru programów radiofonicznych na falach długich, średnich i krótkich oraz UKF - Biuletyn Techniczny Radia i Telewizji 1971 nr 3, s. 1-14.
5. CCIR: Necessary bandwidth of emissions. Doc. 25 X/131 - E Geneva 1969.
6. Liedtke G.R.: The effect of receiver characteristics and radiated bandwidth on the RF wanted to interfering signal ratio with amplitude-modulated sound broadcasting. EBU Rev. A 1965 nr 90, s. 65-68.
7. Müller K.: Modulationsaufbereitung beim Mittelwellensender Langenberg. Rundfunktech. Mitt. 1969 t. 13 nr 5, s. 220-226.
8. EBU - Modulations processing techniques for AM sound broadcasting. EBU Techn. Centre, Brussels Tech. 3088 - E, August 1971.

9. CCIR- Recommendation 328-1: Spectra and bandwitch of emissions. XI Plenary Assembly. Oslo 1966 t. I, s. 34.
10. CCIR - Report 399 -1: Annex - Filter circuit for obtaining the signal corresponding to the standardized "Coloured" noise. XI Plenary Assembly. Oslo 1966 t. I.
11. Eden H.: Gedanken zur Neuordnung des Lang und Mittelwellen Rundfunks. Rundfunktech. Mitt. 1967 t.11 nr 6, s. 304-313.
12. Eden H.: Perspectives of replanning LF/MF broadcasting. EBU Rev. A 1967 nr 106, s. 242-251.
13. Dyszyński S., Grochala W.: Zbadanie możliwości racjonalnego zawężania pasma emisji radiofonicznych z modulacją amplitudy na falach średnich i długich. Sprawozdanie z pracy 71039. Instytutu Łączności 1971.
14. CCIR: Recommendation 447 - Signal to interference ratios in amplitude modulation sound broadcasting. XI Plenarna Sesja 1966 t. V, s. 34.
15. Belger E., Rautenfeld F.: The objective measurement of the RF wanted-to-interfering signal ratio in amplitude modulated sound broadcasting. EBU Rev. A 1965 nr 90, s. 57-64.
16. CCIR: An objective two-signal measuring method for determining the radio-frequency protection ratios for amplitude modulated sound broadcasting. Doc. X/2 Appendix 2 Genewa 1963-1966.

17. CCIR - Recommendation 449-1: Amplitude modulation sound broadcasting. Radio frequency protection - ratio curves. XII Sesja Plenarna New Delhi 1970 t. V, cz. 1.
18. CCIR - Recommendation 448: Sound broadcasting in bands 5 /LF/ and 6 /MF/. Radio frequency protection - ratio. XII Sesja Plenarna, New Delhi 1970 t. V, cz. 1.
19. CCIR - Recommendation 413-2: Presentation of the results of measurements of radio-frequency protection ratios for sound broadcasting in bands 5 /LF/, 6 /MF/ and 7 HF. New Delhi 1970 t. V, cz. 1.
20. Mikke D., Lewiński K.: Badanie i określenie współczynników ochronnych w radiofonii długo- i średniofalowej przy zastosowaniu odbiorników produkcji krajowej. Sprawozdanie z pracy Instytutu Łączności 1968.
21. Dyszyński S.: Badanie możliwości racjonalnego zawężenia pasma emisji radiofonicznej. Określenie zakłóceń wytwarzanych przy pracy radiostacji w sąsiednich kanałach. Sprawozdanie z pracy Instytutu Łączności 1972.
22. CCIR - Report 457: Broadcasting in bands 5 /LF/ and 6 /MF/. Necessary bandwidth of emission. XII Sesja Plenarna New Delhi 1970 t. V, cz. 1.

23. CCIR - Report 298-2: Protection ratios for amplitude - modulated sound broadcasting. XII th Plenary Assembly. New Delhi 1970 t. V, cz. 1.
24. CCIR - Report 457: Broadcasting in bands 5 /LF/ and 6 /MF/. Necessary bandwidth of emission. XII th. Plenary Assembly. New Delhi 1970.
25. CCIR - Report 400-1: Sound broadcasting systems in bands 5 /LF/, 6 /MF/ and 7 /HF/. Broadcasting coverage in band 6. XII Plenary Assembly. New Delhi 1970 t. V, cz. 1.
26. Eden H., Minne D.: Die Ermittlung der Grenzen der Rundfunkversorgung im Mittenwellenbereich am Beispiel regelmäßiger ebener und sphärischer Sendernetze - EBU Rev. 1969 nr 115-A, s. 109-120.
27. UER - Dokument CT/449-E: Die Verbesserung der Langwellen und Mittenwellenversorgung mit Hilfe von Boden und Raumwellen. 1972.
28. Brugger P., Tippe W.: Planung einer horizontal-polarisierter Mittelwellenantenne für Nah und Fernversorgung mit Raumwelle - Rundfunktech. Mitt, 1972 t. 16 nr 5, s. 229-234.
29. CCIR - Report 459: Radio frequency protection ratio for synchronized broadcasting transmitters XII th Plenary Assembly. New Delhi 1970 t. V, cz. 1.
30. CCIR - Recommendation 412/1956-1959-1963. Geneva Standards for frequency -modulation sound broadcasting in band VIII /Metric/ band.

31. CCIR - Report 300: Stereophonic broadcasting. XII th Plenary Assembly. New Delhi 1970 t. V, cz. 1.
32. CCIR - Report 462: Standards for frequency-modulation stereophonic sound broadcasting in band 8 /VHF/. Pilot tone system. XII th Plenary Assembly. New Delhi 1970 t. V, cz.1.
33. Mikke D.: Badanie i określenie współczynników ochronnych w stereofonii przy zastosowaniu odbiorników produkcji krajowej - Sprawozdanie z pracy w Instytucie Łączności 1972.
34. Spencer J.G.: Tests of mixed polarisation for vhf sound broadcasting. BBC Engineering 1970 nr 83, s. 4-12.
35. Wiegand W.: Verbesserte Sprachverständlichkeit bei Informationsendern. Radiomentor 1968 nr 9.
36. Möglichkeiten zur Erhöhung der Sprachverständlichkeit bei Mittelwellen-Fernempfang. Rundfunktech. Mitt. 1967 nr 11
37. Wiegand W., Shafke B.: Untersuchungen zur Verbesserung der Sprachverständlichkeit an Kurzwellensendern. Rundfunktech. Mitt. 1969 nr 4, s. 179-183.
38. Belger E., Jakubowski H.: Increasing speech intelligibility in long distance MF reception. EBU Rev. A 1967 nr 105, s. 192-198.
39. Schneider H.: Die Verständlichkeit amplitudenbegrenzter Sprache. Frequenz 1956 t. 10 nr 4, s. 97-106.
40. Rupp H.: Optimale Einengung der Sprachdynamik durch Amplitudenbegrenzung - NTZ 1962 nr 15.

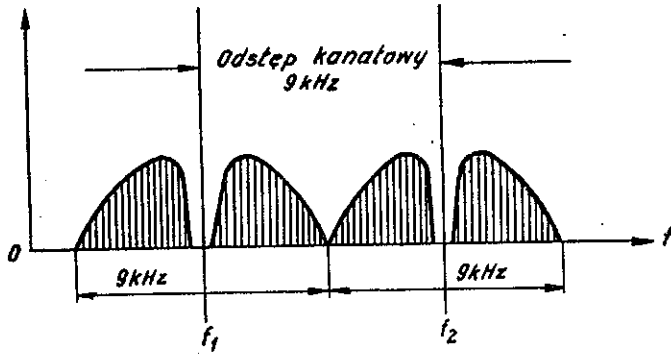


41. Sypniewski S., Orłowski A.: Ogranicznik amplitudy o bardzo małych zniekształceniach nieliniarnych. Sprawozdanie z pracy Instytutu Łączności 1972/1973.
42. Sypniewski S., Orłowski A., Szol Z.: Opracowanie i wykonanie członu wzbudzającego typu SRN-1 o mocy ok. 100 W dla średniofalowego nadajnika radiofonicznego 2 kW produkcji Zakładów ZARAT. Sprawozdanie z pracy Instytutu Łączności 1970/1971/1972.
43. Belger E., Jakubowski H.: Ein programmgesteuerter Musik-Sprache Schalter. Rundfunktech. Mitt. 1962 nr 12.
44. The automatic control of sound-level in broadcasting studios. BBC Engineering Monograph 1969 nr 81.
45. PDM Kompressor - type EMT 156. Brown-Boveri Rev.
46. Müller K.: What dynamic range the listener wish to have? EBU Rev. December 1970 nr 124.
47. Wieszczyk A.: Zawężenie szerokości pasma emisji i zwiększenie średniej wartości współczynnika głębokości modulacji. Prace Centralnego Laboratorium Radiokomunikacji 1971.
48. CCIR: Determination of the subjective loudness of a broadcast programme. Dokuments X/34-E Genewa 1968, Question 4/1.
49. Rajewski M.: System kontroli wysterowania za pomocą mierników wartości szczytowych. C.O. Badawczo-Doświadczalny RiTV/1970.

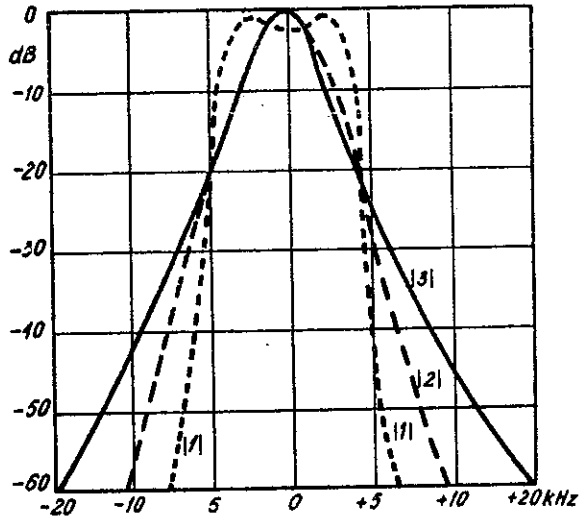
50. Kaiser A., Bauer B.: A new automatic level control for monofonic and stereophonic broadcasting - IRE Trans. Audio 1962 t. AU-10 nr 6, s. 171-174.
51. Burkowitz P., Pethke H.: Ein neues Steuerungsprinzip für Dynamikkompressoren und Pegelbegrenzer. Intern. Elektron. Rundschau 1965 t. 19 nr 1, s. 27-29.
52. Guttenberg W., Hochvath H.: Untersuchungen über die Geräuschverminderung mittels Pre- und Deemphasis bei Rundfunkübertragung Nachrichtentechnik 2.12.1959, s. 467-474.
53. Wareham G.: SSB modulation for MF broadcasting - Wireless-World August 1972 nr 1446.
54. Bruch W.: Ein neuartiger Empfänger für den gerasteten Einseitenbandrundfunk. Rundfunktech. Mitt. 1971 nr 3, s.115-124.
55. Makiedoński A.: Generacja sygnałów o modulacji jednowstęgowej. Prace Instytutu Łączności 1969 nr 3, s. 67-71.
56. Makiedoński A.: Zbadanie możliwości i warunków wprowadzenia do radiofonii na falach długich, średnich i krótkich systemu modulacji jednowstęgowej. Sprawozdanie z pracy Instytutu Łączności 1973.
57. Craine J.F., Macario R.C.V.: Eine quarzgesteuerte phasenstarre Anordnung für den Empfang von Einseitenband- und Zweiseitenbandsendungen im AM-Tonrundfunk. Rundfunktech. Mitt. 1972 nr 5, s. 207-209.
58. Stumpers F., Hurck N., Voorman J.: A receiver for AM and

for single sideband AM with a partially suppressed carrier -  
EBU Rev. 1968 nr 108, s. 93-95.

59. Timmann H.: An arrangement for receiving single and double sideband transmissions AM sound broadcasting. EBU Rev. A, 1970 nr 120, s. 64-69.
60. Hentschel G.: Der passive Synchrondyn-Empfänger und seine Möglichkeiten für einen kompatiblen Zweiseitenband- und Einseitenband AM Empfang. Rundfunktech. Mitt. 1972 t. 16 nr 5, s. 197-201.
61. Netzband R.: A novel arrangement for the reception of single-sideband and double sideband transmission in AM sound broadcasting. EBU Rev. A. April 1969.
62. Hijdra B.M.A.: Ein Kompatibler Rundfunkempfänger mit Kontinuierlicher Abstimmung für den Empfang von Einseitenband-sendungen mit teilweise unterdrückten Träger. - Rundfunktech. Mitt. 1971 t. 15 nr 3, s. 101-107.

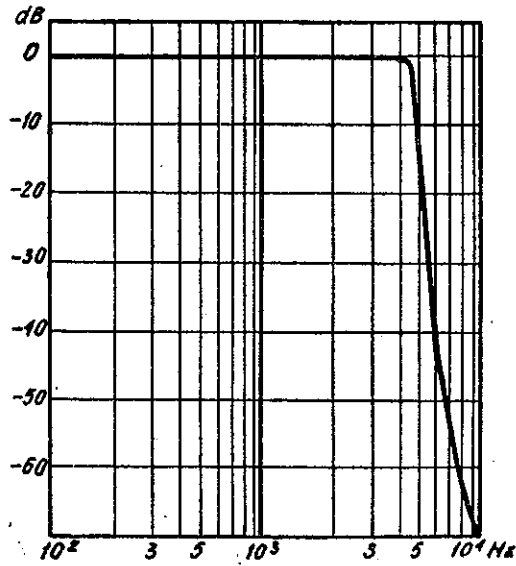


Rys. 1. Widmo emisji radiofonicznej w dwu sąsiednich kanałach

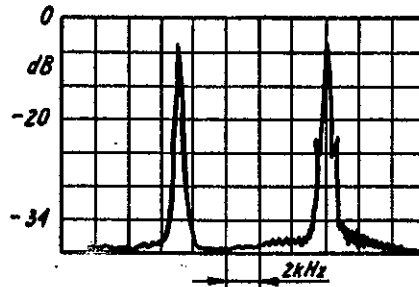


Rys. 2. Charakterystyki selektywności odbiorników

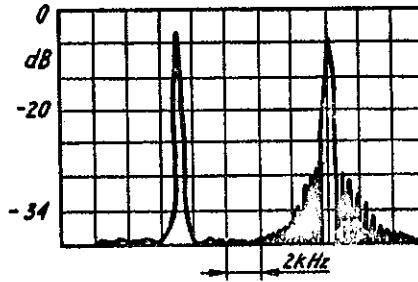
/1/ - odbiornik laboratoryjny, /2/ - odbiornik wg EBU, /3/ - odbiornik rynkowy



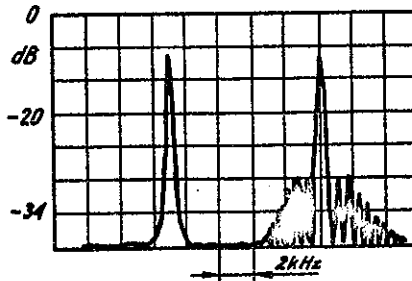
Rys. 3. Charakterystyka filtra dolnoprzepustowego m. cz. o częstotliwości granicznej  $f_{gr} = 4,5$  kHz i stromości zbocza 60 dB na oktawę



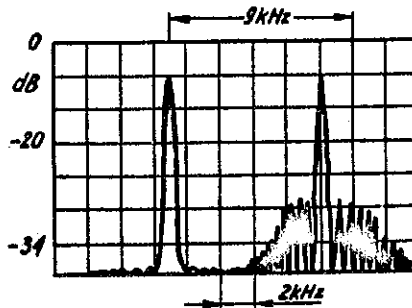
Rys. 4. Oscylogram dla rynkowego odbiornika o selektywności wg /3/ z rys.2



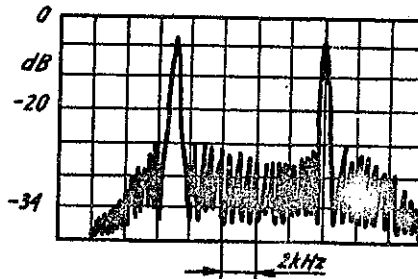
Rys. 5. Oscylogram dla odbiornika EBU o selektywności wg /2/ z rys. 2



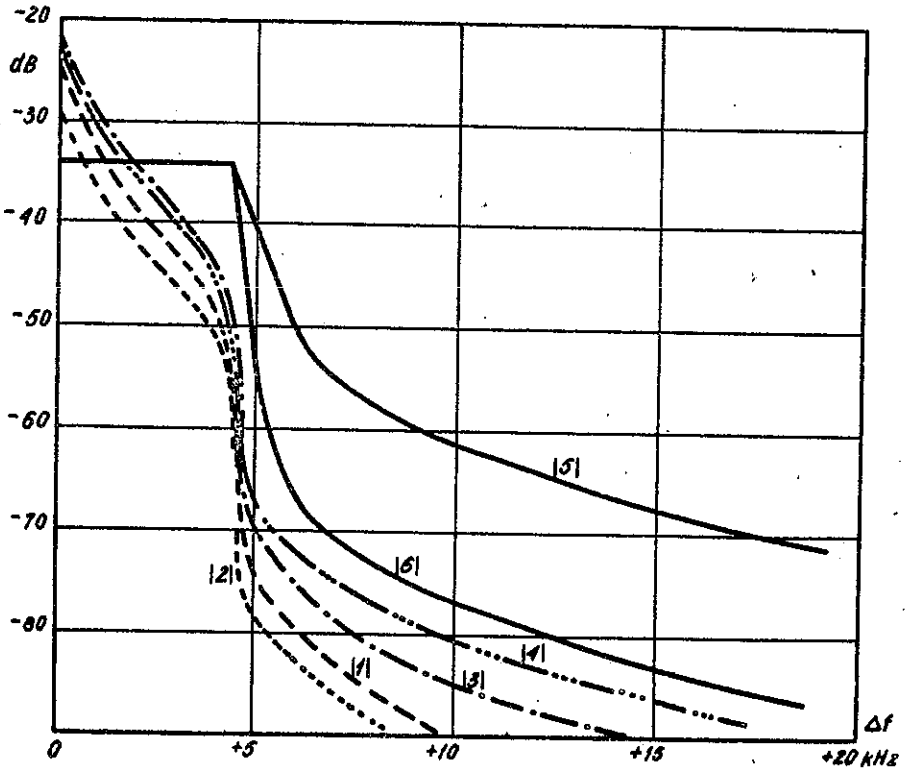
Rys. 6. Oscylogram dla odbiornika laboratoryjnego o selektywności wg /1/ z rys. 2



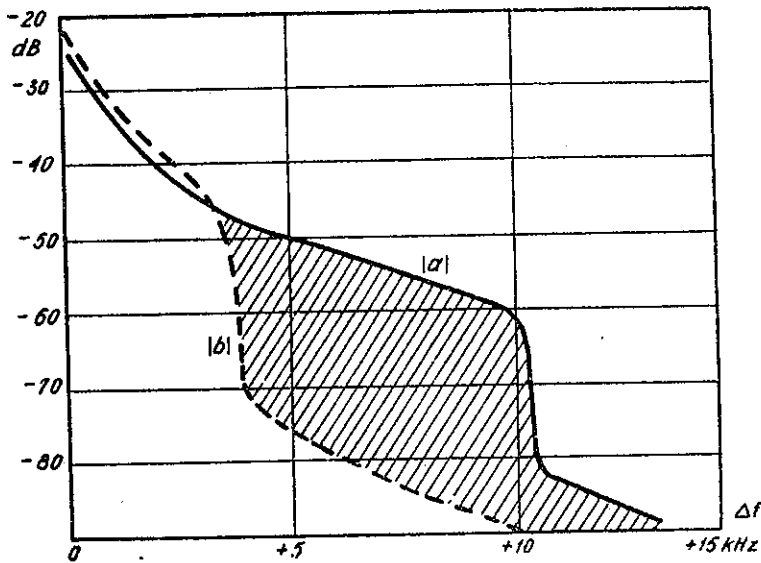
Rys. 7. Oscylogram dla odbiornika laboratoryjnego o selektywności wg /1/ z rys. 2 przy emisji bez filtru ograniczającego



Rys. 8. Oscylogram widma białego szumu emitowanego przez oba nadajniki bez filtrów

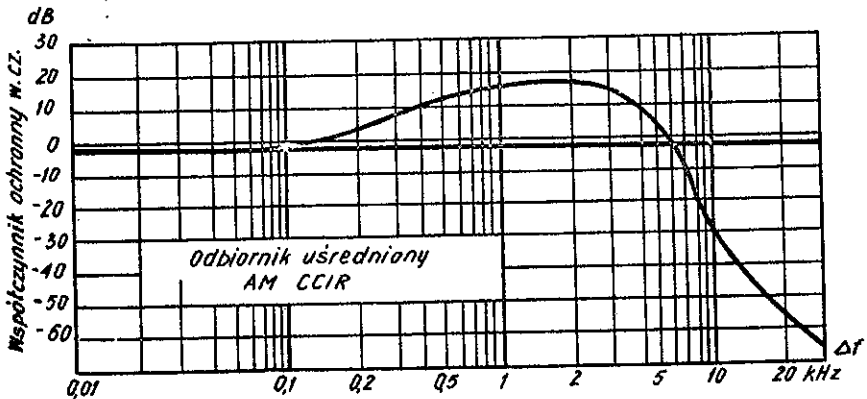


Rys. 9. Wpływ zmian głębokości modulacji nadajnika, przy zawężeniu widma na względną wartość zakłóceń dla różnych odstrożeń  
 1/1 -  $m = 35\%$ , 1/2 -  $m = 21\%$ , 1/3 -  $m = 50\%$ , 1/4 -  $m = 35\%$  duże  $h_x$ , 1/5 -  
 - graniczna CCIR, 1/6 - zalecana w NRF



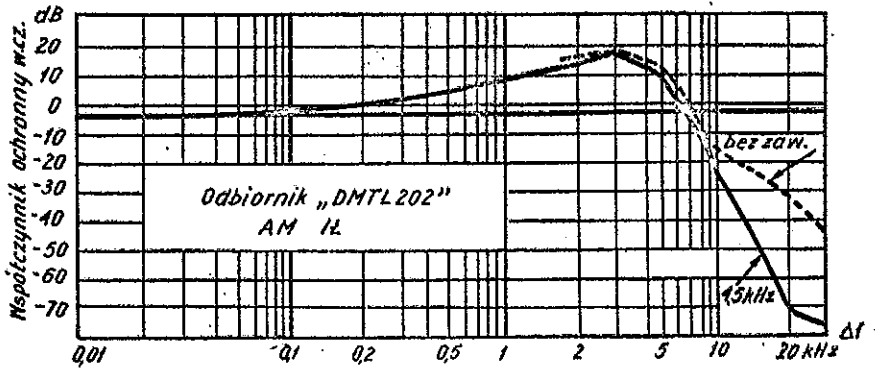
Rys. 10. Wpływ zawężenia widma emitowanych sygnałów na względny poziom zakłóceń przy odstrojeniu  $\Delta f$

a/ przy  $f_{gr} = 11,2$  kHz; b/ przy  $f_{gr} = 4,5$  kHz



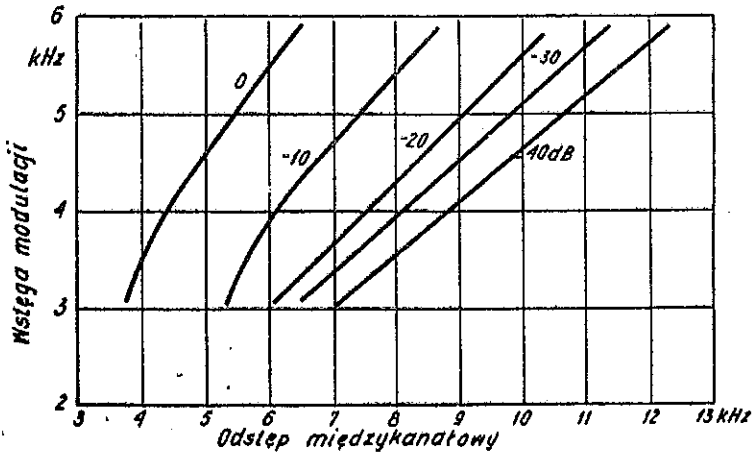
Rys. 11. Przebieg współczynnika ochronnego w.c.z. w funkcji odstrojenia  $\Delta f$  dla stosunku wytlumienia zakłóceń m.c.z. 40 dB i dynamiki audycji po kompresji 30 dB dla fal średnich i długich wg CCIR



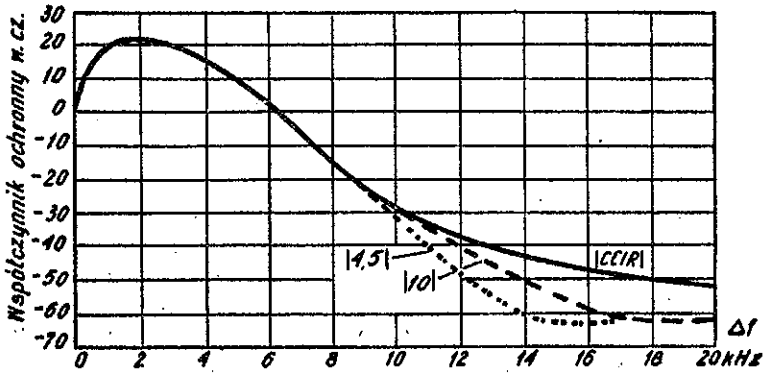


Rys. 12. Przebieg współczynnika ochronnego w.c.z. w funkcji odstrojenia  $\Delta f$  dla stosunku wytłumienia zakłóceń m.cz. 30 dB i wstęgi zawężanej do 4,5 kHz dla odbiornika krajowego przy 1 MHz wg IŁ

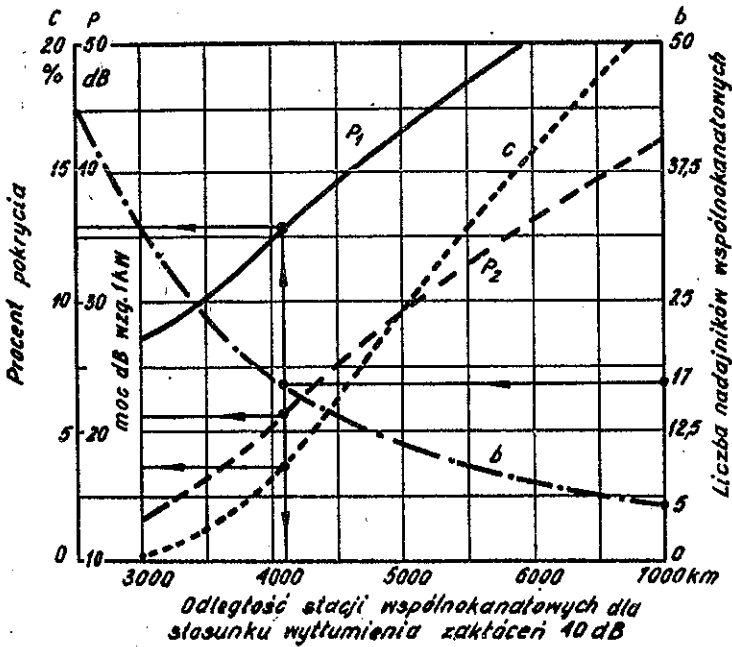
Dla porównania podano przebieg również bez zawężania



Rys. 13. Wartość współczynnika ochronnego w.c.z. w zależności od odstrojenia międzykanałowego i szerokości wstęgi modulacji wg CCIR



Rys. 14. Wartość współczynnika ochronnego w.c.z. w zależności od stopnia ograniczenia widma wstęp bocznych wg CCIR



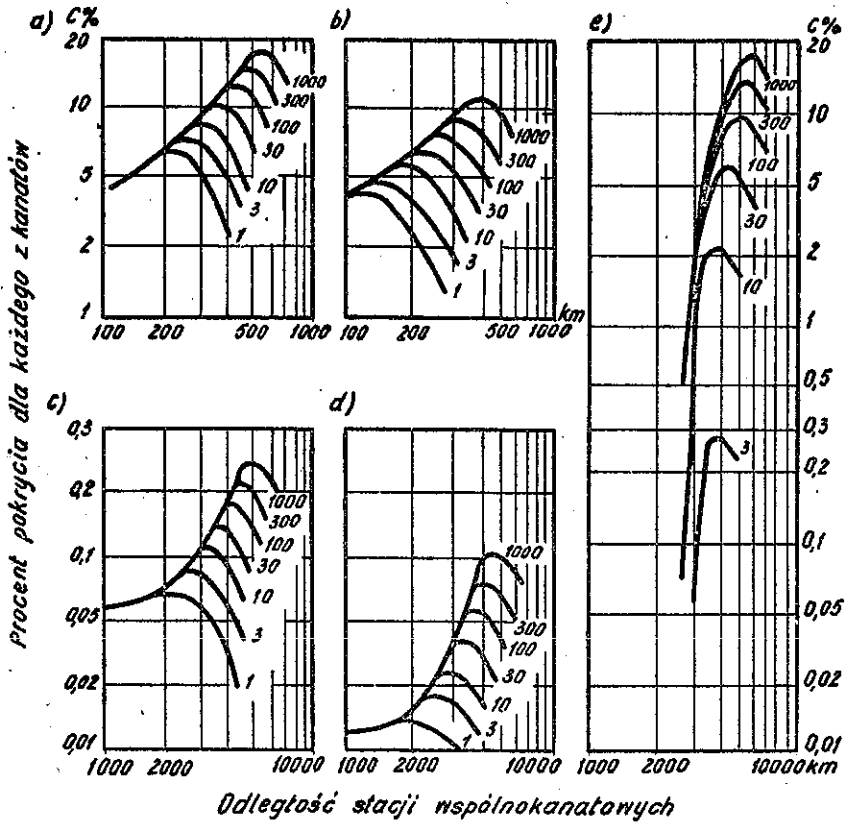
Rys. 16. Nomogram dla stacji współkanałowych

$P$  - moc dla uzyskania pola 74 dB wzg. 1  $\mu\text{V}/\text{m}$

$P_1$  - moc dla uzyskania pola 60 dB wzg. 1  $\mu\text{V}/\text{m}$

$b^2$  - liczba stacji współkanałowych

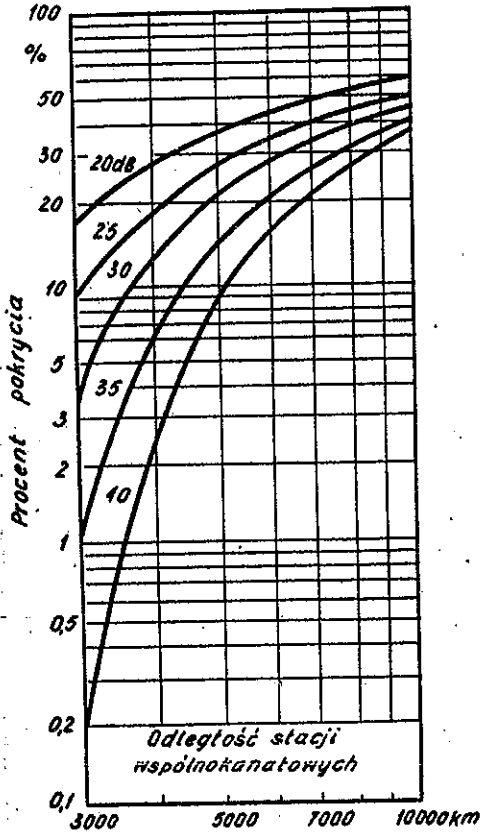
$c$  - procent pokrycia dla każdego z kanałów wg CCIR



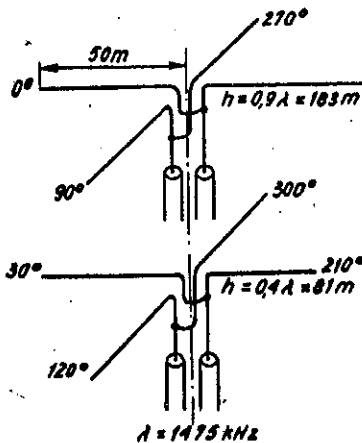
Rys. 15. Procenty pokrycia dla każdego z kanałów stacji współkanałowych zlokalizowanych w odległościach podanych dla różnych warunków propagacyjnych wg tabeli:

a/ fala przyziemna - 3	fala przyziemna	dzień
b/ fala przyziemna - 1	fala przyziemna	dzień
c/ fala przyziemna - 3	fala jonosferyczna	noc
d/ fala przyziemna - 1	fala jonosferyczna	noc
e/ fala jonosferyczna	fala jonosferyczna	noc

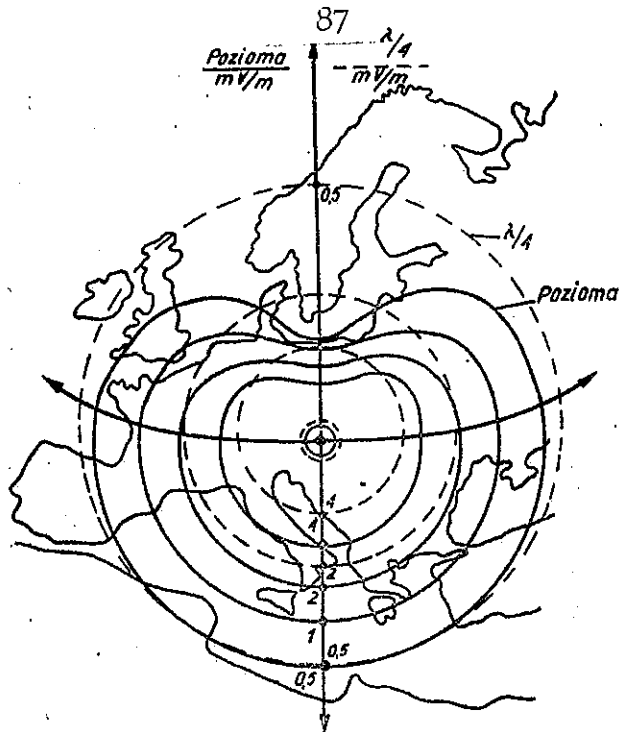
Częstotliwość 1 MHz, natężenie pola 61 dB, współczynnik tłumienia 40 dB



Rys. 17. Współczynnik pokrycia dla stacji współkanałowych przy różnym stosunku wy tłumienia zakłóceń



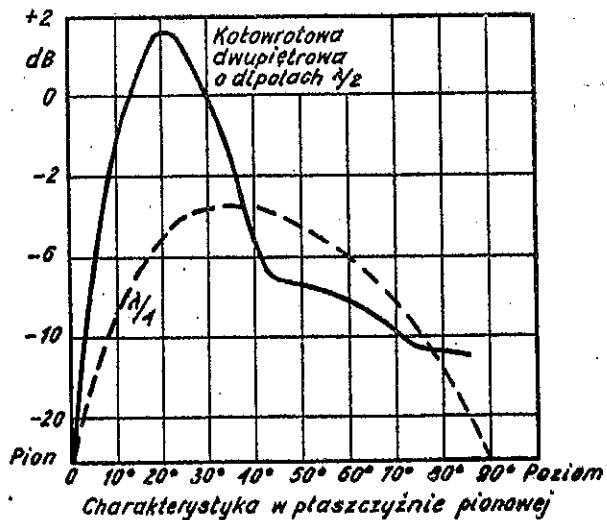
Rys. 18. Dwupoziomowa antena kołwrotowa o poziomej polaryzacji fali na jednym maszcie nośnym, rozpięta między czterema odciegami. Każdy z dipoli ma  $100\text{ m} = \lambda/2$



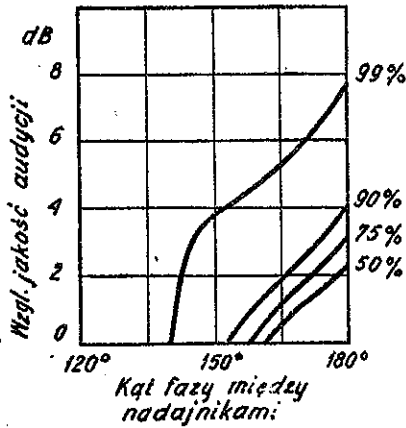
Rys. 19. Wyniki obliczeń przewidywanych zasięgów nadajnika o mocy 1,2 MW

z anteną o polaryzacji poziomej ———

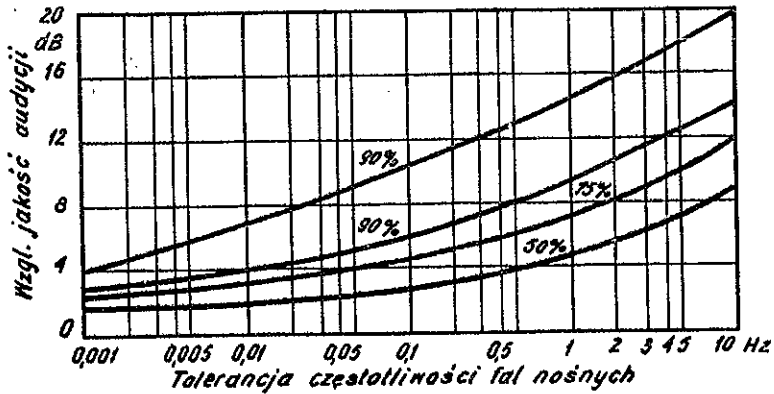
oraz anteną porównawczą  $\lambda/4$  - - - -



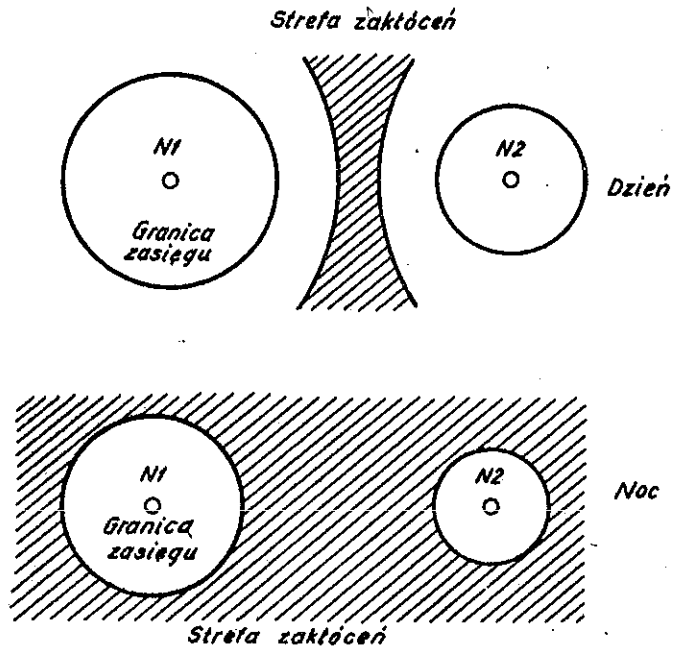
Rys. 20. Charakterystyka pionowa anteny kołwrotowej promieniowania i porównawczej  $\lambda/4$



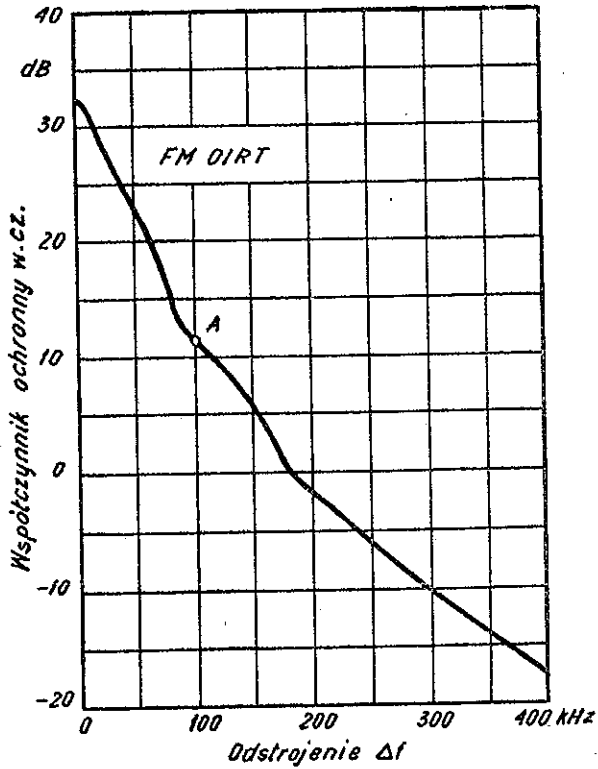
Rys. 21. Ocena w procentach względnej jakości audycji przy zmianach kąta fazy sygnałów synchronizowanych w stopniach i wynikający z tego niezbędny wzrost w dB współczynnika ochronnego wg CCIR



Rys. 22. Ocena w procentach względnej jakości audycji przy zmianach tolerancji częstotliwości fal nośnych i wynikający z tego niezbędny wzrost w dB współczynnika ochronnego wg CCIR

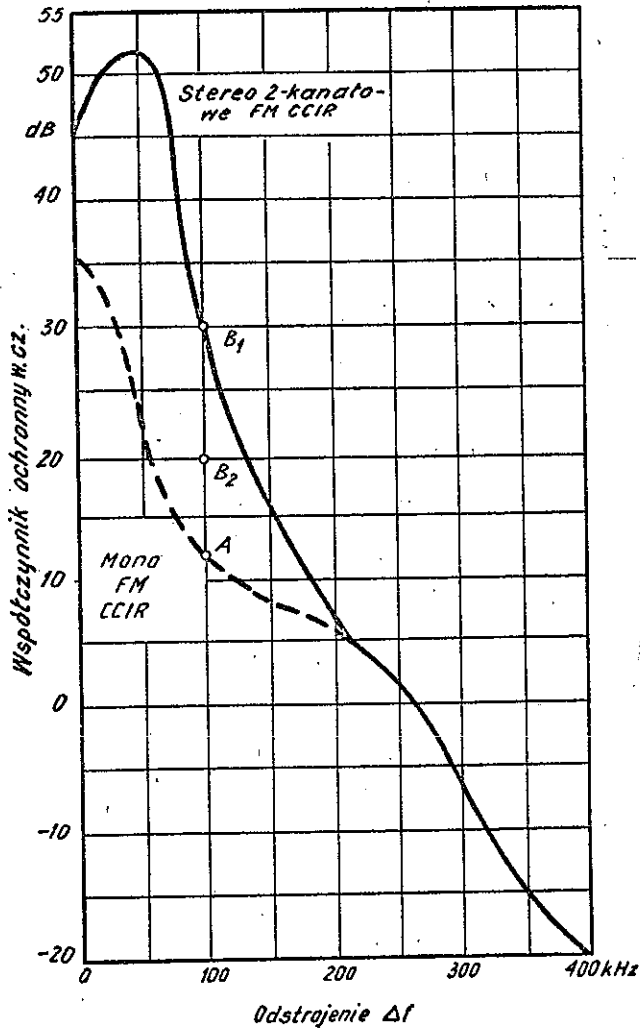


Rys. 23. Poglądowe przedstawienie stref zakłóceń odbioru stacji synchronizowanych w zależności od pory doby

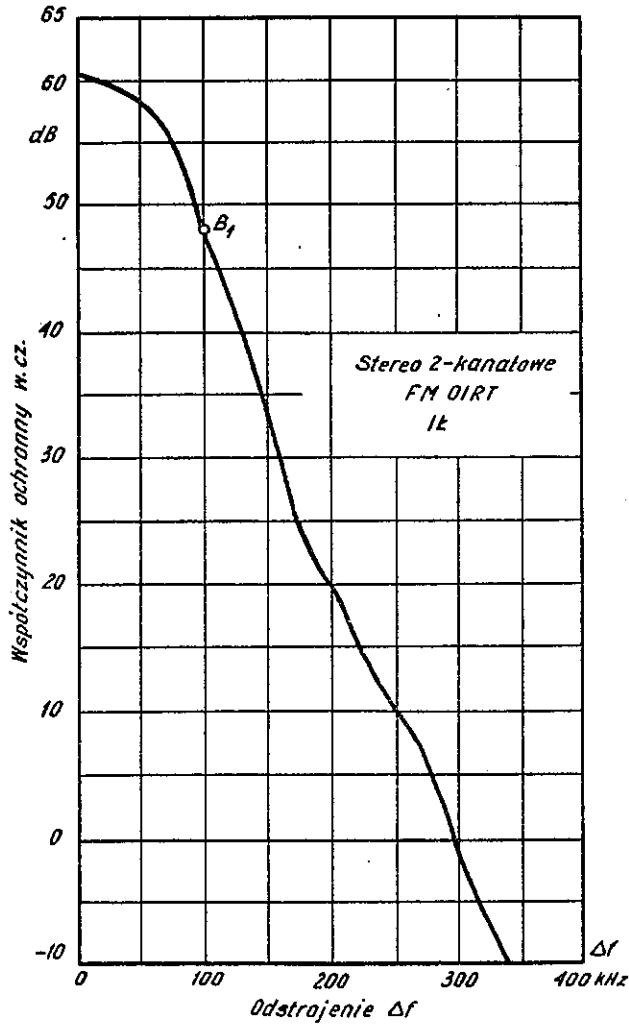


Rys. 24. Wartość współczynnika ochronnego dla sygnałów w.cz. w funkcji odstrojenia  $\Delta f$  i dewiacji maksymalnej  $\pm 50$  kHz przy stosowaniu preemfazy  $50 \mu s$  w emisjach FM typu OIRT wg CCIR

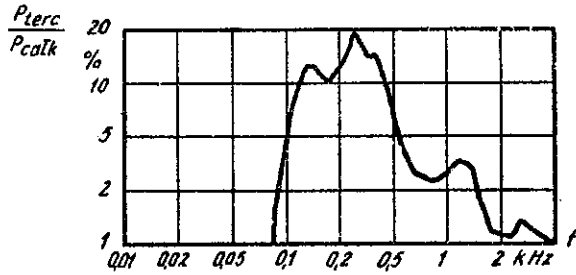




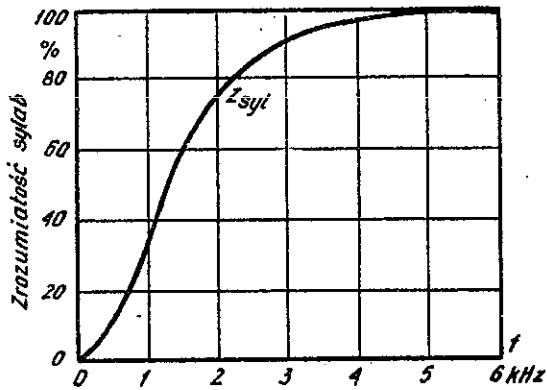
Rys. 25: Wartość współczynnika ochronnego dla sygnałów w.c.z. w funkcji odstrojenia  $\Delta f$  przy 2-kanalowej stereofonii w systemie z tonem pilotującym dla dewiacji  $\pm 75$  kHz i zakresu częstotliwości 87,5 do 108 MHz z filtrem obcinającym powyżej 53 kHz wg CCIR



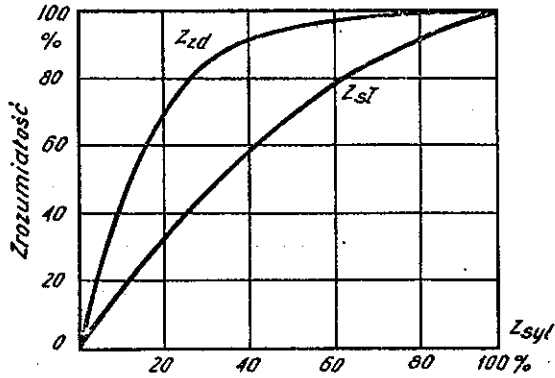
Rys. 26. Uśredniona wartość współczynnika ochronnego dla sygnałów w.cz. w funkcji odstrojenia  $\Delta f$  i dewiacji maksymalnej  $\pm 50$  kHz przy stosowaniu preemfazy 50  $\mu$ s dla 2-kanalowej stereofonii OIRT w systemie z tonem pilotującym; pomiary wg IŁ.



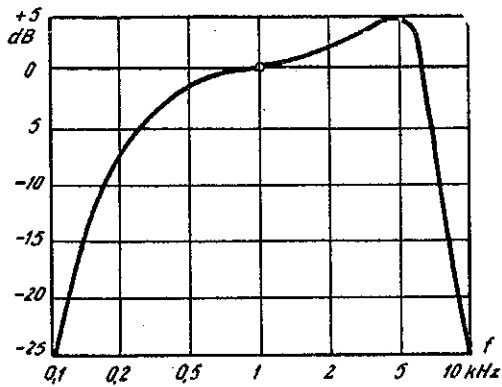
Rys. 27. Widmo średniej mocy sygnałów w pasmach tercjowych



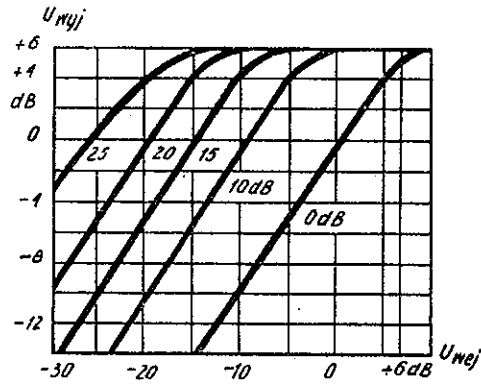
Rys. 28. Zależność zrozumiałości sylab od górnej częstotliwości granicznej filtru ograniczającego wstęgę sygnałów m. cz.



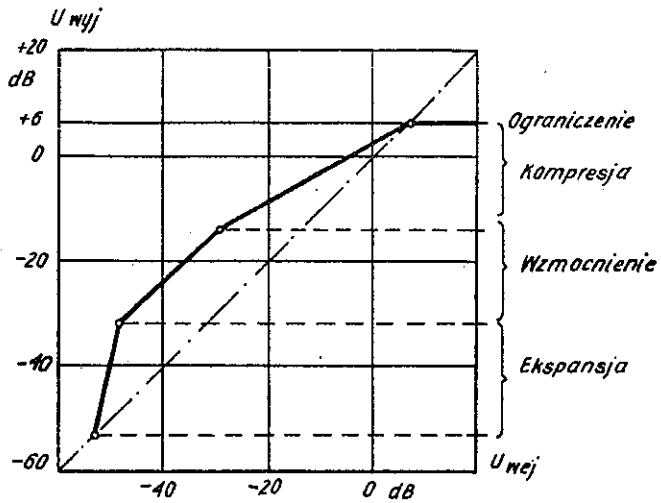
Rys. 29. Zależność zrozumiałości słów i zrozumiałości zdań od zrozumiałości sylab



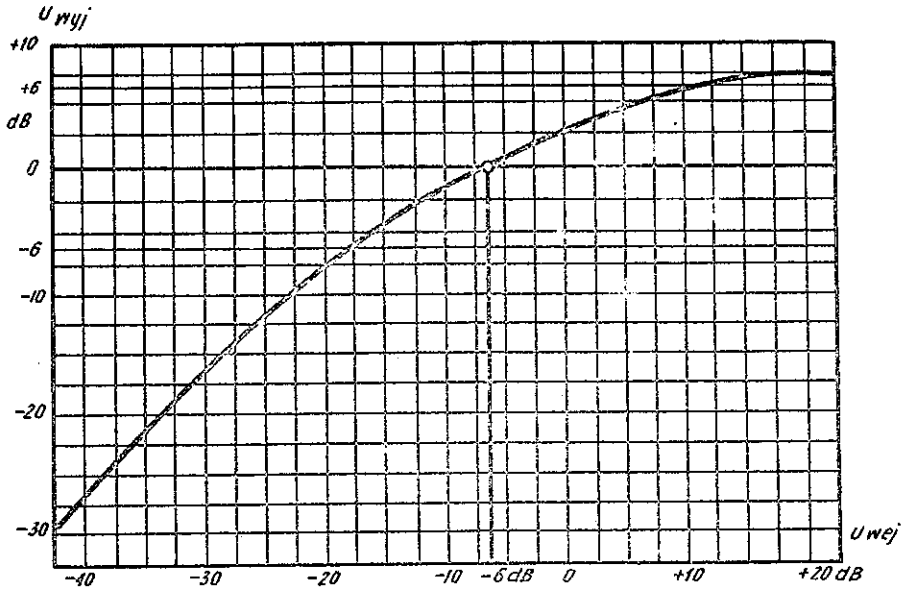
Rys. 30. Charakterystyka kształtująca zniekształceń linearnych dla optymalnej zrozumiałości mowy i wyrazistości muzyki



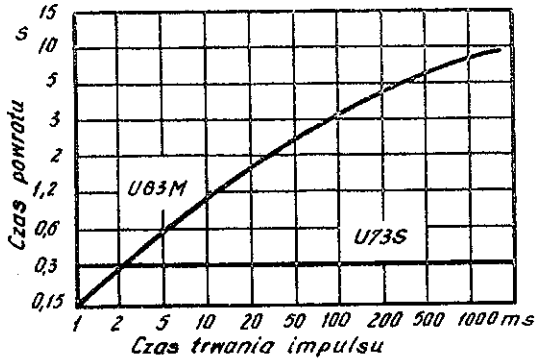
Rys. 31. Charakterystyka komparatora-ogranicznika z różnymi stopniami poziomu ograniczania



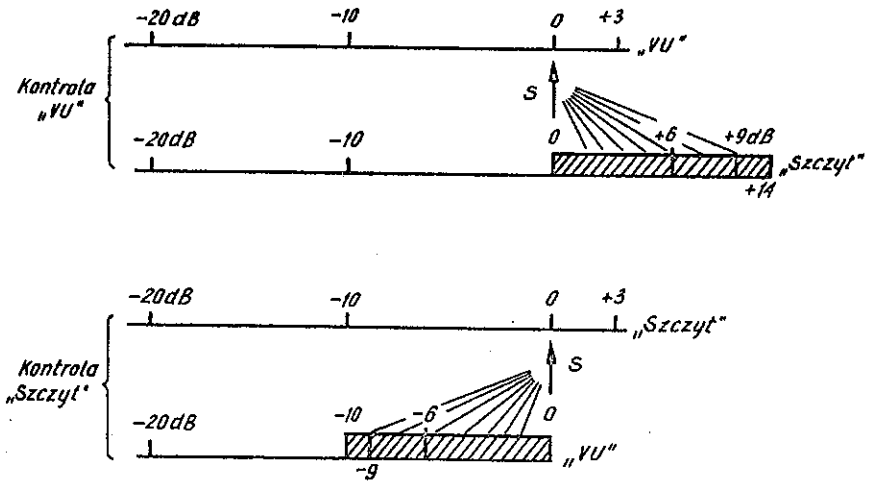
Rys. 32. Charakterystyka komparatora radiofonicznego jednej z firm NRF



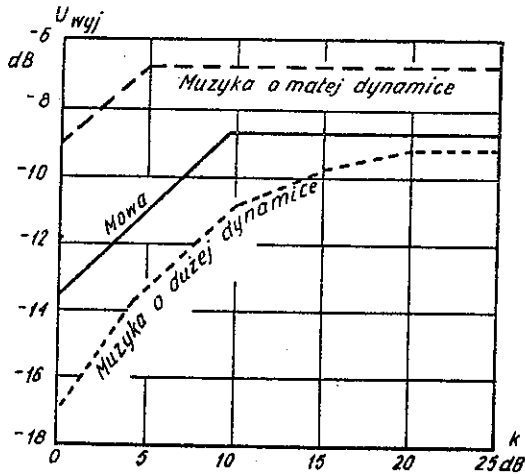
Rys. 33. Charakterystyka komparatora BBC dla radiofonii dł. i śr. falowej



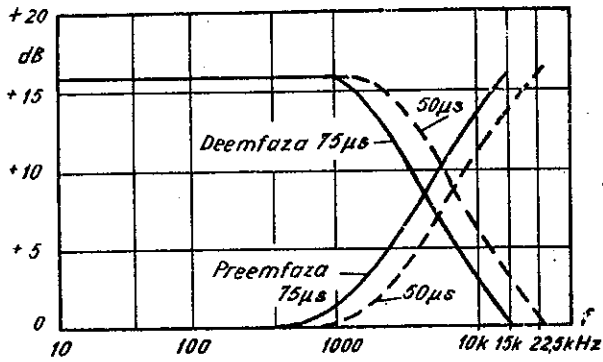
Rys. 34. Czas powrotu wzmacniacza w komparatorze typu U83M i ograniczniku typu U73S



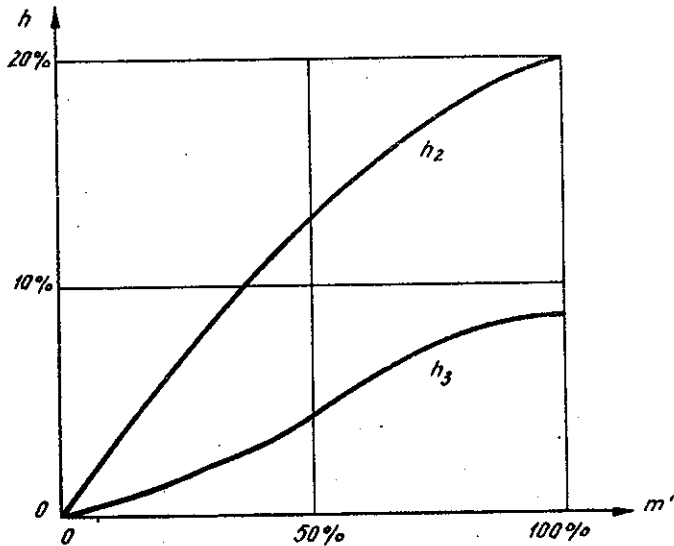
Rys. 35. Porównanie zakresu możliwych wskazań mierników przy kontroli poziomu typu "VU" oraz "wartości szczytowej", wówczas gdy drugi z mierników dołączony jest do niego równoległe



Rys. 36. Średni poziom różnego rodzaju audycji odniesiony do wartości szczytowych przy różnym stopniu kompresji  $k_{dB}$

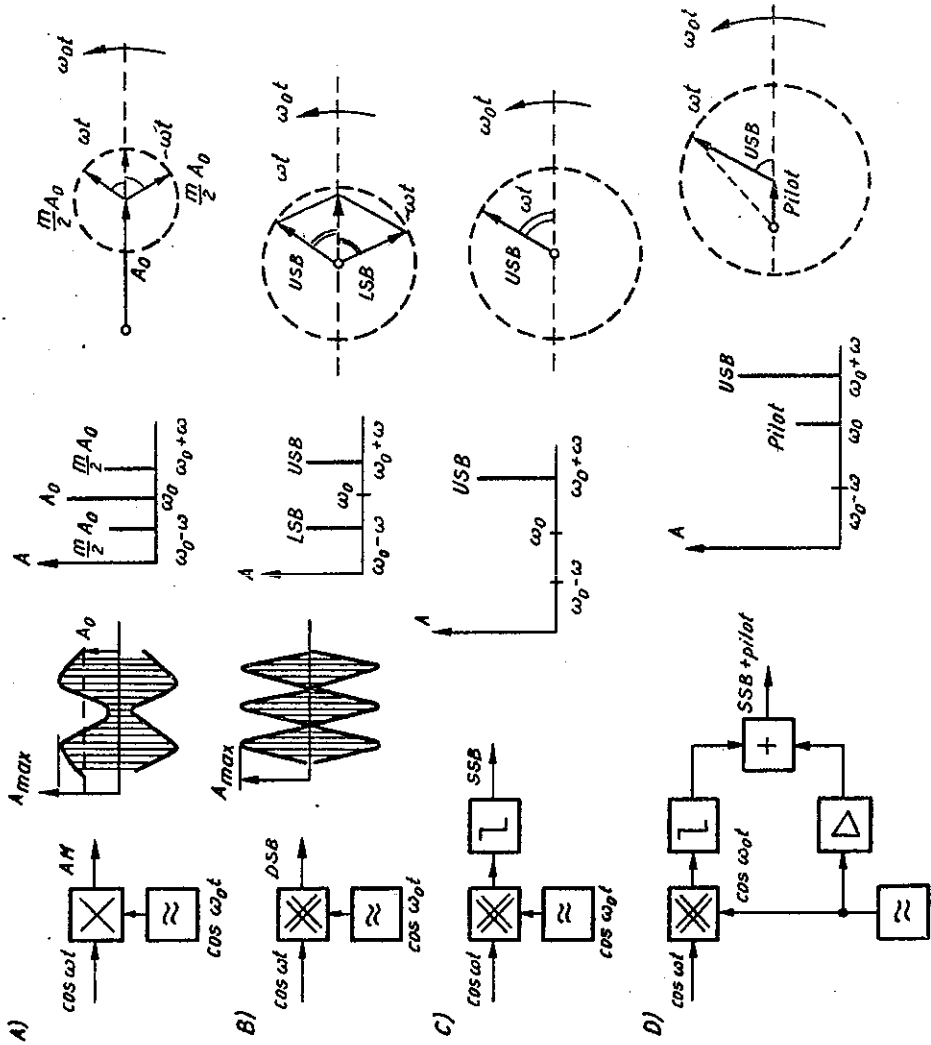


Rys. 37. Przebieg korekcji zwany preemfazą lub deemfazą w nadajnikach i odbiornikach FM w zależności od stałej czasu RC

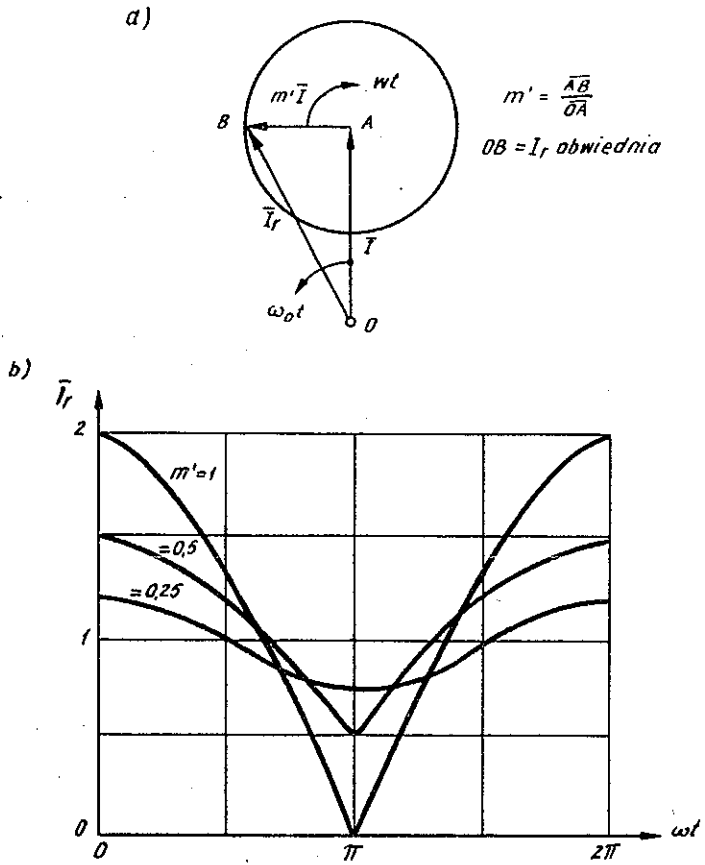


Rys. 40. Zniekształcenia harmoniczne obwiedni przy modulacji SSB z nie tłumioną falą nośną w funkcji głębokości modulacji przebiegu w.c.z.

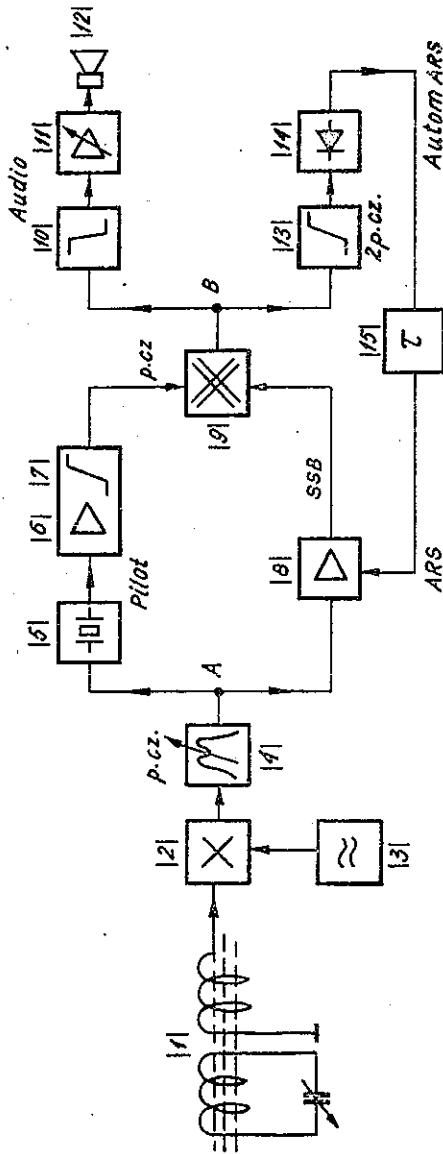




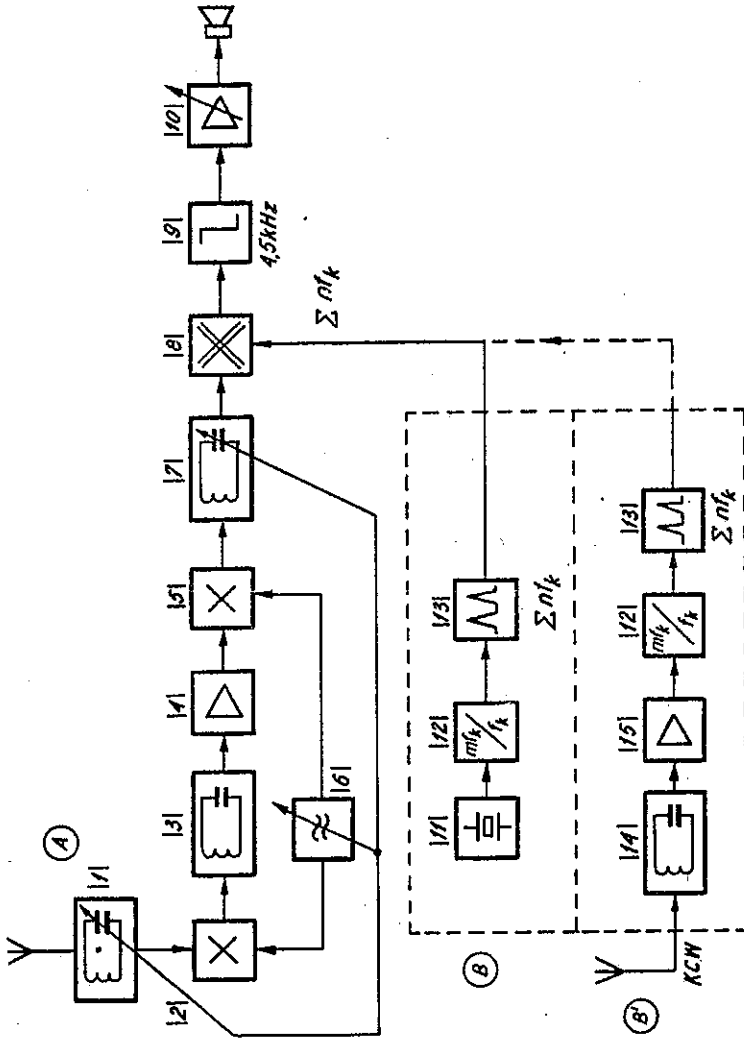
Rys. 38. A/ modulacja AM, B/ modulacja DSB, C/ modulacja SSB, D/ modulacja SSB + pilot



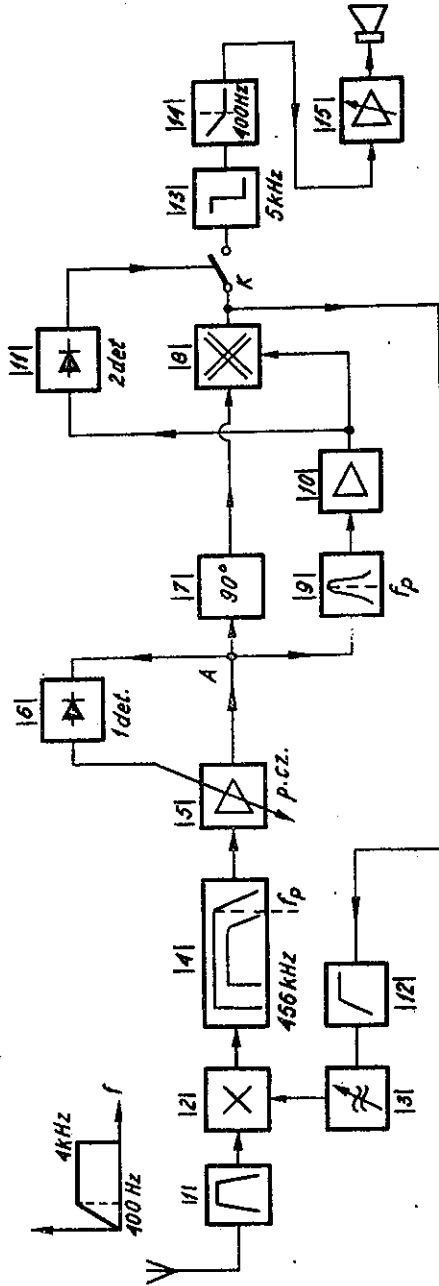
Rys. 39. Prąd przy modulacji SSB z nie tłumioną falą nośną: a/ wykres wektorowy, b/ obwiednia prądu



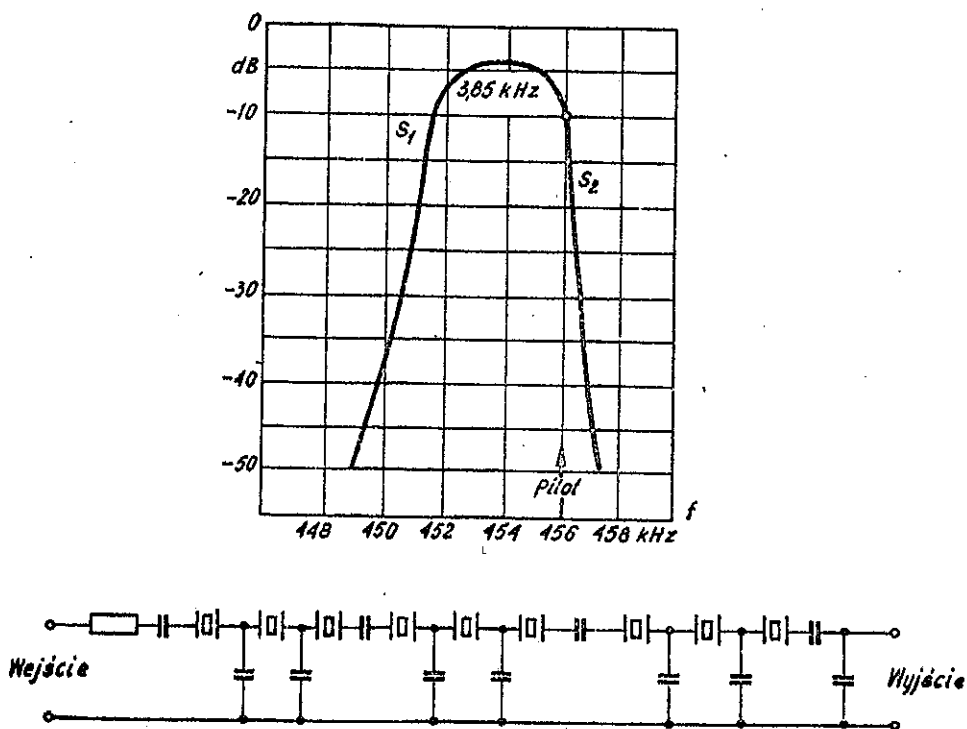
Rys. 41. Układ blokowy odbiornika synchronicznego dla radiofonii jednostęgowej



Rys. 42. Układ blokowy odbiornika z retrokonwersją dla radiofonii jednowstępowej



Rys. 43. Układ blokowy odbiornika dla radiofonii jednostęgowej z pilotem -6 dB



Rys. 44. Układ elektryczny 9-krotnego filtra ceramicznego oraz jego charakterystyka tłumienia; stromość zboczy wynosi:

$$S_1 = 19,4 \text{ dB/kHz}, \quad S_2 = 34,4 \text{ dB/kHz}$$



