

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
WARSZAWA-MIEDZESZYN

PROBLEMY

ŁĄCZNOŚCI

150

1976

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

ROK 16

WARSZAWA 1976

NR 150

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

Branżowy Ośrodek
Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Redakcja Problemów Łączności

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

Redaktorzy działów:

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

Adres Redakcji:

Instytut Łączności

Branżowy Ośrodek

Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1.

NA PRAWACII RĘKOPISU - DO UŻYTKU SŁUŻBOWEGO

Redaktor: J. Borkowska

Montaż tekstu: B. Drabik

Dział Wydawniczy Instytutu Łączności
Format B5. Nakład 590. Wpłynęło do
Działu Wydawniczego 18.04.1976 r.
Druk ukończono we wrześniu 1976 r.

PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

Stanisław Sypniewski

NOWOCZESNE NADAJNIKI RADIOFONICZNE

SPIS TREŚCI

	Str.
1. Wstęp	1
2. Nadajniki radiofoniczne o modulacji amplitudowej /AM/	2
2.1. Konsekwencje wynikające z ujednoliconego sposobu planowania sieci stacji radiofonicznych regionu europejskiego i przyległych terenów	2
2.2. Ograniczenia uwarunkowane stosowaniem dużych głębokości modulacji w nadajnikach	7
2.3. Analiza wpływu reaktancji transformatora modulatoryjnego	10
2.4. Analiza zachowania się wzmacniacza przy przebiegach impulsowych w torze sygnałów modulujących	16
2.5. Zagadnienie tzw. supermodulacji	21
2.6. Porównanie najczęściej stosowanych układów modulatorów amplitudowych	23
2.7. Układy rezonansowych wzmacniaczy klasy D_{wcz} w nadajnikach	41
2.8. Perspektywa stosowania układów o podwyższonej sprawności w nadajnikach średniej i dużej mocy	47

	Str.
2.9. Zagadnienie poprawy jakości transmisji radiofonicznej przy zawężonej wstędze sygnałów modulujących	50
2.10. Nowe kierunki w radiofonii krótkofalowej	57
2.11. Zagadnienia ekonomiczno-techniczne radiofonicznej techniki nadawczej z modulacją amplitudową	65
3. Nadajniki radiofoniczne o modulacji częstotliwościowej /FM/	67
3.1. Praca zwielokrotniona /multipleksowa/ nadajników UKF/FM	73
3.2. Dodatkowe, pozastereofoniczne, multipleksowe wykorzystanie nadajników UKF/FM	82
3.3. Prognozy rozwiązań zintegrowanych: antena - nadajnik	90
Wykaz literatury	92

STANISŁAW SYPNIEWSKI

621.396.712

NOWOCZESNE NADAJNIKI RADIOFONICZNE

1. WSTĘP

Publikacja niniejsza stanowi przegląd tendencji, jakie wykształciły się w ostatnim dziesięcioleciu w dziedzinie budowy nadajników radiowych przeznaczonych przede wszystkim do pracy w radiofonii.

W ten sposób zostaną kolejno omówione wybrane zagadnienia dotyczące współczesnej ewolucji najbardziej rozpowszechnionych urządzeń nadawczych typu stacjonarnego, które są użytkowane szeroko we wszystkich krajach i stanowią produkt wysoce wyspecjalizowanych zakładów produkcyjnych.

Na wstępie należy podkreślić, że postęp technologiczny ostatniego dziesięciolecia w elektronice, a szczególnie ugruntowana powszechność stosowania aktywnych elementów półprzewodnikowych wywarła decydujący wpływ również i na sposoby rozwiązywania urządzeń nadawczych.

Wspomniana tendencja, uzasadniona ogólnie znanymi względami, zadecydowała o zaistniałej ewolucji sposobów rozwiązywania urządzeń zwłaszcza dlatego, że przy tranzystoryzacji staje się możliwe znaczne uproszczenie układowe. Uproszczenie to wynika w porównaniu do klasycznych rozwiązań lampowych również z faktu wzrostu niezawodności działania sprzętu, umożliwiającego jego pracę

bezobsługową. Równocześnie właściwe tranzystorom ograniczenie poziomu mocy oddawanej do rezystancji użytecznej, w porównaniu do uzyskiwanego przy stosowaniu tradycyjnych lamp elektronowych, ustaliło możliwy dla nich zakres zastosowań w tej dziedzinie techniki.

W rezultacie współczesne nadajniki znacznie odbiegają w swej budowie od powszechnie znanych i opisywanych szeroko w literaturze technicznej wzorów wcześniejszych, pochodzących niejednokrotnie zaledwie sprzed kilkunastu lat.

2. NADAJNIKI RADIOFONICZNE O MODULACJI AMPLITUDOWEJ /AM/

2.1. Konsekwencje wynikające z ujednolitego sposobu planowania sieci stacji radiofonicznych regionu europejskiego i przyległych terenów

Wysoce niezadowolający stan warunków odbioru emisji w sieci stacji radiofonicznych Europy, Afryki i Azji użytkujących zakresy fal średnich i długich, będący podstawowym tematem zwołanej przez UIT Administracyjnej Konferencji Radiofonicznej /Genewa 1974/75/ obradującej ostatnio nad propozycjami nowego podziału częstotliwości w tym rejonie świata, wywierał już od szeregu lat przemożny wpływ na tendencje rozwojowe techniki nadawczej stosującej modulację amplitudową.

Pogarszające się warunki odbioru abonenckiego emitowanych programów radiofonicznych, wywołane nieskoordynowaną budową wielu nowych stacji nadawczych o coraz większych mocach promie-

niowanych, wyzwoliły liczne prace zmierzające do chociaż częściowego złagodzenia narastających trudności. Prace te ze zrozumiałych względów wynikały z konieczności powszechnego przyjęcia międzynarodowo uzgodnionych zasad planowania sieci stacji radiofonicznych, co wymagało w regionie europejskim ustalenia:

- a/ ujednoczonego odstępu częstotliwości międzykanałowych poszczególnych stacji,
- b/ współczynnika ochronnego, obowiązującego przy planowaniu dla każdego rodzaju emisji osobno,
- c/ zajmowanej szerokości pasma częstotliwości przy dwuwstęgowej emisji amplitudowo modulowanych sygnałów,
- d/ obowiązku kształtowania wstęgi sygnałów modulujących,
- e/ poziomu mocy fal nośnych i stosowanej głębokości modulacji,
- f/ zespołu wymagań przy stosowaniu emisji wspólnokanałowych,
- g/ zespołu wymagań niezbędnych przy stosowaniu stacji synchronizowanych,
- h/ sposobu postępowania związanego z perspektywą wprowadzenia w przyszłości bardziej dogodnego systemu modulacji jednowstęgowej.

Z powyżej wyszczególnionych zasadniczych problemów, decydujących o jednolitym planowaniu sieci radiofonicznej, bezpośredni wpływ na budowę nadajników z modulacją AM mają te z nich, które podano w punktach: c/, d/, e/, g/ no i oczywiście w p. h.

Oдноśnie punktu c/ ogólnie wiadomo, że szerokość pasma często-

tliwości zajmowanego przez widmo emisji przy dwuwstęgowej modulacji amplitudowej odpowiada dwukrotnej szerokości wstęgi częstotliwości sygnałów modulujących. Dotychczasowe normy dla modulacji typu AM w radiofonii przyjmowały wstęgę sygnałów akustycznych o szerokości do 10 kHz, jako obowiązującą ze względów elektroakustycznej wierności reprodukcji programów muzycznych.

Ponieważ jednak w sieci stacji średnio i długofalowych należy się liczyć z międzynarodowym ustaleniem odstępu częstotliwości międzykanałowych na 9 kHz, chcąc więc zredukować istniejące dotąd nagminnie wzajemne interferencje stacji sąsiedniokanałowych należy kompromisowo ograniczyć wstęgę akustycznych sygnałów modulujących do ok. 4,5 kHz, co dotąd powszechnie nie obowiązywało /rys. 1/x/.

Decyzja taka pociąga za sobą konieczność odejścia od płaskoliniowej charakterystyki częstotliwości toru modulacji, będącej niewzruszonym kanonem wszystkich klasycznych urządzeń radiofonicznych z lat ubiegłych i przyjęcia odpowiedniego kształtowania wstęgi sygnałów modulujących /rys. 2/. Ograniczenie szerokości wstęgi sygnałów modulujących o ponad połowę, w stosunku do stanu dotychczasowego, pozwala w tych warunkach na zachowanie wymaganej równowagi akustycznej audycji i umożliwia optymalne poprawienie zrozumiałości mowy /porównaj [1] /.

Równocześnie powszechność stosowania w zaawansowanych radiofoniach europejskich procesu kompresji dynamiki audycji prowadzi do zasadniczo zmienionych wymagań technicznych na cały

^{x/} Wszystkie rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.

tor wzmacniaczy modulujących nadajnika radiofonicznego.

Uwzględniając teoretyczne wymagania elektroakustyki należy wyraźnie stwierdzić, że opisane tu metody postępowania niewątpliwie stanowią pewien kompromis odnośnie wierności reprodukcji zwłaszcza programów muzycznych. Zważywszy fakt stopniowego przemieszczania się programów typu Hi-Fi na fale ultrakrótkie, zapewniające abonentom znacznie wyższe parametry jakościowe przy odsłuchu, oraz położenie głównego nacisku programowego, w radiofonti o modulacji amplitudowej, na audycje informacyjno-słowne, mimo wszystko uważa się ten kompromis za dostatecznie uzasadniony.

Równocześnie należy pamiętać, że stosując niezależnie od kompromisu omawianego kompresję dynamiki audycji uzyskuje się znaczne zwiększenie średniej głębokości modulacji nadajników, co przyczynia się do wyraźnej poprawy słyszalności audycji u abonentów.

Z powyższego wynika, że współczesny nadajnik radiofoniczny zwykle jest, lub w najbliższej przyszłości będzie, budowany na węższą szerokość wstęgi częstotliwości sygnałów modulujących. Równocześnie termicznie i mocowo nadajnik taki będzie musiał dopuszczać pracę ciągłą przy dużych średnich głębokościach modulacji, co dotąd nie obowiązywało.

Przy tendencjach do budowy coraz większych jednostek dziś często przekraczających poziom mocy 1000 kW na fali nośnej jest to warunek, który w systemie z dwuwstęgową modulacją amplitudy przy projektowaniu nadajnika musi być pieczołowicie uwzględniany i pociąga za sobą określone konsekwencje układowe, zwłaszcza dla klasycznego sposobu rozwiązywania kaskady wzmacniaczy modulujących i ich transformatora wyjściowego klasy B.

Odnośnie p. d/ dotyczącego kształtowania wstęgi sygnałów, należy stwierdzić, że w stopniach wstępnych toru wzmacniaczy modulujących wymagane jest w tym przypadku zastosowanie odpowiedniego korektora, a wielokrotnie również układu ogranicznika dynamiki /kompresora względnie kompandora/ audycji emitowanych przez nadajnik.

Odnośnie p. e/ dotyczącego poziomu fali nośnych, typoszereg budowanych nadajników radiofonicznych, pracujących na falach średnich i długich zróżnicowany został do czterech większych grup urządzeń.

Do pierwszej z nich należy zaliczyć nadajniki małe, o mocy fali nośnej 1 kW, które wg uzgodnień z Genewy /1975/ mają znaczenie jedynie lokalne mogą być uruchamiane zgodnie z planem w miarę wzrastających potrzeb jedynie na tzw. falach /LPC/, czyli kanałach stacji małych mocy /1485 kHz, 1584 kHz oraz 1602 kHz/, bez konieczności dokonywania wielostronnych uzgodnień przez poszczególne administracje krajowe.

Do drugiej grupy typoszeregu należy zaliczyć nadajniki o mocach 10 do 100 kW przewidziane Międzynarodowym Planem Częstotliwości /MPC/ do pracy w ściśle określonych, lokalnych sieciach synchronizowanych.

Do trzeciej grupy typoszeregu zalicza się nadajniki średniej mocy, a więc rzędu 100 kW do 300 kW pracujące indywidualnie, zgodnie z planem MPC.

Do ostatniej grupy typoszeregu zaliczamy nadajniki o mocach najwyższych /300 kW do 2000 kW/ i ściśle uzgodnionych parametrach przewidzianych w MPC.

2.2. Ograniczenia uwarunkowane stosowaniem dużych głębokości modulacji w nadajnikach

Preferowane stosowanie dużych średnich głębokości modulacji, uzyskiwanych najczęściej dzięki sztucznej kompresji dynamiki audycji, wymaga wprowadzenia w tor wzmacniaczy modulujących nadajnika, poza ogranicznikiem chwilowych przemodulowań, również kompandera o właściwie nastawianym przebiegu charakterystyki: napięcie wyjściowe w funkcji napięcia wejściowego /porównaj rys. 3/.

Wymagania techniczne na ten typ urządzeń elektroakustycznych ciągle jeszcze są ulepszane i stanowią odrębną oraz dostatecznie obszerną dziedzinę, która wykracza poza ramy niniejszej publikacji. Tym niemniej eksploatacja nadajników radiofonicznych uczy, że średni poziom sygnałów modulujących przychodzących z rozgłośni do nadajnika trudno uważać za staty, a co gorsza należy się liczyć z częstym pojawianiem się tendencji do chwilowych przemodulowań, zwłaszcza występujących przy komutacji różnych źródeł programu. W związku z tym, że każde gwałtowne przemodulowanie grozi przeciążeniem końcowych stopni nadajnika i wystąpieniem przerw w ciągłości jego eksploatacji, trudno się dziwić, iż pośród personelu obsługi radiostacji obserwuje się skłonność do zaniżania średniego poziomu głębokości modulacji nadzorowanych nadajników. W ten sposób personel ten stara się dysponować określoną rezerwąysterowania na "wszelki wypadek". Powyższe prowadzi oczywiście do niewykorzystywania mocy fali nośnej nadajnika. Wydaje się, że jedynym racjonalnym rozwiązaniem, jakie dziś możemy mieć do dyspozycji, jest wprowadzenie w tor sygnałów modulu-

jących jeszcze jednego urządzenia o działaniu samoczynnym. Urządzenie to można by nazwać Automatem Regulatorem Poziomu /ARP/. Podobne urządzenia dla celów radiofonii stanowią ostatnią nowość i są już w niektórych krajach opracowane.

Jak już wspomniano, w celu uchronienia się od nieprzewidzianych przemodulowań każdy z nadajników radiofonicznych na wejściu toru wzmacniaczy modułujących musi być zaopatrzony w limiter poziomu wzmacnianych sygnałów akustycznych, przychodzących z rozgłośni.

Trudność właściwego ustawienia poziomu tych sygnałów polega na tym, że limiter z chwilą zadziałania, ucinając na określonym poziomie wierzchołki przebiegu krzywej napięć akustycznych, wprowadza słyszalne zniekształcenia audycji w jej szczytach. W związku z tym oczekiwano, że układy komparatorów /porównaj rys. 4/, wykorzystujące zasadę automatycznej regulacji wzmocnienia, opadają opisywane zjawisko.

Okazało się jednak, że dla zachowania naturalności brzmienia audycji przy wystąpieniu przemodulowania czas zadziałania automatyki redukującej wzmocnienie komparatora musi być bardzo krótki, natomiast czas powrotu do pełnego wzmocnienia znacznie dłuższy. W przeciwnym przypadku radiosłuchacz odnosi wrażenie tzw. "pompowania" poziomu słuchanej audycji.

Należy na marginesie zaznaczyć, że w zależności od rodzaju programu wymagania te ulegają określonym modyfikacjom i tak na przykład przy muzyce czas powrotu wzmocnienia powinien być wielokrotnie dłuższy aniżeli przy mowie, a poza tym każdy rodzaj programu charakteryzuje się innym statystycznym współczynnikiem

szczytów, tzn. typowym dla siebie stosunkiem napięć szczytowych do średnich w torze modulacji. Charakterystyczne jest, że zwłaszcza przy mowie współczynnik szczytów jest asymetryczny, tzn. większy dla amplitud dodatnich, aniżeli dla ujemnych, co jest dalszym poważnym utrudnieniem w budowie poprawnie działających kompanderów [2].

W latach sześćdziesiątych wprowadzono do eksploatacji nowy typ kompanderów, który charakteryzował się zróżnicowanym czasem reagowania układu automatyki wzmocnienia na charakter przebiegów napięć akustycznych. Krótkotrwałe impulsy przekraczające nastawiony poziom sygnałów modulujących były wytłumiane, a wolniejsze zmiany poziomu dynamiki audycji /rys. 5/ były odtwarzane wiernie, zgodnie z pierwowzorem. Urządzenia powyższe niwelowały w pewnym stopniu niejednakowy współczynnik szczytów poszczególnych rodzajów audycji, pozwalając na uzyskiwanie większej średniej głębokości modulacji nadajników. Wystąpiły jednak nowe trudności eksploatacyjne. Zaobserwowano tendencję do zaokrąglania wierzchołków przebiegów sinusoidalnych, co w przypadku granicznym mogło odpowiadać przekształceniu ich w sygnały bliskie do prostokątnych. Normalne tory wzmacniaczy modulujących nadajnika nie są dostosowane do tego typu sygnałów, a już w żadnym przypadku nie są w stanie przekazywać poprawnie sygnałów o niesymetrycznym współczynniku szczytów, jak to ma miejsce przy audycjach słownych, gdy przy szczycie dodatnim głębokość modulacji nadajnika osiągałaby 135% głębokości modulacji, wówczas gdy w szczycie ujemnym wymodulowanie pełne odpowiadało by 0% głębokości modulacji.

Skutecznym środkiem zaradczym na tego typu zjawisko mogło by być jedynie znaczne poszerzenie pasma sygnałów wzmacnianych o częstotliwościach akustycznych i wprowadzenie sprzężeń bezpośrednich pomiędzy poszczególnymi stopniami toru wzmacniaczy modulujących.

Istotne jest również znaczne obniżenie dolnej granicy częstotliwości sygnałów wzmacnianych bez zniekształceń przez układ modulujący nadajnika.

Dla lepszego wyjaśnienia opisywanych zjawisk należy rozpatrzyć klasyczny układ blokowy nadajnika radiofonicznego z modulacją anodową, podany na rys. 6.

Normalnie sygnał modulujący wprowadzany jest do nadajnika poprzez symetryczny transformator dopasowujący linię kablową prowadzącą z rozgłośni do kilkustopniowego układu wzmacniaczy modulujących, zakończonego stopniem mocy. Na jego wyjściu w rozwiązaniach klasycznych zwykle znajduje się transformator modulacyjny rezonansowego wzmacniacza w.cz. nadajnika. Moc końcowego wzmacniacza modulującego dla zapewnienia poprawnej 100% głębokości modulacji amplitudowej nadajnika musi w systemie dwuwstęgowym dorównywać połowie mocy zasilania wzmacniacza modulowanego w.cz.

2.3. Analiza wpływu reaktancji transformatora modulacyjnego

Ze względu na pojemnościowe sprzężenia międzystopniowe w torze wzmacniaczy sygnałów modulujących oraz reaktancyjne właściwości transformatora modulacyjnego należy się liczyć z występowaniem przesunięć fazowych pomiędzy wejściowym i wyjściowym

napęciem toru tych wzmacniaczy. Przesunięcia te są uzależnione od częstotliwości wzmacnianych sygnałów. Wspomniane przesunięcia fazowe rosną zdecydowanie poniżej dolnej i powyżej górnej częstotliwości granicznej przenoszonego pasma sygnałów akustycznych, ograniczając je w szerokości tak, jak to podaje rys. 7.

Uproszczony obwód wyjściowy transformatora modulacyjnego przedstawiony jest na rys. 8. Obejmuje on reaktancję uzwojeń transformatora X_L oraz rezystancję zastępczą R_L wzmacniacza modulowanego, na jaką pracuje transformator, połączone w szereg. Układ ten można rozpatrywać jako proste ogniwo filtra dolnoprzepustowego, który stanowi układ wprowadzający przesunięcie fazy pomiędzy napięciami na wejściu i wyjściu [3]. Stosunek pomiędzy amplitudami tych napięć można wyrazić współczynnikiem

$$\alpha = \frac{R_L}{\sqrt{X_L^2 + R_L^2}} \quad /1/$$

Natomiast występujące przesunięcie fazy określa zależność

$$\theta = \arctg \frac{X_L}{R_L} \quad /2/$$

Tak długo jak reaktancja X_L jest mała w porównaniu do R_L , współczynnik α jest bliski jedności, a kąt θ bliski zeru. Wraz ze wzrostem częstotliwości sygnałów wzmacnianych X_L wzrasta, podobnie jak i kąt θ , co powoduje zmniejszenie współczynnika α . Powyższe nie stwarza specjalnych problemów przy wzmacnianiu dyskretnych przebiegów sinusoidalnych. Jednak gdy przebiegi wzmac-

niane mają kształty złożone, to pojawiają się duże zniekształcenia nieliniarne, zwłaszcza wówczas, gdy składowe sygnału wzmacnianego leżą po obu stronach częstotliwości granicznej omawianego filtra dolnoprzepustowego.

W celu nieco bliższego rozpatrzenia tego zjawiska przeanalizujemy przykładowo przebieg sygnału modulującego o kształcie podanym na rys. 9. Zawiera on dwa pierwsze wyrazy szeregu Fouriera, występujące przy rozkładzie funkcji kwadratowej, odpowiadające częstotliwości f oraz $3f$, o amplitudach określonych odpowiednio współczynnikami d oraz $\frac{d}{3}$. Zakładamy amplitudę jednostkową $+1$. Przesunięcie fazy składowej wyższej częstotliwości o 45° powoduje przekształcenie przebiegu na uwidoczniony na rys. 10. Jego współczynnik szczytu $\frac{U_{\max}}{U_{\text{nom}}} = 1,17$. Z powyższego stwierdzenia wynika, że o ile przy pierwotnym sygnale modulującym wzmocnienie układu wzmacniacza modulującego było wystarczające dla osiągnięcia 100% głębokości modulacji, to zniekształcony przebieg spowoduje w szczytach dodatnich przemodulowanie odpowiadające 17% głębokości modulacji, a w ujemnych sine ucinanie wierzchołka, prowadzące do przykrych zniekształceń.

Uwzględniając zarówno przesunięcie fazy jak i redukcję wzmocnienia, występujące przy wyższych częstotliwościach pasma przenieszonego przez stopień mocy wzmacniacza modulującego, posłużymy się eksperymentalnie zdjętymi charakterystykami typowego nadajnika radiofonicznego o mocy 10 kW przy poziomie fali nośnej, podanymi na rys. 11.

O ile wybierzemy złożony sygnał / rys. 9/ o tonie podstawowym $f_1 = 1000$ Hz, to posiłkując się charakterystykami pomierzonymi

otrzymujemy odpowiednio $\theta = 20^\circ$ oraz $d = 1$. Przy tych wartościach przebieg wzmacniany na wyjściu będzie miał kształt uwidoczniony na rys. 12. Współczynnik szczytu tego przebiegu wynosi 1,08. Natomiast dla tonu $f_1 = 1000$ Hz otrzymujemy odpowiednio $\theta = 105^\circ$ oraz $d = 0,75$, przebieg odkształcony na wyjściu podaje rys. 13. Jego współczynnik szczytu wynosi już 1,27. O ile by wzmacnienie było ustawione w ten sposób, że przy pierwotnym sygnale modulującym uzyskiwano by pełne 100% głębokości modulacji, to zniekształcony przebieg spowodowałby w dodatnich szczytach przemodulowanie sięgające aż 127%. W celu uniknięcia tego przemodulowania na wysokich tonach należy odpowiednio zredukować wzmacnienie znacznie poniżej poziomu odpowiadającego 100% głębokości modulacji przy szczytach dla tonu f_1 , co jest równoznaczne z niewykorzystaniem możliwości nadajnika.

Dążąc do złagodzenia opisanych trudności w nadajnikach radiofonicznych z anodową modulacją od dawna stosuje się możliwie głębokie ujemne sprzężenie zwrotne. Niestety, sprzężenie to nie może obejmować swą pętlą transformatora modulacyjnego klasy B, gdyż zmieniający się wraz z częstotliwością wzmacnianych sygnałów akustycznych kąt przesunięcia fazy, jaki występuje wskutek reakcji jego uzwojeń, łatwo mógłby doprowadzić do powstania samowzbudzenia kaskady wzmacniaczy modulujących. W związku z tym zniekształcenia wprowadzane przez ten transformator nie mogą być kompensowane tą metodą i chcąc uniknąć przemodulowań nadajnika, nie można pracować z dużą średnią głębokością modulacji.

Dopiero układy modulatorów amplitudowych, pracujące bez trans-

formatorów modulacyjnych i posiadające dzięki temu płaskoliniowe odcinki charakterystyk tłumieniowej i fazowej rozciągające się w znacznie szerszym pasmie od uzyskiwanych dawniej, pozwalają na uzyskiwanie rezultatów, które odpowiadają współczesnym wymaganiom radiofonii.

Ograniczona szerokość pasma powoduje z kolei również ograniczoną zdolność poprawnego przenoszenia w torze sygnałów modulujących również i chwilowych przebiegów impulsowych. Poza tym często stosowany wspólny zasilacz wysokiego napięcia, dla obu końcowych wzmacniaczy mocy nadajnika, a więc wzmacniacza modulującego m.c.z. i modulowanego w.c.z., dodatkowo ogranicza zdolność głębokiego wymodulowania całości nadajnika. Zwłaszcza przy ujemnych szczytach, bliskich do 100% głębokości modulacji, obserwuje się w tych warunkach podskok poziomu fali nośnej, spowodowany chwilowym obciążeniem zasilacza, co oczywiście również prowadzi do wystąpienia zniekształceń.

Wiele nadajników radiofonicznych znajdujących się dotąd w eksploatacji odznacza się niską zawartością nieliniarnych zniekształceń harmonicznych, płaskim przebiegiem charakterystyki częstotliwości i niskim poziomem szumów własnych, a więc małymi linearnymi zniekształceniami tłumieniowymi, a jednak przy badaniu fazy różnicowej wykazują one duże zniekształcenia w okolicy obu częstotliwości granicznych pasma przenoszonego. Nadajniki takie odznaczają się kiepskim przenoszeniem przebiegów impulsowych oraz sygnałów o kształcie prostokątnym, przy których obserwuje się występowanie znacznych zniekształceń impulsowych /tzw. przekosowych/ w okolicy dolnej częstotliwości granicznej. Właściwość

ta uniemożliwia eksploatację przy dużych średnich głębokościach modulacji mogących zapewnić dobre wykorzystanie mocy fali nośnej nadajnika.

Wyniki pomiarów urządzeń amerykańskich, podane w [2], wykazują, że większość nadajników przy 20 Hz charakteryzuje się przyspieszeniem fazy w granicach 60° do 90° , a przy 20 kHz opóźnieniem sięgającym 150° do 180° . Zniekształcenia tłumieniowe zwykle są bardzo małe i w zakresie od ok. 30 Hz do 10 kHz leżą poniżej 1 dB, a osiągają poziom - 3 dB dla pasma zawartego w granicach 15 do 20 Hz z jednej strony i 13 do 18 kHz z drugiej strony. Występowanie wspomnianej fazy różnicowej poniżej 100 Hz i powyżej 1 kHz wprowadza dostrzegalne wahania międzyszczytowej wartości napięć w torze wzmacniaczy modulujących. Ilustracją tych zjawisk może być oscylogram /rys. 14/ obwiedni w.c.z. zdjęty przy wprowadzaniu na wejściu do nadajnika sygnału testowego 50 Hz o obciętych wierzchołkach, który wykazuje, że nadajnik nie jest w stanie odtworzyć wprowadzonego sygnału wówczas, gdy w szczytach ujemnych głębokość modulacji jest doprowadzona do 100%. Przelączając na podobny, ucięty sygnał testowy o częstotliwości 1 kHz otrzymuje się obwiednię zmodulowaną w.c.z. nadajnika podaną na rys. 15. Jak z niego widać, zniekształcenia są znacznie mniejsze, ale jednak przekosy i tu występują.

Dla porównania na rys. 16 zamieszczono doskonale wyniki analogicznej próby przeprowadzanej na generatorze pomiarowym w.c.z., posiadającym w torze sygnałów modulujących wzmacniacze o bezpośrednim sprzężeniu. Ich charakterystyka fazowa ma przebieg płaski, a przy górnej częstotliwości granicznej przenoszonego pa-

sma występujące opóźnienie fazy jest nieznaczne, co uwidoczniou na rys. 17. Zasilacz tego generatora odznaczał się dużą rezerwą mocy.

2.4. Analiza zachowania się wzmacniacza przy przebiegach impulsowych w torze sygnałów modulujących

Sposób reagowania układu wzmacniaczy na przebiegi impulsowe jest dla impulsów prostokątnych określony przez :

- 1/ czas narastania impulsu,
- 2/ opóźnienie czasu opadania impulsu,
- 3/ przerosty,
- 4/ zwisy i przekosy wierzchołka.

Dla uproszczenia rozważań można rozpatrywać kolejno sposób reagowania układu na zbocze narastające impulsu, a następnie na płaski przebieg jego wierzchołka. W przypadku nadajników radiofonicznych wielkości te uzależnione są od przebiegów jego charakterystyk impulsowych przy w.cz. oraz m.cz.

Dla pojedynczego, jednobiegowego ogniwa filtra dolnoprzepustowego RC, podanego na rys. 11, czas narastania impulsu jest funkcją górnej częstotliwości granicznej f_2 i może być określony z przebiegu charakterystyk częstotliwości i fazy takiego czwórnika. Poniżej zestawiono podstawowe zależności matematyczne dla pojedynczego, dolnoprzepustowego czwórnika RC:

Górna częstotliwość graniczna /dla - 3 dB/

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$$

Odkształcenia tłumieniowe

$$|A_2| = \frac{1}{\sqrt{1 + |f/f_1|^2}} \quad /4/$$

Opóźnienie fazy

$$\theta_2 = \arctg |f/f_2| \quad /5/$$

Czas narastania impulsu

$$t \approx 2,2 R_2 C_2 \approx 0,35/f_2 \quad /6/$$

gdzie f jest częstotliwością, dla której szukamy odpowiedzi czwórnik. Przy rozpatrywaniu bardziej złożonych czwórników, o większej liczbie biegunów, obliczone parametry są liniowo proporcjonalne do liczby tych biegunów.

Przy projektowaniu nadajników z rozważań teoretycznych wynika, że wystarczy, by czas narastania zbocza przy przekazywaniu impulsu prostokątnego nie przekraczał wartości 20μ , a równocześnie stromość opadania przebiegu charakterystyki fazowej w torze sygnałów modulujących, w okolicy górnej częstotliwości granicznej f_2 przenoszonego pasma /nie mniejszej niż 17 kHz/ była możliwie niewielka i zgodna z teoretycznym przebiegiem minimalnofazowym.

Niestety w większości badanych nadajników charakterystyka fazowa w okolicy obu częstotliwości granicznych ma bardziej stromy przebieg aniżeli założony teoretycznie. Powoduje to występowanie większych przesunięć fazowych aniżeli oczekiwano, zwłaszcza

cza dla składowych o wyższych częstotliwościach sygnału akustycznego. W rezultacie wartość międzyszczytowa sygnału wyjściowego wzmacniacza ulega zmianom, co oznacza wystąpienie zniekształceń nieliniarnych.

Innym dotkliwym rodzajem zniekształceń są zwisy i przekosy wierzchołków przebiegu prostokątnego, uzależnione od przebiegu charakterystyk amplitudowej i fazowej w okolicy dolnej częstotliwości granicznej przenoszonego pasma. Odstęp pomiędzy f_1 i f_2 , czyli dolną i górną częstotliwością graniczną, wynosi zwykle 8 do 10 oktaw i jest tak duży, że pozwala na niezależne rozpatrywanie obu omawianych rodzajów zniekształceń /tzn. czasu narastania i zwisów/.

Zwisem nazywamy zniekształcenie impulsowe występujące przy przekazywaniu impulsu prostokątnego przez badany czwórnik, objawiające się opadaniem płaskich wierzchołków tych impulsów /porównaj rys. 18/, wyrażone w procentach wartości amplitudy impulsu.

Przekosem natomiast nazywamy zwis wyrażony również w procentach, ale względem środkowego punktu opadających płaskich wierzchołków tych impulsów, co pozwala na ocenę symetrii tego przebiegu.

Podstawowe zależności dla górnoprzepustowego, jednobiegunowego czwornika RC są zestawione poniżej:

Dolna częstotliwość graniczna /dla - 3 dB/

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

/7/

Zniekształcenia tłumieniowe

$$|A_1| = \frac{1}{\sqrt{1 + |f_1/f|^2}} \quad /8/$$

Przyspieszenie fazy

$$\theta_1 = - \operatorname{arctg} |f_1/f| \quad /9/$$

Niestety brak jest prostej zależności matematycznej wiążącej wielkość zwisu i wartość dolnej częstotliwości granicznej f_1 . W każdym razie zwis uzależniony jest zarówno od zniekształceń amplitudy, jak i fazy przy dolnej częstotliwości granicznej. Można go wyrazić orientacyjnie funkcją eksponencjalną w postaci:

$$U_{\text{out}} = U_{\text{inp}} \exp / -t/RC/ \quad /10/$$

Zakładając uproszczony, liniowy przebieg zwisu oraz okres przebiegu sygnału prostokątnego $T \ll RC$ można przyjąć, że procent nachylenia zwisu

$$p \approx T/2RC \cdot 100\% \quad /11/$$

czyli zwis wyrażony, jako funkcja dolnej częstotliwości granicznej, będzie równy w przybliżeniu

$$P \approx \pi/f_1/f \cdot 100\% \quad /12/$$

analogicznie zwis wyrażony przez przyspieszenie fazy będzie równy w przybliżeniu

$$P \approx \pi \cdot \operatorname{tg} \theta \quad /13/$$

Oznacza to, że chcąc uzyskać dla sygnału prostokątnego 50 Hz zwis nie przekraczający 10%, należy dysponować wzmacniaczami modulującymi o charakterystyce fazowej wznoszącej się w okolicy dolnej częstotliwości granicznej nie więcej aniżeli o $+1,8^\circ$. Będzie to odpowiadać w przybliżeniu:

$$\frac{f}{30} > f_1 \quad \text{dla 10\% zwisu} \quad /14/$$

co oznacza, że dolna częstotliwość graniczna toru wzmacniaczy powinna wynosić $f_1 \approx 1,7$ Hz!

Z powyższych rozważań wynika, że chcąc oczekiwać dobrych odpowiedzi na sygnały o przebiegu prostokątnym, należałoby dysponować łańcuchem wzmacniaczy o niemal idealnie płaskiej charakterystyce amplitudowej oraz fazowej w granicach od zera do 20 kHz. Oczywiście, że jest to wniosek teoretyczny i praktycznie nie dający się zrealizować w granicach uzasadnionych nakładów ekonomicznych, a należy go traktować jedynie jako wskazówkę do czego konstruktor nadajników radiofonicznych powinien dążyć.

W związku z tym należy stwierdzić, że technicznie zadowalające rezultaty może zapewnić nawet samo wprowadzenie korektorów fazy lub prekorekcji sygnału, a również wprowadzenie pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego obejmującej cały nadajnik, poczynając od anteny, poprzez detektor liniowy, aż na wejście układu wzmacniaczy modulujących.

Reasumując można poniżej zestawić wyszczególnione metody postępowania, które zastosowane praktycznie pozwolą na uzyskanie dostrzegalnej poprawy parametrów impulsowych łańcucha wzmacniaczy modulujących nadajnika:

1. Rozdział źródeł zasilania końcowych stopni wzmacniaczy sygnałów m.cz. i w.cz. w nadajniku, z równoczesnym zachowaniem niezbędnej rezerwy mocy dla pracy z -100% głębokością modulacji w połówkach ujemnych i +125% w połówkach dodatnich, przy wzmacnianiu sygnałów asymetrycznych.

Kontrolę tych możliwości należy przeprowadzać raczej uciętym sygnałem sinusoidalnym aniżeli prostokątnym, gdyż ten ostatni ma zbyt strome zbocza w stosunku do statystycznie spotykanych w eksploatacji sygnałów akustycznych. Istotna jest kontrola chwilowych podskoków poziomu fali nośnej w ujemnych szczytach 100% modulacji.

2. Należy maksymalnie rozszerzyć pasmo sygnałów przenoszonych przez obniżenie dolnej częstotliwości granicznej f_1 układu.
3. Dla poprawy zwisów należy zmniejszyć przesunięcia fazowe zwłaszcza w okolicach dolnej częstotliwości granicznej, poczynając od 500 Hz w dół skali częstotliwości.
4. Rozważyć opracowanie zautomatyzowanych nadajników, które samoczynnie kompensują wpływ zmian napięć zasilających sieci energetycznej, wpływ zmian impedancji anteny itp. czynników pogarszających parametry jakościowe transmisji radiofonicznej przy pracy nadajnika z dużą głębokością modulacji.

2.5. Zagadnienie tzw. supermodulacji

Niesymetryczna modulacja dopuszczająca osiągnięcie +125% głębokości modulacji dla dodatnich połówek przebiegu asymetrycznych napięć modulujących została w radiofonii AM nazwana supermodu-

lacją. Proces ten jest jeszcze mało zbadany, a stawia dodatkowe wymagania nadajnikowi, który ma ten rodzaj pracy zapewnić, co jest istotne, zwłaszcza przy transmisjach słownych.

Równoczesne osiągnięcie nie zniekształconej głębokości modulacji odpowiadającej +125% dla dodatnich i -100% dla ujemnych połówek przebiegu napięcia modulującego dowodzi, że sygnał wzmacniany jest wybitnie asymetryczny oraz ma niejednakowy statystyczny współczynnik szczytów w każdej z połówek przebiegu napięcia modulującego. O ile nadajnik ma odtworzyć poprawnie tego typu przebiegi sygnału modulującego, to musi mieć wymaganą rezerwę mocy dla uzyskania szczytów dodatnich, a równocześnie sygnał wzmacniany nie może mieć składowej stałej, mogącej spowodować przesuw poziomu zerowego i wynikające z tego chwilowe wahania poziomu fali nośnej.

Okresowy sygnał asymetryczny, nie posiadający składowej stałej, musi odznaczać się równymi powierzchniami zawartymi pomiędzy jego obrysem a osią czasu dla obu połówek przebiegu przy równoczesnym zachowaniu niejednakowych wartości szczytowych /porównaj rys. 19/ w każdej z nich.

Produkowane w USA limity przy wprowadzeniu na swych zaciskach wejściowych sygnału symetrycznego na wyjściu również dostarczają sygnału w zasadzie symetrycznego. Natomiast gdy wprowadzamy sygnał asymetryczny, to jest on limitowany w ten sposób, że stosunek dodatnich i ujemnych szczytów ma się jak 1,25:1. W obu przypadkach w sygnale wyjściowym przy zadziałaniu automatyki wzmacnienia nie występuje trwale składowa stała. W prawidłowo zaprojektowanym nadajniku resztkowe i krótkotrwałe przesuw

fali nośnej, spowodowane pracą limitera, nie są groźne i nie doprowadzają do przemodulowań.

2.6. Porównanie najczęściej stosowanych układów modulatorów amplitudowych

2.6.1. Wprowadzenie

W początkach rozwoju współczesnej radiofonii w latach trzydziestych modulacja anodowa nadajników, jako prosta w obsłudze i dogodna w eksploatacji była najbardziej rozpowszechnionym układem, a równocześnie synonimem modulacji amplitudowej. Jedynymi nielicznymi na ogół wyjątkami były układy z modulatorami w pośrednich stopniach kaskady wzmacniaczy, a więc z modulacją na małym poziomie mocy, oraz układy o wysokiej sprawności wg Doherty'ego, których zasada działania została opublikowana ok. 1936 r.

W latach późniejszych, ok. 1958 r. głównie w USA, jak opisano w [3], zyskał rozpowszechnienie udoskonalony układ Chireixa, który jeszcze w 1935 r. dla uzyskania modulacji amplitudowej proponował sumowanie napięć o modulowanej fazie. Ta udoskonalona odmiana, pod nazwą modulacji amplifazowej, pierwotnie była stosowana jedynie w stosunkowo dużych nadajnikach o mocy 50 kW, wówczas gdy przeważająca większość urządzeń mniejszej mocy nadal opierała się na modulacji anodowej w układzie przeciwsobnym klasy B, jako wzmacniaczu modulującym.

W ostatnich latach nakreślony tu obraz uległ zasadniczej przemianie. Do powszechnej eksploatacji, zwłaszcza w USA, weszły jako rozwiązania bardziej ekonomiczne nadajniki z modulacją sze-

rokości impulsu /PDM/ oraz o modulacji amplifazowej i z wzmacniaczami wg Doherty'ego.

Konstruktorzy współcześni wyraźnie odeszli od stosowania modulacji anodowej w przeciwsobnym układzie klasy B z kosztownym transformatorem wyjściowym i to zarówno dla dużych, jak i małych nadajników radiofonicznych AM.

Przyczyny tego trendu zostaną naświetlone później.

2.6.2. Modulacja anodowa

Typowy nadajnik z modulacją anodową ma dwa łańcuchy wzmacniaczy, jeden dla sygnałów nośnych w.cz., a drugi dla sygnałów modulujących m.cz., przy czym oba te łańcuchy zakończone są stopniami mocy tworzącymi właściwy modulator amplitudowy. Sygnał modulujący wzmocniony do poziomu odpowiadającego połowie mocy zasilania końcowego stopnia rezonansowego wzmacniacza w.cz. i za pomocą transformatora modulacyjnego zostaje nakładany na anodowe napięcie zasilające wzmacniacza w.cz. W związku z tym chwilowe napięcie anodowe tego wzmacniacza ulega zmianie w rytmie sygnałów modulujących, powodując proces amplitudowej modulacji wytworzonej fali nośnej.

W rozwiązaniach klasycznych w stopniu mocy łańcucha wzmacniaczy w.cz. znajduje się jedna lub dwie lampy pracujące w klasie C, natomiast łańcuch wzmacniaczy m.cz. zakończony jest przeciwsobnym wzmacniaczem modulującym klasy B lub AB z transformatorem modulacyjnym, tak jak to podaje rys. 20.

W nadajnikach tego typu zwykle stosuje się wewnętrzną pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego obejmującą łańcuch wzmacniaczy

m.cz., aż do pierwotnego uzwojenia transformatora modulatoryjnego włącznie. Sprawność końcowego wzmacniacza rezonansowego klasy C jest wysoka, natomiast wzmacniacza modulującego klasy B znacznie niższa, zwłaszcza przy niskiej średniej głębokości modulacji, z jaką w dawniejszych latach pracowano w radiofonii. Typowy nadajnik o mocy 50 kW fali nośnej, z modulacją anodową, pobierał 145 kW na zasilaniu przy 100% głębokości modulacji sinusoidalnym sygnałem akustycznym.

2.6.3. Modulacja amplifazowa

Nadajnik z modulacją amplifazową, jak wspomniano, jest udoskonaloną wersją modulacji Chireixa. System ten, opisany w [4], opiera się na sumowaniu wektorowym dwu identycznych napięć wyjściowych z dwu jednakowych wzmacniaczy rezonansowych, pracujących z przeciwstawną modulacją fazy /rys. 21/. Wówczas, gdy oba napięcia wyjściowe w.cz. są w fazie, z nadajnika uzyskuje się sumę mocy obu wzmacniaczy, natomiast gdy ich fazy są przeciwne, napięcia te znoszą się nawzajem i chwilowa moc wyjściowa nadajnika maleje do zera. W punktach pośrednich wypadkowy prąd wyjściowy określa zależność:

$$I = 2 \cos \frac{\theta}{2} \quad /15/$$

gdzie kąt θ stanowi względne przesunięcie fazy pomiędzy prądami wyjściowymi obu łańcuchów wzmacniaczy rezonansowych tworzących nadajnik.

Pod względem systemowym modulacja amplifazowa stanowi podwójną komplementarną konwersję: z modulacji amplitudowej na

fazową i odwrotnie, z modulacji fazowej na amplitudową. Zasadę tę wyjaśnia rys. 22. Wejściową konwersję systemu modulacji zapewnia człon wzbudzający nadajnika, którego uproszczony schemat i zasadę działania uwidacznia rys. 23A. Napięcie trójkątne $/A/$ o częstotliwości nośnej nadajnika nakładane jest na sygnał modulujący m.cz. $/B/$, tworząc przebieg wypadkowy $/C/$, który jest doprowadzany na wejście układu spustowego. Na jego wyjściu powstaje ciąg impulsów o modulowanej szerokości $/PDM/$ oznaczony $/D/$. Częstotliwość powtarzania impulsów odpowiada częstotliwości nośnej nadajnika, a zmiany ich szerokości są proporcjonalne do sygnału modulującego m.cz.

Wytworzony ciąg impulsów PDM, oznaczony na rysunku jako D, steruje dwoma generatorami przebiegów prostokątnych, przy czym jeden z nich jest wyzwany od dodatniego przejścia przez zero $/zbocze narastające/$, a drugi od ujemnego $/zbocze opadające/$, dla tegoż ciągu impulsów $/D/$. Każdy ze wspomnianych generatorów steruje w siatce swój łańcuch rezonansowych wzmacniaczy w.cz.

Łatwo można zauważyć, że przesunięcie fazy powstałe między napięciami wyjściowymi rezonansowych wzmacniaczy mocy wynika z przesunięcia fazy pomiędzy ciągami przebiegów prostokątnych $/E/$ i $/F/$ na rys. 23B. Jak wiemy, przesunięcie to jest proporcjonalne do zmodulowanego w szerokości ciągu impulsów PDM, oznaczonego $/D/$, który z kolei na skutek konwersji modulacji jest proporcjonalny do sygnału modulującego m.cz. $/A/$.

W członie wzbudzającym nadajnika o modulacji amplifazowej oba sygnały wyjściowe są względem siebie przesunięte w fazie zgodnie z zależnością:

$$\theta = 135^\circ + A \cdot 45^\circ$$

/16/

gdzie kąt θ , charakteryzujący modulację fazy, wyrażony jest w stopniach, natomiast przez A oznaczono amplitudę sygnału m.cz.

Przy zaniku m.cz., jak to wynika z zależności /16/, poziom zadziałania układu spustowego ustawia się w taki sposób, aby uzyskać przesunięcie fazy równe $\theta_0 \approx 135^\circ$, odpowiadające warunkowi powstawania fali nośnej nadajnika o modulacji AM.

Konwersję wyjściową systemu modulacji zapewnia wspólny obwód wyjściowy obu rezonansowych wzmacniaczy mocy nadajnika, gdzie ich jednakowe napięcia sumują się wektorowo przy modulacji fazowej.

Przy bliższym zbadaniu okazuje się jednak, że obie stosowane tu konwersje nie są w pełni wzajemnie komplementarne.

Wejściowa konwersja, jak to wynika z zależności /16/, ma przebieg liniowy, ale konwersja wyjściowa przebiega wg zależności trygonometrycznej, co uwidacznia rys. 24.

Sumowanie dwóch napięć o równych amplitudach i modulowanej fazie prowadzi do charakterystyki statycznej modulacji, która nie jest linią prostą, lecz ma kształt kosinusoidy. Z powyższego wynikają znaczne zniekształcenia nieliniarne, które należy korygować. Występująca rozbieżność zaznacza się coraz wyraźniej dla wzrastających kątów modulacji fazy. W rezultacie w dodatnich szczytach modulacji pojawiają się spłaszczenia sinusoidalnego przebiegu obwiedni modulacji.

Oba wzmacniacze rezonansowe przy modulacji fazy nie pracują na obciążenie rzeczywiste, lecz na impedancję, która dla jednego

ze składowych łańcuchów wzmacniaczy rezonansowych ma charakter pojemnościowy, a dla drugiego indukcyjny. Normalnie stan ten powodowałby znaczne obniżenie sprawności ogólnej całości układu nadajnika, ale jest ono kompensowane przez odpowiednie rozstrojenie obwodów, tak aby wzmacniacze mocy w warunkach fali nośnej pracowały na obciążenie bliskie do rezystancyjnego.

Dla skompensowania omawianej nieliniowości oraz dla poprawienia wypadkowej sprawności energetycznej nadajnika w układzie stosuje się prekorekcję, w postaci dodatkowej modulacji amplitudowej napięć sterujących siatki obu wzmacniaczy rezonansowych mocy. Równocześnie dla zmniejszenia występujących tu zniekształceń nieliniarnych stosuje się jeszcze pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego. Pętla ta obejmuje całość układu, poczynając od obwodu antenowego poprzez liniowy detektor, aż do zacisków wejściowych sygnału modulującego na pierwszą konwersję. W ten jednak sposób rzeczywisty układ nadajnika stał się przy tym systemie dość skomplikowany.

Ze względu na to, że oba sumowane, rezonansowe wzmacniacze mocy nadajnika pracują w klasie C, wypadkowa sprawność energetyczna całości jest dostatecznie wysoka i wynosi około 60%. Brak wzmacniaczy modulujących dużej mocy sprzyja temu faktowi i obniża koszty produkcji tego typu nadajników radiofonicznych.

2.6.4. Zmodyfikowany wzmacniacz wg układu Doherty'ego

Układ końcowego wzmacniacza drgań modulowanych wg Doherty'ego [5] składa się również z dwu rezonansowych wzmacniaczy pracujących na wspólne obciążenie, ale przy sumowaniu ich mocy

wyjściowej zastosowano modulację impedancji, na którą one pracują.

Zasadę działania tego typu modulacji można opisać następująco. Rozpatrując obwód elementarny wg rys. 25a widzimy, że prąd pobierany ze źródła wynosi

$$I = \frac{E}{R} \quad /17/$$

O ile dodamy równolegle do powyższego źródła drugie analogiczne źródło o identycznym napięciu, to prąd płynący w obciążeniu R pozostanie bez zmian, ale prądy pobierane ze źródeł będą o połowę mniejsze

$$I_1 = I_2 = \frac{E_1}{2R} = \frac{E_2}{2R} \quad /18/$$

Wynika z tego stwierdzenie, że dodając drugie identyczne źródło dwukrotnie zwiększyliśmy rezystancję obciążenia widzianą przez każde ze źródeł. Zastępując źródło przez układ lampowego wzmacniacza mocy I, jak na rys. 25b, oraz zakładając warunki pracy ko ustalone można regulować moc oddawaną przez ten wzmacniacz do rezystancji obciążenia R przez prostą zmianę wysterowania siatki lampy wzmacniacza mocy II, sprzęgniętego na wspólne obciążenie. Zwiększając moc oddawaną przez wzmacniacz II zwiększa się widzianą przez wzmacniacz I impedancję obciążenia, co powoduje równocześnie zmniejszenie oddawanej przezeń mocy.

O ile w przewód łączący wzmacniacz I z rezystancją obciążenia R wtrącić dodatkowo ćwierćfalową linię długą względnie równoważny ćwierćfalowy czwórnik, jak to podaje rys. 26, to w wyniku je-

go własności następuje zasadnicza zmiana sposobu transformacji impedancji, który omawialiśmy.

Impedancja wspomnianego czwórnika ćwierćfalowego, jak wiadomo, spełnia zależność:

$$Z_o = \sqrt{Z_{wej} \cdot Z_{wyj}} \quad /19/$$

gdzie Z_o stanowi impedancję charakterystyczną czwórnika ćwierćfalowego. Dla większej przejrzystości powyższą zależność można przekształcić na

$$Z_{wyj} = \frac{Z_o^2}{Z_{wej}} \quad /20/$$

z której to postaci jasno wynika, że wobec $Z_o = \text{const}$, impedancja wyjściowa czwórnika wzrasta odwrotnie proporcjonalnie do impedancji wejściowej. Powyższa właściwość czwórnika ćwierćfalowego wtrąconego w obwód anodowy wzmacniacza I powoduje odwrócenie poprzednio omówionej właściwości układu z dwoma wzmacniaczami. A zatem obecnie, zwiększając moc oddawaną przez wzmacniacz II obniża się wartość impedancji obciążenia widzianą ze wzmacniacza I poprzez odwracający ćwierćfalowy czwórnik. Powoduje to wzrost mocy oddawanej przez ten wzmacniacz do wspólnego obciążenia R. W związku z tym układ pracuje w ten sposób, że zwiększając wysterowanie wzmacniacza II równocześnie zwiększa się moc oddawaną przez wzmacniacz I. Właściwość ta jest wykorzystywana w układzie Doherty'ego dla uzyskiwania niezbędnego wzrostu mocy oddawanej w dodatnich szczytach.

Moc fali nośnej, przy modulacji amplitudowej w układzie wzmacniaczy Doherty'ego dostarcza wzmacniacz I, a niezbędny wzrost mocy dla uzyskania szczytów dodatnich zapewnia wzmacniacz II. Lampa wzmacniacza I pracuje w klasie B, a lampa wzmacniacza II w klasie C.

W warunkach fali nośnej pracujący w klasie B wzmacniacz I jest silnie wysterowany, aż do nasycenia tak, że ewentualny dalszy wzrost tego wysterowania nie powinien dawać wzrostu mocy oddawanej. Natomiast lampa wzmacniacza szczytowego II, wobec dobrania odpowiednio dużego ujemnego napięcia początkowego siatki jest nieczynna, gdyż przy wysterowaniu normalnym nie przewodzi jeszcze żadnego prądu.

W czasie modulacji, przy dodatniej połówce akustycznego sygnału modulującego, gdy sinusoidalnie wzrasta wysterowanie siatek obu wzmacniaczy, moc oddawana przez lampę szczytowego wzmacniacza II wzrasta kwadratowo. W tym czasie wynikający z modulacji impedancji obciążenia widzianego przez lampę wzrost mocy oddawanej przez wzmacniacz I jest jedynie liniowy. Amplituda napięcia wyjściowego tego wzmacniacza wskutek wysterowania do nasycenia jego lampy pozostaje nie zmieniona, a przyrasta liniowo jedynie prąd anodowy. W warunkach szczytu moce oddawane przez każdy ze wzmacniaczy zrównują się ze sobą.

Proces odwrotny stopniowego obniżania wysterowania poniżej warunków odpowiadającej fali nośnej przy ujemnej połówce sygnału modulującego definitywnie powoduje odcięcie lampy wzmacniacza II i stopniowe obniżanie wysterowania lampy wzmacniacza I. W związku z tym układ Doherty'ego przy ujemnych szczytach mo-

dulacji zachowuje się tak, jak konwencjonalny liniowy wzmacniacz drgań modulowanych klasy B, a przy połówkach dodatnich, wówczas gdy układ osiąga warunki szczytu, obie lampy oddają moc po połowie, pracując jako modulowane impedancyjnie wzmacniacze klasy C oraz B.

Udział obu wzmacniaczy w oddawaniu mocy użytkowej przez układ Doherty'ego uwidoczniłony jest w procesie modulacji na rys. 27, a przebieg uzyskiwanej sprawności energetycznej na rys. 28.

W rozwiązaniach praktycznych ćwierćfalowy czwórnik w nadajnikach fal średnich realizuje się w postaci symetrycznego układu typu Π o przesunięciu fazy $\pm 90^\circ$ zbudowanego z elementów skupionych. Należy pamiętać o tym, że moc przenoszona przezeń w szczytach modulacji jest dwukrotnie większa od mocy fali nośnej nadajnika.

Równocześnie można łatwo zauważyć, że wprowadzenie czwórniaka o opóźnianiu fazy o -90° w obwodzie anodowym wzmacniacza I powoduje analogiczne przesunięcie fazy jego napięcia wyjściowego, doprowadzanego do rezystancji obciążenia R, na którą pracuje również wzmacniacz II. Aby ponownie doprowadzić do niezbędnego zrównania fazy napięć wyjściowych z obu wzmacniaczy, należy wprowadzić analogiczne opóźnienie fazy / również -90° / w napięciu sterującym wzmacniacza szczytowego, albo przyspieszając o $+90^\circ$ fazę wzmacniacza fali nośnej. Zwykle wprowadza się wymagane opóźnienie wysterowaniu siatki lampy wzmacniacza szczytowego II, stosując analogiczny czwórnik typu Π /ale o malej mocy przenoszonej/ w jego obwodzie.

W związku z tymi uwagami zasadniczy układ blokowy nadajnika

radiofonicznego ze wzmacniaczami końcowymi mocy wg Doherty'ego będzie wyglądał tak, jak to podaje rys. 29a lub rys. 29b.

Ze względu na postęp technologiczny, umożliwiający budowę tetrod dużej mocy, projektowanie nadajników z modulacją impedancji mogło być usprawnione w ostatnich latach. Modyfikacja wprowadzana ogranicza się do tego, że na siatki sterujące obu lamp wzmacniaczy Doherty'ego doprowadza się napięcie wzbudzające, o stałej amplitudzie, a zatem układ przestaje być wzmacniaczem drgań modulowanych. Natomiast modulację przebiegu mocy wyjściowej uzyskuje się przez bezpośrednią modulację napięcia ekranów tetrod dużej mocy, tak jak to wynika z rys. 30. Przez wprowadzenie opisanej modyfikacji praca układu Doherty'ego staje się niezależna od nieliniowości przebiegów, jaką się zwykle obserwuje przy modulacji uzyskiwanej przez zmianę wysterowania lamp wzmacniaczy w siatce pierwszej. Równocześnie obie tetrody mocy pracują stale w klasie C, co podnosi ogólną sprawność energetyczną układu nadajnika. Produkowane obecnie i pracujące zgodnie z opisaną modyfikacją nadajniki o modulacji impedancji, przy 50 kW fali nośnej i głębokości modulacji 100% sinusoidalnym sygnałem akustycznym, na zasilaniu pobierają ok. 120 kW.

Pętla ujemnego sprzężenia zwrotnego, obejmująca całość nadajnika od anteny do zacisków wejściowych akustycznego sygnału modulującego, jest również w tych rozwiązaniach niezbędna i powszechnie stosowana.

2.6.5. Modulacja szerokości impulsu /PDM/ w układach klasy

D_{mcz}

System modulacji szerokością impulsu sprowadzający się do modulacji amplitudowej radiofonicznych nadajników dużej mocy, w skrócie zwany PDM /Pulse Duration Modulation/, został opublikowany w [6]. Zgodnie ze stosowaną wstępną konwersją modulacji zamienia się tu akustyczny sygnał modulujący na ciąg prostokątnych impulsów o częstotliwości powtarzania ω_p /repetycji/ 70 kHz i zmiennej symetrycznej szerokości, przy zachowaniu stałości amplitud. Impulsy takie uzyskuje się zwykle przez nałożenie ciągu równobocznych, trójkątnych impulsów /A/ na akustyczny sygnał modulujący /B/ i sterowanie sygnałem wypadkowym /C/ układu spustowego lub komparatora o odpowiednio ustawionym progu działania. Na wyjściu układu komparatora, w tych warunkach, powstaje ciąg impulsów typu PDM o symetrycznie modulowanej szerokości obu zboczy, oznaczony na rys.31A jako /D/. Należy zwrócić uwagę, że postępowanie to przypomina opis systemu amplifazowego, jednak w tym przypadku występuje zasadnicza różnica w częstotliwości powtarzania ciągu impulsów, która nie jest częstotliwością nośną nadajnika, ale obecnie wynosi tylko 70 kHz i leży w bliskim zakresie ponadakustycznym. Wytworzony sygnał PDM podlega kilkustopniowemu wzmocnieniu, a następnie wysterowuje w siatce pojedynczą lampę wzmacniacza modulującego, który jest szeregowo włączony w obwód zasilania rezonansowego wzmacniacza mocy klasy C omawianego nadajnika. Amplituda ciągu monopolarnych impulsów PDM na siatce lampy wzmacniacza modulującego powinna wystarczać do wysterowania jej do nasycenia lub

pełnego zatkania. W ten sposób lampa zmuszona jest do pracy kluczowanej z częstotliwością powtarzania impulsów wynoszącą 70 kHz. Opisywany wzmacniacz modulujący PDM klasyfikowany jest jako pracujący w klasie AD_{mcz} . Wzmacniacz tego typu w sygnale wyjściowym dostarcza zarówno składowej stałej do zasilania modulowanego wzmacniacza rezonansowego, jak i nałożonej na nią składowej zmiennej, o częstotliwości akustycznej, która zapewnia jego modulację amplitudową /rys. 31B/.

Istnieje również szeregowo-przeciwsobna odmiana wzmacniacza modulującego, która w sygnale wyjściowym dostarcza jedynie bipolarnego ciągu impulsów typu PDM. Sygnał wyjściowy zawiera wówczas wyłącznie składową zmienną o częstotliwości akustycznej. Odmianę powyższą wzmacniacza PDM klasyfikuje się jako wzmacniacz pracujący w klasie BD_{mcz} .

W rozwiązaniach stosowanych w nadajnikach większych mocy powszechnie używany jest jak dotąd układ niesymetryczny, o monopolarnym ciągu impulsów PDM. Jest to uzasadnione tym, że dzięki temu zaoszczędza się kosztownego transformatora lub dławika modulatorycznego oraz niedogodności związanych z izolacją katody jednej z lamp, pracujących w układzie szeregowo-przeciwsobnym na wysokim potencjale względem ziemi.

Lampa rezonansowego wzmacniacza klasy C nadajnika jest przy niesymetrycznym układzie wzmacniacza modulującego typu PDM zasilana z głównego prostownika w sposób kluczowany w katodzie, podobnie jak się to dzieje w nadajnikach radiokomunikacyjnych przy pracy telegraficznej. Klucz ten jest zwierany na dłużej lub krócej w rytmie sygnałów PDM. Dla narastającej dodatniej połówki

akustycznego napięcia modulującego wzrasta szerokość impulsów PDM, co powoduje również stopniowy wzrost chwilowego napięcia zasilającego obwód anodowy rezonansowego wzmacniacza modulowanego. Przy połowce ujemnej sygnału akustycznego występuje proces odwrotny; impulsy PDM stają się coraz węższe.

Analiza spektralna widna jednostkowych monopolarnych impulsów prostokątnych o szerokości początkowej k_0 i pulsacji powtarzania ω_p , przy symetrycznej modulacji szerokości tych impulsów w granicach $k_0/1 \pm \alpha/$ wykazuje, że na wyjściu opisywanego wzmacniacza klasy AD_{mca} sygnał ma strukturę bardzo skomplikowaną. Powyższe wynika z faktu niezależności funkcji czasowych ω_p i ω_a , co wymaga zastosowania podwójnego rozwinięcia na niezależne szeregi Fouriera [7].

W rozwinięciu otrzymuje się szereg wyrazów, pośród których obok proporcjonalnej do k_0 składowej stałej występuje również nie zniekształcona składowa o naturalnej częstotliwości sygnałów akustycznych $k_0 \alpha \cos \omega_a t$, jak i bardzo szeroka wstęga sygnałów na ogół ponadakustycznych.

Wstęga ta jest wypełniona pęczkami prążków zgrupowanych wokół prążka każdej kolejnej harmonicznej $m \cdot \omega_p$ częstotliwości powtarzania sygnału PDM_{mca} w postaci dwu wstęg bocznych $m \cdot \omega_p \pm n \cdot \omega_a$. Matematycznie można to wyrazić zależnością:

$$V(t) = k_0/1 + \alpha \cos \omega_a t + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2I_0/m\pi k_0 \alpha /}{m\pi} \sin/m\pi k_0 / \cdot \cos m \omega_p t + \\ + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\pm \infty} \frac{2I_n/m\pi k_0 \alpha /}{m\pi} \cdot \sin/m\pi k_0 + \frac{n\pi}{2} \cdot \cos/m \omega_p t + n \omega_a t/$$

gdzie

- k - szerokość względna impulsu jednostkowego,
- k_0 - szerokość względna nie modulowanego impulsu /dla fali nośnej/ ,
- ω - pulsacja nośna w.c.z. ,
- ω_a - pulsacja sygnału akustycznego,
- ω_p - pulsacja powtarzania impulsów,
- m - kolejne rzędy harmonicznej sygnału powtarzania,
- n - kolejne parzyste rzędy harmonicznej sygnału modulującego,
- $J_0; J_n$ - wyrazy funkcji Bessela pierwszego rzędu,
- d - indeks modulacji.

Jak wynika z budowy pierwszego wyrazu sumy składowych, tworzących widmo sygnału wyjściowego $V(t)$, zawiera ono poza składową stałą proporcjonalną do k_0 , czyli szerokości impulsu bez modulacji, również składową zmienną o częstotliwości naturalnej modulującego sygnału akustycznego ω_a . Składowa o częstotliwości naturalnej sygnału akustycznego w napięciu wyjściowym jest proporcjonalna do

$$V_a = k_0 \cdot d \cdot \cos \omega_a \cdot t \quad /22/$$

a więc jest wprost proporcjonalna do chwilowej zmieniającej się głębokości modulacji szerokości impulsu, co umożliwia nie zniekształconą konwersję modulacji PDM_{mcz} na AM.

Przy pełnej głębokości modulacji, gdy $d = 1$, w ciągu jednego okresu sygnału akustycznego impuls jest modulowany w swej szerokości od zera do $T_p = 2 \cdot k_0$.

Początkową szerokość impulsu przy fali nośnej, a więc bez modulacji, zwykle odbiera się w ten sposób, że $k_o = 0,5$, co odpowiada stosunkowi szerokości impulsu do szerokości przerwy, jak 50%/50%, a zatem równej π w mierze kątowej.

Dalsze wyrazy sumy składowych, tworzących ponadakustyczne widmo sygnału wyjściowego $V/t/$, przy założeniu, że $k_o = 0,5$ i zmieniającej się głębokości modulacji d /od zera do 1/, mają amplitudy zgrupowane wokół kolejnych harmonicznych sygnału powtarzania $m \cdot \omega_p$, w postaci wstęg bocznych utworzonych z pęczków kolejnych parzystych harmonicznych sygnału modulującego $m \cdot \omega_p + n \cdot \omega_a$.

Wartości tych amplitud w funkcji indeksu modulacji d podano wg Millera [7] na rys. 32, z którego widać, że dopiero szóstą harmoniczną / $n = 6$ / można pominąć w obliczeniach, gdyż odpowiadające jej prążki widma leżą poniżej 70 dB względem $k_o \cdot \cos \omega_a \cdot t$ przyjętego za poziom odniesienia.

Dla poprawnej pracy wzmacniacza modulującego w systemie PDM_{mcz} należy z całego widma jego sygnału wyjściowego wyodrębnić jedynie składową stałą oraz składową zmienną o częstotliwości naturalnej modulującego sygnału akustycznego. W tym celu na wyjściu wzmacniacza klasy AD_{mcz} stosuje się odpowiedni dolnoprzepustowy filtr o maksymalnie płaskiej charakterystyce przenoszenia. Częstotliwość graniczną tego filtra obiera się nieco powyżej górnej częstotliwości pasma modulujących sygnałów o częstotliwościach akustycznych. Filtr ten decyduje o przebiegu odwrotnej konwersji modulacji układu z PDM_{mcz} na ΔM .

Jak wspomniano, sygnał wyjściowy wzmacniacza modulującego

klasy AD_{mcz} dopiero w postaci oczyszczonej ze składników niepożądanych może oddziaływać na modulowany amplitudowo wzmacniacz rezonansowy nadajnika.

Układ elektryczny wzmacniacza modulującego PDM klasy AD_{mcz} przedstawia rys. 33. Średnia moc składowej zmiennej na wyjściu tego wzmacniacza wzrasta z kwadratem chwilowej wartości impulsu szerokości k^2 , przy zaniedbaniu strat określona jest zależnością przybliżoną:

$$P_L = k^2 \cdot \frac{U_L^2}{2 \cdot R_L} = k^2 \frac{U_{c_o}^2}{8 \cdot R_L} \quad /23/$$

Natomiast maksymalną moc $P_{c_{max}}$, oddawaną przez wzmacniacz klasy AD_{mcz} , przy początkowej szerokości impulsu k_o równej 0,5 i pełnej głębokości modulacji nadajnika do 100%, czyli dla $d = 1$, uwzględniając zarówno składową stałą P_o jak i składową zmienną P_L , możemy wyrazić zależnością:

$$P_{c_{max}} = P_o + P_{L_{max}} = \frac{U_{c_o}^2}{4 \cdot R_L} + \frac{U_{c_o}^2}{8 \cdot R_L} = \frac{3}{8} \cdot \frac{U_{c_o}^2}{R_L} \quad /24/$$

Uwzględniając straty, występujące w rezystancji przewodzenia lampy kluczującej, otrzymuje się nieco mniejszą średnią moc wyjściową składowej zmiennej, którą można obliczyć z zależności:

$$P'_L = \frac{k^2 \cdot U_{c_o}^2}{8 \cdot R_L / 1 + \frac{R_v}{R_L}} \quad /25/$$

gdzie

- k - szerokość względna impulsu jednostkowego,
 R_L - rezystancja obciążenia,
 R_v - rezystancja przewodzenia lampy kluczującej lub diody,
 U_L - amplituda napięcia na obciążeniu R_L ,
 U_{c_0} - napięcie źródła zasilania.

Sprawność energetyczną wzmacniacza określa wówczas zależność

$$\eta' = \frac{U_L}{U_{c_0}} = \frac{1}{1 + \frac{R_v}{R_L}} \quad /26/$$

Układ opisywany działa skutecznie tak długo, jak wzmacniacz modulujący klasy D_{mcz} kluczuje ściśle w momentach, gdy fala nośna w.cz. dokładnie przechodzi przez zero /porównaj rys. 34a/. Przy muzycznej transmisji dźwięków statystycznie wiele razy w sekundzie trafiają się przypadki, kiedy warunek ten nie jest spełniony i kluczkowanie następuje również w momentach, gdy amplituda wspomnianej fali jest różna od zera /rys. 34b/. Powoduje to wyzwolenie określonej energii zmagazynowanej w indukcyjności filtra dolnoprzepustowego LC /porównaj rys. 34c/, objawiające się przepięciem proporcjonalnym do impedancji, w której energia ta rozprasza się. Ponieważ impedancja widziana przez filtr przy zamkniętym elemencie kluczującym wzmacniacza modulującego jest nieograniczenie duża, to na końcówkach wejściowych filtra przepięcie może osiągnąć bardzo dużą wartość. Wartość co najmniej dostateczną dla zniszczenia układu. W związku z tym w układzie wzm.

PDM zawsze stosuje się diodę ochronną, oznaczoną na rysunku przez D1. Dioda ta na czas odcięcia elementu kluczującego zwiiera zaciski cewki filtru L, ze źródłem zasilania U_c , wskutek czego powstający impuls przepięciowy jest do tego źródła odprowadzany. W ten sposób chronimy układ przed niebezpieczeństwem powstawania przebić, a równocześnie poprawiamy sprawność energetyczną układu, gdyż odzyskujemy niepotrzebnie rozpraszaną energię przepięcia.

Sprawność energetyczna nadajnika, jako całości, jest w tych warunkach wysoka, gdyż modulowany wzmacniacz rezonansowy pracuje w klasie C, a wzmacniacz modulujący klasy AD_{mcz} ma sprawność co najmniej z nim współmierną.

Budowane obecnie nadajniki radiofoniczne z modulacją PDM, przy mocy fali nośnej rzędu 50 kW pobierają na zasilaniu moc równą około 110 kW w warunkach odpowiadających 100% głębokości modulacji uzyskiwanej sinusoidalnym sygnałem akustycznym.

2.7. Układy rezonansowych wzmacniaczy klasy D_{wcz} w nadajnikach

2.7.1. Układy hybrydowe tranzystorowo-lampowe

W ostatnich kilku latach, w oparciu o liczne prace zagraniczne takie, jak np. [9] oraz prace krajowe [10], [11], [12] i [13] prowadzone w Instytucie Łączności w Warszawie, opracowano zupełnie nowe i proste układowo, a jednocześnie pracujące z wysoką sprawnością energetyczną eksploatacyjnie użytkowe człony wzbudzające przeznaczone dla mniejszych nadajników radiofonicznych, pracujących w pasmie średnioletowym.

Wspomniane człony wzbudzające wykorzystują tranzystorowe wzmacniacze rezonansowe pracujące sposobem kluczkowania w klasie D_{wcz} . Układy tego typu po raz pierwszy opublikowane zostały przez Baxandalla w 1959 r. [8].

Nadajniki radiofoniczne o mocy 1 do 5 kW fali nośnej w układzie hybrydowym w tych warunkach mogą się składać ze wspomnianego członu wzbudzającego klasy D_{wcz} oraz tetrodowego, liniowego wzmacniacza rezonansowego drgań modulowanych, w stopniu końcowym. W nadajniku tego typu pracuje tylko jedna lampa nadawcza.

Poziom mocy wyjściowej tranzystorowego członu wzbudzającego, uwarunkowany właściwościami lampy wzmacniacza liniowego, którą on wysterowuje w siatce pierwszej, jest w dodatnim szczycie modulacji amplitudowej ograniczony do co najwyżej rzędu 100 do 200 W.

Na podobnej zasadzie oparto w zakładach ZARAT nowo opracowany prototyp 2-kilowatowego nadajnika typu NRS-2, przewidziany do pracy w licznych małych ośrodkach lokalnych sieci stacji radiofonicznych.

Sam człon wzbudzający nadajnika zrealizowano w Instytucie Łączności. Urządzenie to w ostatniej generacji realizacyjnej obejmuje rezonansowy wzmacniacz klasy D_{wcz} , o kluczkowanym przebiegu napięcia, pracujący w układzie z transformacją rezystancji obciążenia. Obciążenie to jest utworzone przez obwód siatki sterującej tetrody.

Układ elektryczny takiego wzmacniacza rezonansowego klasy D_{wcz} , w uproszczeniu podaje rys. 35.

Moc $P_{l_{wcz}}$ oddawana do rezystancji obciążenia R_L przez wzmac-

niacz rezonansowy klasy D może być wyrażona zależnością:

$$P'_{1\text{wcz}} = \frac{2}{\pi^2} \cdot \frac{U_{c_0}^2 \cdot R_L}{Q^2 / r_L + r_Q + r'_c / 2} \quad |27/$$

Sprawność energetyczną wzmacniacza wyraża stosunek:

$$\eta = \frac{P'_{1\text{wcz}}}{P_o} = \frac{R_L}{Q^2 / r_L + r_Q + r'_c / 2} \quad |28/$$

- gdzie
- R_L - rezystancja obciążenia użytkowego,
 - r_L - przetransformowana szeregowo rezystancja obciążenia obwodu drgań,
 - r_Q - szeregowo rezystancja zastępcza strat własnych obwodu drgań przy rezonansie,
 - r'_c - wewnętrzna rezystancja tranzystorów w czasie przewodzenia przy pracy kluczowanej,
 - Q - dobroć rezonansowa szeregowego obwodu drgań,
 - P_o - moc zasilania wzmacniacza,
 - U_{c_0} - napięcie zasilania wzmacniacza.

Dla modulacji amplitudowej wyjściowego sygnału członu wzbudzającego wykorzystano wzmacniacz modulujący typu PDM.

Uproszczony układ blokowy omawianego członu wzbudzającego podano na rys. 36, z którego widać, że zastosowana pętla ujemnego sprzężenia zwrotnego obejmuje całość nadajnika, poczynając od obwodu antenowego, poprzez detektor liniowy, aż do zacisków wejściowych, o częstotliwości akustycznej, na układ wstępnej konwersji systemu modulacji z AM na PDM.

Należy podkreślić, że specjalną trudność w tego rodzaju rozwiązaniach stanowi zmieniające się z wysokością tonu sygnałów modulujących przesunięcie fazy, wprowadzane przez dolnoprzepustowy filtr odwrotnej konwersji systemów modulacji z PDM na AM.

2.7.2. Całkowicie tranzystorowe nadajniki radiofoniczne małej mocy pracujące w klasie D

Moc wyjściowa współczesnego, pojedynczego i rezonansowego wzmacniacza tranzystorowego klasy B lub C jest zwykle rzędu 50 do 100 W. Wzmacniacz rezonansowy pracujący w klasie D przy współczesnych tranzystorach i modulacji amplitudowej może w szczycie osiągać poziom mocy wyjściowej rzędu 200 W. W związku z tym ograniczeniem chcąc zrealizować nadajnik, zwykle o kilkakrotnie większej mocy wyjściowej, należy zastosować układy pozwalające na sumowanie mocy wyjściowej z kilku podobnych wzmacniaczy pracujących w klasie B, C lub D /porównaj rys. 37/. Oczywiście, że w końcu liczba sumowanych wzmacniaczy również jest ograniczona, chociażby przez sam fakt rosnącej komplikacji schematu i trudności przy strojeniu i eksploatacji tak rozbudowanych układów. Poza tym należy stwierdzić, że jak dotąd nawet najbardziej zaawansowani producenci w ogóle nie oferują w pełni tranzystorowych nadajników radiofonicznych zakresu średniofalowego z modulacją amplitudową.

Elementy półprzewodnikowe bowiem specjalnie trudno eksploatować w układach pracujących przy dużych zmianach napięć zasilających i w związku z tym większość producentów unika stosowania tranzystorów przy modulacji amplitudowej.

Znane są natomiast nowoczesne nadajniki radiokomunikacyjne fal dekametrowych lub radiofoniczne nadajniki UKF/FM w wykonaniu w pełni tranzystorowym o mocy wyjściowej dochodzącej do 1 kW [14].

Na etapie prac koncepcyjnych opublikowano w [15] bardzo interesujący system modulacji amplitudowej /z użyciem tranzystorów/ uzyskiwanej bezpośrednio przez modulację szerokości impulsu rezonansowego wzmacniacza klasy D_{wcz} . Jest to odmiana modulacji PDM, przy częstotliwości powtarzania impulsów ω_p równej częstotliwości nośnej nadajnika ω , z konwersją odwrotną systemu modulacji PDM na AM w obwodzie rezonansowym wzmacniacza.

Należy zaznaczyć, że autorem patentu USA ze stycznia 1968 roku na ten typ modulacji wzmacniacza rezonansowego klasy D_{wcz} jest Besslich.

Amplitudę składowej podstawowej napięcia o przebiegu prostokątnym i zmiennej szerokości wierzchołka można obliczyć wg Fouriera z zależności

$$V_1 = \frac{2}{T} \int_{k_0/1-d/T}^{k_0/1+d/T} U_0 \cdot \cos \omega t \, dt = \frac{2}{\pi} U_0 \cdot \sin k_0/1+d/T \quad /29/$$

z której widzimy, że amplituda ta niestety nie jest wprost proporcjonalna do szerokości wierzchołka przebiegu prostokątnego, a sinusoidalnie uzależniona od niego. Konsekwencją tego stanu rzeczy jest, że dla uzyskania liniowości modulacji amplitudowej w tym systemie należy zmieniać nieliniowo szerokość wierzchołków impulsów prostokątnych. Inaczej się wyrażając, konwersja wstęp-

na z modulacji amplitudowej sygnałów akustycznych na modulację szerokości impulsów /AM/PDM/ powinna się odbywać wg charakterystyki odwrotnej do sinusoidalnej, czyli zgodnej z przebiegiem funkcji odwrotnej, a więc funkcji $y = \arcsin x$ / a nie $\frac{1}{\sin x} = \operatorname{cosec} x$!/. Oczywiście, że układ kodujący konwersji musi uwzględniać ten warunek. Również stosowane w tym systemie układy rezonansowych wzmacniaczy modulowanych klasy D_{wcz} są bardziej skomplikowane od dotąd rozpatrywanych przez nas układów.

Jednak warunki pracy tranzystorów w rezonansowym wzmacniaczu tego systemu w porównaniu do wcześniej opisywanych układów z amplitudowo modulowanym napięciem zasilania kolektorów wzmacniacza, o podobnej mocy wyjściowej, są o wiele korzystniejsze. Również praktycznie całkowity brak toru wzmacniaczy modulujących, przy niezbyt daleko posuniętej komplikacji układu sterowania wzmacniaczy rezonansowych klasy D, przemawia za proponowanym rozwiązaniem.

Celem ułatwienia w rozpoznawaniu istotnych różnic w opisywanych tu systemach pracy wzmacniaczy klasy D na rys. 38 zestawiono dla porównania dotąd omawiane charakterystyczne rodzaje przebiegów, odniesione do założonego sygnału wyjściowego o modulacji amplitudowej AM. Pierwszy z tych rodzajów przebiegów dotyczy wzmacniacza modulującego typu PDM, pracującego w tzw. klasie D_{mcz} . Zilustrowano obie możliwe odmiany rodzaju pracy, a mianowicie mono- i bipolarną. Drugi rodzaj dotyczy wzmacniacza rezonansowego klasy D_{wcz} z modulacją amplitudową, a ostatni ilustruje obie możliwe odmiany /mono i bipolarną/ wzmacniacza rezonansowego klasy D_{wcz} z bezpośrednią konwersją modulacji PDM na modulację amplitudową w obwodzie rezonansowym nadajnika.

2.8. Perspektywa stosowania układów o podwyższonej sprawności w nadajnikach średniej i dużej mocy

W dzisiejszym stanie technologii produkcji tranzystorów, jak już było wyjaśnione, nie ma możliwości racjonalnej realizacji nadajników z modulacją amplitudową /AM/, o mocy fali nośnej przekraczającej w sposób zdecydowany poziom fali nośnej równy 1 kW. Natomiast przy modulacji częstotliwościowej /FM/ lub jednowstęgowej /SSB/ poziom ten przy wykorzystywaniu podobnie obciążonych czynnych elementów półprzewodnikowych może osiągnąć wartość mocy nawet czterokrotnie wyższą.

Wymagania eksploatacyjne dla urządzeń nadawczych, jak wiadomo od wielu lat, pod względem mocy wyjściowej poszły jednak znacznie dalej. W związku z tym, ze wzrostem poziomu mocy i nieomal całodobową nieprzerwaną pracą nadajników radiofonicznych, szczególnego znaczenia nabral problem podniesienia sprawności energetycznej tych urządzeń. Omówione poprzednio sposoby, stosowane aktualnie przy uzyskiwaniu modulacji amplitudowej, zmierzały również do tego celu.

Jako dobry przykład może tu posłużyć centralny długofalowy nadajnik radiofoniczny w Gąbinie pracujący z mocą fali nośnej 2 MW w układzie z podwyższoną sprawnością uzyskaną dzięki wtrąceniu do obwodów rezonansowych anod i siatek sterujących końcowych wzmacniaczy mocy dodatkowych obwodów rezonansowych nastrojonych na trzecią harmoniczną częstotliwości roboczej. Odpowiedni układ przedstawiający zasadę tego rodzaju usprawnienia wzmacniacza klasy C przedstawiają rys. 39 i rys. 40 /porównaj [16] /.

Zadaniem wspomnianych obwodów dodatkowych jest takie odkształcenie podstawowych przebiegów napięcia w obwodzie anodowym wzmacniacza, aby chwilowe napięcie u'_a na anodzie lampy podczas przepływu impulsu prądu i'_a miało możliwie małe wartości. Obwody dodatkowe wprowadzają do obwodu anodowego wzmacniacza w odpowiedniej fazie i we właściwie dobranej wartości amplitudy określone sinusoidalne napięcie dostrojone do trzeciej harmonicznej częstotliwości roboczej nadajnika. Wskutek takiego zabiegu przebiegi w.c.z. w lampowym wzmacniaczu rezonansowym zbliżają się do występujących we wzmacniaczach tranzystorowych klasy D, a sprawność modulowanego amplitudowo, rezonansowego wzmacniacza mocy może być podwyższona z typowych 75% nawet do ok. 90%, co ma istotne ekonomiczne znaczenie.

Próby zmierzające do tego samego celu poprzez wprowadzenie czystej pracy kluczowanej /napięciowo lub prądowo/ w lampowych wzmacniaczach rezonansowych dużej mocy, jak dotąd nie przyniosły rezultatów dających się wykorzystać eksploatacyjnie [17]. Podstawową trudność stanowi tu pojemność międzyelektrodowa C_{ak} lampy kluczowanego wzmacniacza, która w stanie zatkania ładowana jest wysokim napięciem anodowym z zasilacza głównego. Ładunek cyklicznie gromadzony, co okres drgań w.c.z. na tej pojemności jest proporcjonalny do U_{a0}^2 /napięcia ładowania/ i w chwili przewodzenia lampy gwałtownie rozładowuje się, wydzielając dodatkową moc strat na jej anodzie.

Poniżej przytoczone obliczenie przybliżone pozwala unaocznić istotną różnicę, jaka występuje przy pracy kluczowanej lampy i tranzystora, we wzmacniaczu klasy D_{wcz}.

Energia magazynowana w pojemności międzyelektrodowej C_{ak} wynosi w tych warunkach jak wiadomo:

$$E = \frac{CU_o^2}{2}$$

Przyjmując typowe parametry porównywanych ze sobą elementów zakładamy, że np. dla lampowego wzmacniacza rezonansowego mamy:

$$C_{ak} = 50 \text{ pF}$$

$$U_o = 6 \text{ kV}$$

$$f_{wcz} = 1 \text{ MHz, przy mocy wyjściowej} \\ \text{rzędu } 20 \text{ kW}$$

natomiast dla kluczowanego wzmacniacza tranzystorowego:

$$C_k = 100 \text{ pF}$$

$$U_o = 50 \text{ V}$$

$$f_{wcz} = 1 \text{ MHz, przy mocy wyjściowej} \\ \text{rzędu } 200 \text{ W.}$$

W związku z powyższymi założeniami dodatkowa moc strat wywołująca się na anodzie lampy lub kolektorze tranzystora, przy kluczowaniu z częstotliwością 1 MHz wyniesie odpowiednio:

$$\Delta P_{str \text{ lampy}} = 50 \cdot 10^{-11} \cdot 6000^2 \cdot 10^6 = 50 \cdot 10^{-11} \cdot 360 \cdot 10^5 \cdot 10^6 = 18 \text{ kW}$$

$$\Delta P_{str \text{ tranzyst.}} = 1 \cdot 10^{-10} \cdot 25 \cdot 10^2 \cdot 10^6 = 0,25 \text{ W}$$

Z powyższego łatwo wydedukować, że lampowy układ wzmacniacza klasy D w tych warunkach w ogóle nie da się uruchomić, natomiast układ tranzystorowy będzie mógł pracować poprawnie z wysoką

sprawnością energetyczną, właściwą wzmacniaczom rezonansowym klasy D.

Jako wniosek końcowy możemy stwierdzić, że jak dotąd przy pracy kluczowanej mogą być realizowane na lampach dużej mocy jedynie wzmacniacze modulujące sygnałów o częstotliwościach akustycznych, pracujące sposobem kluczowania /PDM/ w klasie D_{mcz}.

Układy takie pracują z dobrą sprawnością, przewyższając wyniki uzyskiwane do niedawna w układach przeciwsobnych, z transformatorami modulacyjnymi klasy B, odznaczając się równocześnie lepszymi wskaźnikami ekonomicznymi od nich, przy porównywalnych mocach wyjściowych 18.

2.9. Zagadnienie poprawy jakości transmisji radiofonicznej przy zawężonej wstędze sygnałów modulujących

Wprowadzając, zgodnie z postanowieniami Administracyjnej Konferencji Regionalnej dla Radiofonii na falach średnich i długich /Genewa 1975/, jednolity odstęp międzykanałowy wynoszący 9 kHz w radiofonicznej sieci europejskiej równocześnie ustalono przy AM maksymalną szerokość wstęgi częstotliwości modulujących sygnałów akustycznych za równą 4,5 kHz.

Chcąc jednak uniknąć związanej z tym postanowieniem degradacji jakości reprodukcji dźwięków mowy stosuje się omówione poprzednio środki, nazwane kształtowaniem wstęgi przenoszonych sygnałów. W przypadku audycji muzycznych wspomniane środki na ogół nie są wystarczające i należy się liczyć z pogorszeniem jakości reprodukcji oraz obserwowanym przez słuchaczy zuboże-

niem brzmienia instrumentów muzycznych, wynikającym z braku wyższych harmonicznych tonów podstawowych.

Jednym ze skutecznych środków zaradczych mógłby być np. system zaproponowany przez Gassmanna z NRF.

2.9.1. Zasada działania systemu PICOR

Na wstępie należy się zastrzec, że jest to technicznie interesująca próba rozwiązania problemu wysokiej jakości reprodukcji dźwięku przy wąskiej wstędze częstotliwości użytkowanych, której wyniki były kilkakrotnie publicznie demonstrowane, jednak jego eksploatacja byłaby związana z koniecznością użytkowania przez abonentów specjalnego i niewątpliwie droższego odbiornika. Oczywiście, że spełnienie warunku kompatybilności systemu, z obecnie obowiązującym przy modulacji AM, do pewnego stopnia mogłoby sprawę rozwiązać.

Poniżej zostanie przedstawiona w skrócie, opublikowana w [19], zasada, na jakiej oparto wspomniany system transmisji nazwany przez autora PICOR /pilot controlled overtone reproduction/. System ten umożliwia emisję programów radiofonicznych wysokiej jakości pomimo wykorzystywania znacznie zawężonych, w stosunku do użytkowanych dotąd, wstęg bocznych modulacji.

Zasada działania opiera się na podziale przekazywanej wstęgi modulujących sygnałów akustycznych na dwa półpasma, z których niższe, podstawowe jest przekazywane w sposób typowy, natomiast półpasmo wyższych częstotliwości harmonicznych, które podlega dalszemu podziałowi przekazywane jest w sposób znacznie bardziej złożony, ale za to umożliwiające skuteczne zawężenie widma sygnałów emitowanych przez nadajnik.

Ze wspomnianego podziału uzyskuje się 6 do 12 pasemek wąskich, z których przekazywane są jedynie prążki środkowe, w postaci informacji reprezentatywnych, kolejno dla każdego z wybranych pasemek. Te informacje reprezentatywne zgrupowane razem zajmują wstęgę szerokości rzędu 1 kHz i służą do wytworzenia sygnału pilotującego, który wraz z pasmem podstawowym użyty jest do wy modulowania radiofonicznego nadajnika AM.

Zasadę tego podziału na pasemka i sposób tworzenia złożonego sygnału modulującego nadajnik przedstawiono na rys. 41. Podział górnej połowy pasma sygnałów akustycznych może być liniowy lub logarytmiczny w skali częstotliwości. Pasma podstawowe może się rozciągać np. od 20 Hz do ok. 6 kHz, a półpasmo częstotliwości wyższych od 6 do 12 kHz. Dzielimy je co najwyżej na 12 pasemek odpowiadających poszczególnym półtonom oktawy akustycznej, wykorzystując specjalne filtry pasmowe.

Po stronie nadawczej poszczególne napięcia wyjściowe filtrów pasmowych podlegają prostowaniu i służą do sekwencyjnego wy modulowania sygnału sterującego, którego kształt uwidoczniiony na rys. 42 przypomina nieco sygnał wizyjny, ale w innej skali częstotliwości.

Dzięki sygnałowi pilotującemu po stronie odbiorczej możliwe jest odtworzenie poszczególnych tonów reprezentatywnych dla przyjętego podziału górnego półpasma sygnałów akustycznych, w sposób synchronicznie kolejny z zachowaniem wzajemnego stosunku amplitud.

Uzyskanie poprawnego wrażenia słuchowego po stronie odbiorczej w tym systemie opiera się na mało, jak dotąd, wykorzystywa-

nej fizjologicznej właściwości słuchu ludzkiego, która sprowadza się do zmniejszonej wrażliwości na odczucie wysokości tonu słyszalnych dźwięków, o ile leżą one powyżej określonej granicy częstotliwości, umiejscowionej normalnie w przedziale 4 do 6 kHz. Odwrotnie zwiększona wrażliwość, a nawet specjalnie wyostrzona dla ucha muzycznego występuje przy słuchaniu tonów muzycznych leżących poniżej tej granicy.

Normalnie w pasmie podstawowym zmiany wysokości tonu akustycznego rzędu 1% odczuwamy bardzo wyraźnie, wówczas gdy w półpasmie tonów harmonicznycy nawet 5% zmiany łatwo tolerujemy. W związku z tym przy reprodukcji muzyki systemem PICOR uzyskiwane rezultaty są poprawne, natomiast budziła zastrzeżenia jedynie reprodukcja dźwięków świszczących, powodując u słuchaczy wrażenie zmiany barwy i nienaturalność brzmienia mowy ludzkiej.

Na rysunku 43 uwidoczniiono w uproszczonym układzie blokowym zasadę działania całego systemu PICOR. Sygnał mikrofonowy doprowadzany jest do szeregu wzmacniaczy zakończonych filtrami, które pozwalają na wyodrębnienie pasma podstawowego i poszczególnych pasemek, na które dzieli się półpasmo wyższych częstotliwości harmonicznycy. Poszczególne sygnały wyjściowe filtrów są prostowane i doprowadzone do elektronicznego komutatora o rotującym przełączniku. Następnie kolejno doprowadza się poszczególne sygnały do jednowstęgowego modulatora sygnału pilotowego i sekwencyjnych sygnałów sterujących. Częstotliwość sygnału pilota wybrana jest powyżej górnej granicy pasma podstawowego i dzięki temu przez proste sumowanie jednowstęgowo zmodulowanego sygnału pilotującego z pasmem podstawowym sygnałów akustycznych

wytwarza się złożony sygnał modulujący nadajnik.

Na rysunku 44 uwidoczono, również w układzie blokowym, część odbiorczą systemu. W części tej poszczególnymi filtrami wyodrębnia się osobno pasmo podstawowe, a osobno sygnały pilota i sekwencyjne sterujące. Te ostatnie doprowadzane są do analogicznego, jak w części nadawczej i synchronicznie z nim rotującego komutatora elektronicznego, który sekwencyjnie ładuje zespół małych kondensatorów napięciami proporcjonalnymi do reprezentatywnych informacji poszczególnych pasemek górnej półwstęgi akustycznej. Dzięki temu następuje wymodulowanie poszczególnych generatorów odtwarzających półtony harmoniczne pasma podstawowego.

Zespół wszystkich zmodulowanych amplitudowo półtonów sumowany jest z odebranymi sygnałami pasma podstawowego i następnie, po wzmacnieniu, doprowadzany jest do głośnika.

2.9.2. Ostatnie usprawnienia systemu PICOR

a. Dla uzyskania poprawności brzmienia dźwięków świszczących mowy ludzkiej twórca systemu PICOR G.G. Gassmann wprowadził po stronie odbiorczej modulację częstotliwości półtonów harmonicznym jednolitym sygnałem szumowym. W ten sposób do reprodukcji nie używa się reprezentatywnych sygnałów o stałej środkowej częstotliwości wybranej kolejno z 12 pasemek, ale sygnały zmodulowane częstotliwościowo szumem, przy dewiacji współmiernej z szerokością wspomnianych pasemek podziału półpasma wyższych częstotliwości harmonicznym wstęgi modulujących sygnałów akustycznych.

Eksperymentowano z doborem właściwej wielkości wspomnianej dewiacji, uzyskując znaczną poprawę naturalności brzmienia mowy ludzkiej.

b. Kompatybilność systemu PICOR w stosunku do klasycznej monofonii AM przy odbiorze normalnym odbiornikiem radiofonicznym AM można uzyskać tylko przy doprowadzeniu do zaniku zakłóceń pochodzących od sygnału sterującego odtworzenie półtonów harmonicznych. Wyzyskano w tym celu znaną właściwość psychofizyczną słuchu noszącą nazwę efektu maskowania. Można go wykorzystać jedynie przez obniżenie poziomu sygnałów pilotujących względem poziomu sygnałów akustycznych pasma podstawowego. Istotne było jednak, aby nie dopuścić do pogorszenia stosunku sygnał-szum. Równocześnie należało zapewnić utrzymanie synchronizmu w pracy komutatora elektronicznego reprezentatywnych sygnałów harmonicznych nawet wówczas, gdy sygnały akustyczne zanikają w momentach pauz w czasie transmisji.

Analizując nieco bliżej słuchowy efekt maskowania obserwuje się, że ma on cechy swoiste. Łatwiej je wyjaśnić na przykładzie, posiłkując się rys. 45. Załóżmy, że przedstawiona na rysunku charakterystyka filtru dolnoprzepustowego ogranicza do 4 kHz pasmo białego sygnału szumowego, który może być odtworzony. Na to pasmo nałożony jest ton prosty, o regulowanej amplitudzie i częstotliwości. Chcemy, aby ten ton stał się słyszalny na tle przenoszonego szumu. Tak długo jak częstotliwość tonu prostego leży w pasmie przepuszczanym dolnoprzepustowego filtru względnie wykracza powyżej tego pasma nie więcej aniżeli na 1 kHz, próg zauważalności tego tonu leży stosunkowo wysoko. Jednak gdy często-

tliwość tonu prostego jeszcze bardziej zwiększyć, to próg jego zauważalności słuchowej gwałtownie się obniży. Wąskie pasmo, w którym próg zauważalności jest stosunkowo wysoki, przypisujemy efektowi maskowania dźwięków.

Przy sygnałach muzycznych, zamiast przykładowego szumu, poziom zauważalności tonu prostego w granicach działania efektu maskowania leży przy ok. -10 dB, natomiast przy większych odstępach częstotliwościowych poziom zauważalności tonu prostego obniża się aż do -50 dB.

W związku z tymi właściwościami naszego słuchu, dla zapewnienia kompatybilności emisji PICOR względem normalnej emisji AM, sygnały pilotujące należy zmieścić w pasemku nie szerszym niż 1 kHz, bezpośrednio powyżej górnej częstotliwości granicznej przenoszonego pasma podstawowych sygnałów akustycznych. Wtedy dzięki wykorzystaniu efektu maskowania osłabiony tylko o -10 dB poziom sygnałów pilotujących będzie mimo to niesłyszalny i w odbiorniku monofonicznym nastrojonym na odbiór emisji prowadzonych w systemie PICOR nie będzie przeszkadzał, spełniając postawione wymaganie kompatybilności tej emisji z konwencjonalną emisją monofoniczną typu AM.

Na rysunku 46 przedstawiono całą wstęgę sygnałów akustycznych, która jest odtwarzana w systemie PICOR. Zaznaczono pasmo tonów podstawowych, pasmo wyższych harmonicznycch tych tonów oraz pasemko zajęte przez sygnały sterujące i sygnały pilota. Najwyższe tony pasma podstawowego, oznaczonego na rysunku przez /a/ korelują ściśle z ich tonami harmonicznymi, oznaczonymi przez /b/. Następuje to wskutek tego, że chwilowe amplitudy prązków

spektralnych sygnału pilotowego zapewniają w czasie odtwarzanej audycji ich wierną reprodukcję amplitudową.

2.10. Nowe kierunki w radiofonii krótkofalowej

W związku z ogólnym wyścigiem mocy stacji nadawczych również radiofonia krótkofalowa, pracująca często na odległościach zamorskich i prawie wyłącznie w programach dla zagranicy, w ostatnich latach użytkuje nadajniki coraz większej mocy. Moc fali nośnej stosowanych tu jednostek leży aktualnie w przedziale 250 do 500 kW. Równocześnie w celu uzyskania możliwie korzystnego stosunku sygnału do zakłóceń użytkuje się równocześnie skuteczne anteny kierunkowe.

Specyfika eksploatacji służby programu dla zagranicy, emitowanego jak wiadomo na falach dekametrowych w ośmiu wąskich pasmach częstotliwości przyznanych wyłącznie dla radiofonii i zawartych w ramach przedziału rozciągającego się od 5950 do 26100 kHz, wymaga częstych zmian poszczególnych częstotliwości roboczych, uzależnionych od panujących warunków jonosferycznych na określonej trasie geograficznej.

Jak wiadomo, zmiany te mają mniej lub bardziej cykliczny charakter, związany z okresem plam słonecznych, porą roku, porą doby itp. czynników. Z punktu widzenia wymagań, określających rodzaj sprzętu nadawczego, nadajniki radiofoniczne programu dla zagranicy muszą umożliwiać szybką zmianę częstotliwości roboczej. W rozwiązaniach współczesnych przestrajanie poszczególnych nadajników jest w pełni zautomatyzowane, przy czym wykonuje się je zwykle systemem dwustopniowym. Wpierw przełączane

są zgrubnie podzakresy, a następnie sterowane komparatorami serwomotorki dostrajają poszczególne obwody rezonansowe, umożliwiając optymalizację uzyskiwanych parametrów elektrycznych. Cały proces odbywa się oczywiście przy obniżonej mocy wyjściowej nadajnika. Po zakończeniu strojenia automatycznego napięcia zasilające anody lamp stopni końcowych wracają do pełnej wysokości i nadajnik pracując na zmienionej częstotliwości oddaje do obciążenia użytecznego optymalną moc wyjściową.

Równolegle do przestrojenia nadajnika na żadaną częstotliwość również automatycznie są przełączane poszczególne anteny kierunkowe, z którymi ten nadajnik ma współpracować.

Należy oczekiwać w najbliższej przyszłości, że w nadajnikach przekazujących programy radiofoniczne dla zagranicy zostanie wprowadzone sterowanie komputerem opisywanych tu czynności. Zmiana częstotliwości roboczej i kierunek geograficzny emisji zostanie zaprogramowany zgodnie z uprzednio przygotowanym harmonogramem. Ponieważ sama emisja materiału programowego z rozgłośni, nieomal we wszystkich krajach, już od kilkunastu lat odbywa się automatycznie, tylko więc krok dzieli nas od całkowitej automatyzacji w omawianej dziedzinie. Jest to szczególnie istotne właśnie w nadawaniu programów dla zagranicy, których specyfika zwykle charakteryzuje się krótkimi odcinkami słownymi /rzędu 30 minut/, wypełnionymi materiałem informacyjnym z niewielkimi przerwami muzycznymi.

Dążąc do możliwego uproszczenia omawianych manipulacji dokonywanych bądź co bądź na urządzeniach o mocy wyjściowej sięgającej często wieluset kilowatów, wprowadzono pewne ułatwienia,

co nie pozostaje bez wpływu na niezawodność pracy całego ośrodka nadawczego.

W nadajnikach ograniczono do niezbędnego minimum liczbę stopni wzmocnienia wymagających przestrajania przy zmianach częstotliwości roboczej. Nawet w 500 kW nadajnikach liczba tych stopni, przy wykorzystaniu nowoczesnych tetrod, o dużym współczynniku wzmocnienia, mogła być zredukowana do dwóch. Pozostałe stopnie wzmocnienia pracują zwykle jako wzmacniacze szerokostęgowe, co najwyżej z przełączanymi skokowo podzakresami, na które całe stojące do dyspozycji pasmo nadajnika jest podzielone.

Wykonywany na elementach półprzewodnikowych człon wzbudzający takiego nadajnika przy zmianie częstotliwości roboczej ma jedynie przełączane poszczególne kwarcy względnie odpowiednie pozycje przełączników syntezeru częstotliwości.

Wszystkie dalsze stopnie wstępne nadajnika wykonywane są jako układy szerokopasmowe, które nie wymagają strojenia indywidualnego obwodów rezonansowych.

W tego typu nadajnikach krótkofalowych modulację amplitudową rozwiązuje się zwykle najprostszą, klasyczną metodą, przez zastosowanie łańcucha wzmacniaczy sygnałów o częstotliwościach akustycznych, zakończonego przeciwsobnym wzmacniaczem mocy, pracującym w klasie B z transformatorem modulacyjnym. Wstęga sygnałów modulujących przy tego typu emisji dla maksymalnego uwypuklenia zrozumiałości mowy jest kształtowana w swym przebiegu, a z drugiej strony w celu zredukowania przy odbiorze słyszalnych interferencji międzykanałowych wstęga ta jest równocześnie znacznie ograniczana w szerokości.

Powszechnie przyjmuje się 4,5 kHz za górną częstotliwość przenieszonego pasma akustycznego. Dodatkowo dla dalszego zwiększenia dobrej słyszalności emisji wprowadza się jeszcze ograniczenie dynamiki przez kompresję sięgającą zwykle 12 do 15 dB, co daje wyraźne zwiększenie średniej głębokości modulacji nadajników w czasie audycji. Użytkowanie ogranicznika dynamiki audycji wymaga odpowiedniego przystosowania nadajnika do pracy ciągłej z dużą średnią głębokością modulacji.

Wspomniany zabieg jest niezwykle skuteczny, a ilustracją tego może być następujące przeliczenie wychodzące z poniżej wyszczególnionych przesłanek:

1/ przy normalnym programie radiofonicznym średnia głębokość modulacji nadajnika zwykle nie przekracza 30%,

2/ moc zawarta przy modulacji amplitudowej we wstęgach bocznych wyraża się zależnością

$$P_b = \frac{1}{2} \cdot m^2 \cdot P_{\text{nośnej}}$$

3/ przykładowo przyjmujemy, że moc fali nośnej nadajnika wynosi

$$P_{\text{nośnej}} = 100 \text{ kW}$$

4/ moc we wstęgach bocznych, w tych warunkach przy $m = 30\%$ osiąga

$$P_b = \frac{1}{2} \cdot (0,3)^2 \cdot 100 = 4,5 \text{ kW}$$

5/ stosując 12 dB kompresji dynamiki średnia głębokość modulacji nadajnika wzrasta do $m' = 60\%$,

6/ moc wstęp bocznych przy stosowaniu kompresji dynamiki szybko wzrasta, a w naszym przykładzie dochodzi do

$$P'_b = \frac{0,36}{2} \cdot 100 = 18 \text{ kW}$$

stanowi to czterokrotny wzrost średniej mocy we wstępach bocznych emisji /czyli +6 dB/ w stosunku do mocy uzyskiwanej przy pracy bez kompresji dynamiki audycji.

Aby analogiczny rezultat osiągnąć przy pracy bez kompresji dynamiki, należałoby podnieść czterokrotnie moc fali nośnej nadajnika, czyli w naszym przykładzie z 100 kW do 400 kW, co nie wymaga dalszego uzasadniania skuteczności zastosowanej metody kompresji dynamiki audycji.

Ostatnio dążąc do uproszczenia zautomatyzowanych czynności, niezbędnych przy przestrajaniu nadajników, podjęto próbę [20] realizacji stopnia końcowego mocy w układzie szerokowstęgowym, bez zbyteńnego pogarszania jego sprawności energetycznej.

Zastosowane rozwiązanie opiera się na zastąpieniu typowych, przestrajanych rezonansowych obwodów wyjściowych nadajnika, przełączanym w podzakresach układem dolnoprzepustowego filtra uzupełnionego ogniwami rezonansowymi o charakterystyce pasmowej. Dzięki temu udało się rozszerzyć zakres częstotliwości, w którym poziom mocy wyjściowej nadajnika pozostaje równomierny od 2 aż do 18 MHz.

Na rysunku 47 tytułem przykładu przedstawiono uproszczony u-

kład omawianego, szerokowstęgowego stopnia mocy nadajnika, nie wymagającego strojenia przy zmianie częstotliwości roboczej sygnału wzbudzającego siatkę sterującą lampy wzmacniacza mocy. Jego charakterystyki szerokowstęgowe podaje rys. 48. Oczywiście, że dla racjonalnej eksploatacji tego typu nadajnik powinien pracować na również szerokopasmową antenę względnie przy przełączeniu jego podzakresów należy równocześnie przełączać odpowiednio szerokopasmowe anteny.

Zagadnienie anten współpracujących z radiofonicznymi nadajnikami programów dla zagranicy stanowi odrębny, ale jednak ściśle związany z nimi problem.

Należy tu wspomnieć, że wraz z powszechnym w ostatnich latach rozwojem służby programów dla zagranicy nastąpił ogromny wzrost nie tylko mocy stosowanych nadajników, ale również liczby regionów geograficznych obsługiwanych przez nie. Stan ten wymagał intensywnej rozbudowy pól antenowych w ośrodkach radiofonii krótkofalowej [21]. Przy wzroście liczby stosowanych fal i kierunków emisji teren zajmowany przez anteny i związane z tym nakłady inwestycyjne szybko rosły. Stwierdzenie to wynikało z faktu powszechnego stosowania w tej służbie wysoce kierunkowych anten ścianowych, zbudowanych z wielu pobudzanych synfazowo, cienkich półfalowych dipoli i ścian pasywnych reflektorów utworzonych z analogicznych elementów, tyle że nie zasilanych. Anteny tego typu są raczej wąskopasmowe i w zasadzie przeznaczone dla określonej częstotliwości roboczej, na jaką były zbudowane.

Dopiero rozwój konstrukcji synfazowych anten ścianowych typu wieńcierzowego o skróconej długości dipoli do $2 \times 0,41 \lambda_{gr}$, za-

wieszonych $0,27 \cdot \lambda_{\text{sr}}$ przed aperiodyczną ścianą reflektorową, pozwolił na znaczną oszczędność w nakładach oraz uelastyczył możliwości wykorzystywania całej gamy częstotliwości roboczych.

Typowa ściana synfazowa składa się z 4 pięter po 4 dipole w każdym z nich, natomiast aperiodyczna ściana reflektorowa utworzona jest z poziomo rozpiętych linek o wzajemnym odstępnie $0,035 \cdot \lambda_{\text{sr}}$ między sobą. Szkic anteny synfazowej przedstawia rys. 49. Zakres częstotliwości, w jakim antena tego typu może być wykorzystywana, zawarty jest w przedziale od $0,75 \cdot \lambda_{\text{sr}}$ do $3 \cdot \lambda_{\text{sr}}$. Zysk energetyczny 16-dipolowej anteny jest rzędu 20 dB, a zdolność skupiania wiązki fal promieniowanych ogranicza się do ok. 20 do 30° przy kącie elewacji rzędu 10° , co jest współmierne z wynikami uzyskiwanymi z analogicznych wąskopasmowych anten ścianowych z reflektorami pasywnymi.

Wprowadzenie przesunięcia fazy pomiędzy dwoma połówkami ściany systemu promieniującego, oddalonymi od siebie na λ_{sr} anteny synfazowej, pozwala na odchylenie w płaszczyźnie poziomej wiązki promieniowanych fal o $\pm 10^\circ$ od osi symetrii, co w jeszcze większym stopniu poprawia jej uniwersalność.

Korzystniejszą szerokostęgowość od opisywanych anten synfazowych zapewniają anteny logarytmiczno-periodyczne, które są wykonywane na pełny zakres częstotliwości stosowany w radiofonii krótkofalowej zawarty pomiędzy 6 i 27 MHz. Anteny te w całym zakresie częstotliwości zapewniają zyski energetyczne rzędu 18 do 22 dB przy skupieniu wiązki promieniowanej w poziomie w granicach 25 do 30° , a w pionie 12 do 18° .

Najbardziej uniwersalnym rozwiązaniem jest dipolowa antena lo-

garytmiczno-periodyczna w wykonaniu obrotowym z możliwością zmiany kąta elewacji. Taką konstrukcję zrealizowała szwedzka firma Allgon, zapewniając poniżej zestawione parametry eksploatacyjne:

- 1/ zakres częstotliwości roboczych 5,9 do 30 MHz,
- 2/ polaryzacja pozioma,
- 3/ zysk energetyczny względem dipola izotropowego 11 do 14 dB,
- 4/ współczynnik fali stojącej na linii zasilającej lub fiderze mniejszy od 1,4,
- 5/ impedancja charakterystyczna kabla zasilającego 50Ω ,
- 6/ moc doprowadzona od 100 do 500 kW,
- 7/ długość konstrukcyjna wysięgnika niosącego dipole 39 m,
- 8/ liczba dipoli 16,
- 9/ wysokość wieży wsporczej 15,6 m,
- 10/ ciężar całkowity 5 t.

Napędowe mechanizmy konstrukcji nośnej anteny, a więc obrotowy oraz kąt elewacji sterowane są oczywiście zdalnie z budynku radiostacji. Szkic wyglądu wspomnianej konstrukcji unocznia rys. 50.

Znane są również nieco starsze rozwiązania, z których należy wymienić obrotnicę z umieszczonymi na jej końcach samonośnymi wieżami kratowymi, wysokości ponad 60 m, między którymi była zawieszona sieć antenowa wraz z siecią reflektorów, w postaci typowej synfazowej anteny ścianowej dostosowanej do pracy na określonej częstotliwości roboczej /leżącej w pasmie radiofonicznym 31 m/. Antena ta była użytkowana jeszcze przed 1939 rokiem przez holenderską krótkofalową radiofoniczną stację reklamową,

należącą i eksploatowaną przez firmę Philips. Jej emisje nadawane w kilkunastu językach odbierano doskonale w całej Europie i daleko poza jej granicami.

2.11. Zagadnienia ekonomiczno-techniczne radiofonicznej techniki nadawczej z modulacją amplitudową

Opisywane trzy najbardziej rozpowszechnione systemy nowoczesnych modulatorów amplitudowych, a więc amplifazowy, wg Doherty'ego i PDM, odznaczają się brakiem dużych i kosztownych transformatorów modulacyjnych klasy B, jak i towarzyszących im łańcuchów wzmacniaczy częstotliwości akustycznych zakończonych stopniem wzmacniacza modulującego dużej mocy. Fakt powyższy ma zasadnicze znaczenie dla kalkulacji kosztów produkcji określonego typu nadajnika radiofonicznego większej mocy i wyjaśnia dlaczego rozwiązanie klasyczne z modulacją anodową i wzmacniaczem modulującym klasy B przy dużych stacjonarnych urządzeniach fal średnich i długich raczej już wyszło z użycia /porównaj [3], [18]/.

Koszt transformatora modulacyjnego zależy prawie proporcjonalnie od jego mocy wyjściowej m.cz., natomiast koszt nawet skomplikowanego członu wzbudzającego jest stosunkowo niewielki i niemal niezależny od fali nośnej nadajnika. Przebieg kosztów tych urządzeń w funkcji mocy fali nośnej nadajnika jest uwidoczony na rys. 51. Można z niego łatwo wydedukować, że budując nadajnik małej mocy często mimo wszystko może opłacić się zastosowanie wzmacniacza modulującego klasy B, a nowoczesne nadajniki dużej mocy należy rozwiązywać bardziej skomplikowanymi układami modulatorów, których użycie jest uzasadnione względami ekonomicznymi.

Wprowadzenie tranzystorowych członów wzbudzających obniżyło jeszcze bardziej poziom mocy, przy którym koszty obu sposobów rozwiązywania układów modulatora mniej więcej się równoważą. W przemyśle elektronicznym USA poziom równowagi kosztów dla systemu klasycznej modulacji anodowej z transformatorem i modulacji np. amplifazowej leży ok. 5 kW mocy fali nośnej nadajnika.

Przy nadajnikach radiofonicznych o mocy wyjściowej leżącej poniżej granicy 5 kW najnowsze rozwiązania układowe, typu hybrydowego, z wykorzystaniem tranzystorowych członów wzbudzających, których wzmacniacz rezonansowy pracuje w klasie D, i lampowych wzmacniaczy liniowych drgań modulowanych, wydają się być wariantem najbardziej ekonomicznym i niezawodnym.

W niedalekiej przyszłości należy liczyć się z wprowadzeniem do eksploatacji radiofonicznej nadajników AM o poziomie fali nośnej rzędu 1 kW w rozwiązaniu w pełni tranzystorowym i specjalnie przystosowanym do pracy bezobsługowej z wysoką niezawodnością działania.

Konstrukcyjnie małe nadajniki są montowane w szafy z typoszeregu 19" i mają konstrukcję panelową z dostępem jedynie od płyty czołowej. Nadajniki większej mocy mają zwykle budowę również typu szafowego z tym, że na ich zapleczu normalnie lokuje się większe elementy konstrukcyjne, a zwłaszcza urządzenia zasilające wraz z transformatorami.

Przy nadajnikach o mocach największych, a więc powyżej 500 kW fali nośnej, konstrukcje są jeszcze bardziej zindywidualizowane. Na przykład szwajcarski nadajnik 2 MW dla Gąbina o złożonym ob-

wodzie strojonym poprawiającym sprawność energetyczną końcowego wzmacniacza klasy C został zmontowany w 20-stopowych kontenerach, co ogromnie ułatwiło montaż i transport z wytwórni. Wszystkie układy energetyczne wraz z transformatorami modułacyjnymi klasy B zajmują dużą część budynku radiostacji, przypominając swym rozplanowaniem i budową typowe rozwiązania energetyczno-elektrowniane.

Również urządzenia chłodzące nadajników zróżnicowane są w zależności od ich mocy wyjściowej. Najbardziej ekonomiczne chłodzenie naturalne, przez konwekcję, może być stosowane tylko do urządzeń w pełni stranzystoryzowanych. Nawet niewielkie wzmacniacze lampowe na ogół wymagają wymuszonego obiegu powietrza chłodzącego. Przy dużych mocach, zwykle ponad 20 kW fali nośnej, stosowane jest chłodzenie wodne, które w miarę wzrastania mocy jednostkowej nadajników i lamp w ich stopniach końcowych mocy zastępowane jest wapotronową odmianą tego chłodzenia. Jest to rozwiązanie o znacznie mniejszym gabarycie ogólnym instalacji, stawiającym równocześnie mniejsze wymagania eksploatacyjne w stosunku do personelu obsługi technicznej radiostacji.

3. NADAJNIKI RADIOFONICZNE O MODULACJI CZĘSTOTLIWOŚCIOWEJ /FM/

W radiofonicznych nadajnikach o modulacji częstotliwościowej w ostatnich latach również dały się odczuć określone zmiany w sposobie rozwiązywania układów. Zmiany te wynikły wskutek postępu techniki i technologii produkcji. Jak ogólnie wiadomo, moce wyjściowe radiofonicznych nadajników FM, pracujących w sieciach

krajowych regionu europejskiego zwykle nie przekraczają poziomu 10 kW. Jest to wystarczające dla zapewnienia dobrego odbioru na falach metrowych, w granicach optycznego zasięgu fal. Stosowane tu dookólne anteny nadawcze, typu płaszczyznowego, o wielu dipolach zwykle zawieszane są na wspólnym maszcie z antenami stacji telewizyjnej.

Również i w tym zakresie częstotliwości, choć z niewielkim opóźnieniem w stosunku do radiofonii średniofalowej, stopniowo wprowadzono pełną tranzystoryzację członów wzbudzających, obejmujących również modulatory częstotliwościowe nadajnika.

Wobec ograniczonej mocy wyjściowej tych członów, w nadajnikach jak dotąd nadal niezbędne jest stosowanie lampowych rezonansowych wzmacniaczy mocy. Jednak uwzględniając postęp technologiczny w produkcji lamp nadawczych, również i tu zaczęto stosować nowoczesne tetrody zapewniające znacznie większy niż dawniej zysk mocy na każdy stopień wzmocnienia. W związku z tym typowy nowoczesny nadajnik z modulacją częstotliwościową, przy mocach wyjściowych przekraczających poziom 1 kW, zwykle jest wyposażony tylko w jednostopniowy, tetrodowy wzmacniacz mocy i tym samym ma znacznie mniej stopni wzmocnienia, jak to bywało w rozwiązaniach sprzed kilku lat.

W 1975 roku przemysły elektroniczny kilku zaawansowanych technicznie krajów europejskich zaprezentowały publicznie w pełni tranzystorowe nadajniki radiofoniczne z modulacją częstotliwościową, o mocy wyjściowej rzędu 0,4 kW, a nawet 1 kW [22]. To niewątpliwie osiągnięcie stało się możliwe ze względu na opanowanie technologii produkcji tranzystorów nadawczych, które przy pracy w klasie C, na częstotliwości roboczej rzędu 100 MHz obecnie mogą oddać jednostkową moc użyteczną sięgającą 100 W.

Układowo w pełni tranzystorowy nadajnik o mocy w granicach kilkuset watów można, jak dotąd, rozwiązać jedynie jako układ sumujący moc wyjściową z szeregu bloków zawierających wzmacniacze przeciwsołne. Každy z takich wzmacniaczy dostarcza zwykle moc wyjściową rzędu 100 do 200 W. Sposób wzajemnego sumowania mocy z poszczególnych bloków składających się na całość nadajnika rozwiązywany jest indywidualnie przez producentów. Istnieją w tym względzie różne metody postępowania prowadzące do uzyskania podobnych rezultatów końcowych. Ogólną zasadą jest jednak zapewnienie maksymalnej niezawodności działania nadajnika jako całości, nawet wówczas, gdyby któryś z bloków składowych uległ uszkodzeniu. W ten sposób skutecznie zapewnia się możliwość eksploatacji bezobsługowej tych urządzeń, pomimo ich stosunkowo znacznego skomplikowania układowego.

Jedną z metod sumowania mocy wyjściowej z dwu jednakowych źródeł jest użycie szerokowstęgowych i zrównoważonych mostków hybrydowych. Zapewniają one wzajemne odsprężenie obu źródeł sumowanych, a przy wypadnięciu z eksploatacji jednego z nich gwarantują dla drugiego źródła zachowanie w pełni dopasowanych warunków pracy, bez konieczności jakiego bądź przełączania w układzie. Jedynie poziom oddawanej mocy użytecznej, przez pozostałe w pracy źródło czynne, maleje w tych warunkach o 3 dB, czyli o połowę, a zatem moc dostarczana do anteny przez uszkodzony nadajnik maleje do jednej czwartej pierwotnego poziomu nominalnego. Druga połowa mocy dostarczana w tych awaryjnych warunkach przez źródło czynne jest tracona w rezystancji absorbera, stanowiącego charakterystyczny bierny element każdego zrównoważone-

go mostka sumującego. Uproszczony układ elektryczny takiego mostka uwidacznia rys. 52. Kilkakrotne kaskadowe zastosowanie opisanej metody sumowania mocy uzyskiwanej kolejno z dwu wzajemnie odsprzęgniętych bloków, tak jak to podaje rys. 53, pozwala na doskonałe rezerwowanie ciągłości pracy nadajnika. Gdy w którymś z bloków wzmacniaczy wystąpi uszkodzenie, to jak powiedziano wyżej emisja nie ulegnie przerwie, a jedynie zależnie od miejsca uszkodzenia zmaleje poziom mocy wyjściowej uszkodzonego nadajnika.

Niezbędną dla uproszczenia obsługi szerokostęgowość, obejmującą cały zakres częstotliwości roboczych użytkowany przez nadajniki FM, zapewniają układy mostków hybrydowych dzięki zastosowaniu specjalnych transformatorów, o stałych rozłożonych. Transformatory te są nawinięte na pierścieniowych rdzeniach ferrytowych [23], [24], co w układach tranzystorowych nie stwarza dodatkowych trudności.

Przykładem innego rozwiązania sumowania mocy, przy użyciu trójdecybelowych sprzęgaczy kierunkowych, są układy zastosowane w nadajnikach f-my Telefunken [25]. Rodzina tych nadajników rozpoczyna się od członu wzbudzającego, stanowiącego kompletny mały nadajnik tranzystorowy FM o mocy wyjściowej 50 W / rys. 54/. Następnymi nadajnikami typoszeregu są jednostki o mocach wyjściowych 300 W / rys. 55/ oraz 1 kW / rys. 56/. Charakterystyczne jest, że w jednokilowatowej jednostce, składającej się z trzech identycznych bloków składowych o mocy 345 W, każdy z tych bloków zasilany jest z indywidualnych i stabilizowanych metodą kluczowania źródeł napięcia.

Dopiero nadajniki większe tego typoszeregu, o mocach 3 kW i 10 kW, pracują w układach hybrydowych tranzystorowo-lampowych, analogicznie jak się to robi w nadajnikach radiofonicznych AM.

Konstrukcyjnie nadajniki FM wbudowywane są w szafy z typoszeregu 19" i posiadają dostęp do paneli lub kasetek jedynie od płyty czołowej, co sprzyja lepszemu wykorzystywaniu powierzchni sali aparatuwej w ośrodku nadawczym. Pozwala to na ustawianie poszczególnych nadajników bezpośrednio wzdłuż ścian, a więc bez dostępu od tyłu szaf.

Nadajniki tranzystorowe pracują z naturalnym chłodzeniem konwekcyjnym, a jedynie wzmacniacze lampowe mocy w tych urządzeniach wymagają z reguły chłodzenia wymuszonym obiegiem powietrza.

Ze względu na rozpowszechnioną w Europie wieloprogramowość sieci UKF/FM w ośrodkach nadawczych stosuje się wspólne wykorzystywanie dla wszystkich dwu, trzech lub czterech programów FM jednej dookólnej anteny ścianowej o dostatecznie szerokopasmowej charakterystyce. Zwykle, jak wspomniano, antena ta zawieszona jest na wspólnym maszcie anteny telewizyjnej ośrodka nadawczego. W takim przypadku poszczególne dwa, trzy, a nawet cztery nadajniki łączone są z anteną za pośrednictwem odpowiednich duplekserów, a więc układów biernych, które zapewniają wymagane wzajemne odsprężenie między nimi.

Najnowsze nadajniki UKF/FM trzeciej generacji, produkcji krajowych Zakładów ZARAT, noszące oznaczenie typu NRU, mimo wysokiego stopnia niezawodności wyrażającego się średnim okresem międzyawaryjnym /MTBF/ co najmniej 1000 godzin, mogą być

na żądanie klienta eksploatowane w różnych systemach rezerwowania.

Przykład zestawu nadawczego w systemie automatycznej rezerwy biernej wg opisu fabrycznego [26] składa się z następujących urządzeń:

- 1 - dwu kompletnych nadajników NRU o jednakowych lub różnych mocach wyjściowych
- 2 - zestawu automatyki przełączeniowej ZAP2
- 3 - dwukanałowego przełącznika koncentrycznego z napędem elektrycznym
- 4 - zestawu włączania i kontroli pracy.

Uproszczony schemat zestawu jest pokazany na rys. 57. Jeden z dowolnie wybranych nadajników pracuje jako nadajnik roboczy, drugi nadajnik stanowi automatycznie załączaną rezerwę bierną. Uruchomienie zestawu /włączanie i wyłączenie/ odbywa się zdalnie wyłącznikiem umieszczonym w zestawie włączania i kontroli stanu pracy za pośrednictwem linii dwuprzewodowej, która jest jednocześnie wykorzystywana do przesyłania informacji o włączeniu nadajnika rezerwowego.

W zestawie rezerwy czynnej dwa jednakowe nadajniki sterowane są ze wspólnego generatora FM za pośrednictwem właściwego układu rozwidlającego, pracują na dwie niezależne połowy systemu antenowego rys. 58. W przypadku uszkodzenia jednego z nadajników zostaje on automatycznie wyłączony. Strata efektywnie promieniowanej mocy wynosi wówczas 6 dB. W przypadku uszkodzenia roboczego generatora wzbudzającego następuje automatyczne włączenie generatora rezerwowego.

Układ rozwidlający, układ przełączania generatorów oraz układy kontroli względnego przesunięcia fazowego sygnałów w.c.z. na wyjściu obu nadajników są zawarte w tak zwanym urządzeniu do pracy równoległej UPR2 wykonanym w postaci panela umieszczonego w jednym z nadajników.

Praca wieloprogramowa zestawu nadajników jest możliwa przy wykorzystaniu właściwego, szerokopasmowego systemu antenowego, który wypromieniowuje dwa, trzy lub cztery niezależne programy. W tym przypadku nadajniki zasilają system antenowy za pośrednictwem filtrów rozdzielczych typu ZFR. Dwa, trzy lub cztery filtry tego typu tworzą zestaw charakteryzujący się małym tłumieniem przejściowym sygnałów w.c.z. poszczególnych nadajników oraz dużym tłumieniem wzajemnym.

Charakterystyki transmisyjne zestawu gwarantują spełnienie wymaganych parametrów stereofonicznych w przypadku tego typu transmisji.

Zestawy filtrów rozdzielczych są instalowane w typowych znormalizowanych szafach i identycznym wyglądzie jak nadajniki.

Wygląd zewnętrzny aparatury trójprogramowej typu NRU 10 kW, w wykonaniu Zakładów ZARAT, uwidacznia rys. 59.

3.1. Praca zwielokrotniona /multipleksowa/ nadajników UKF/FM

Przy modulacji częstotliwościowej /FM/ w odróżnieniu od modulacji amplitudowej /AM/, jak wiadomo, całkowita moc dostarczana przez nadajnik pozostaje stała. W czasie modulacji moc dostarczana przez nadajnik dzieli się na prążek widma odpowiadający środkowej częstotliwości nośnej oraz szereg prążków występujących

symetrycznie po jego stronach, tworząc wstęgi boczne. Liczba prążków występujących we wstęgach bocznych zależy od indeksu modulacji:

$$m_f = \frac{\Delta F}{f} \quad /30/$$

gdzie ΔF - dewiacja częstotliwości,
 f - częstotliwość sygnału modulującego.

Przy sinusoidalnej modulacji częstotliwości powstaje, teoretycznie biorąc, nieskończona ilość par prążków bocznych, odległych od siebie o f , a wartości amplitud tych prążków oraz amplitudy środkowej częstotliwości nośnej określa się przy pomocy funkcji Bessela i odczytać można z rys. 60.

Rozpatrując widmo sygnałów wypromieniowanych przez antenę nadawczą zasilaną nadajnikiem FM, wewnątrz określonego pasma częstotliwości, istotnego dla przekazywania informacji i zależnego od stosowanego indeksu modulacji, obserwuje się w miarę oddalania od środkowej częstotliwości nośnej omawianej emisji szybko malejące amplitudy wyżej wspomnianych kolejnych prążków bocznych widma. Ilustracją powyższej prawidłowości jest rys. 61 przedstawiający obraz spektrograficzny pasma emitowanych monofonicznych sygnałów FM. Im większy indeks modulacji, tym większa jest liczba prążków widma o amplitudach praktycznie nie do pominięcia, a tym samym pasmo częstotliwości zajmowane przez emisję monofoniczną powiększa się.

Przy emisji programu radiofonicznego szerokość tego pasma jest w przybliżeniu nieco ponad dwukrotnie większa od maksymal-

nej stosowanej dewiacji, powiększonej o dwukrotną częstotliwość sygnału modulującego względnie dziewięciokrotnie większa od największej częstotliwości modulującej. Dokładniej szerokość widma obejmująca prążki, których poziom jest wyższy od 1% niemodulowanej nośnej można obliczyć z zależności:

$$B_{FM} = 2 f_{\max} / 1 + m_f + \sqrt{m_f} / \quad /31/$$

względnie w sposób bardziej przybliżony w postaci:

$$B_{FM} \approx 2/f_{\max} + \Delta F / = 2f + 2\Delta F = 2f + 2m_f \cdot f \approx 9 \cdot f_{\max} \quad /32/$$

3.1.1. Stereofonia dwukanałowa z tonem pilotującym, zwana bifonią

Przy emisji stereofonii dwukanałowej z tonem pilotującym, wprowadzonej od szeregu lat zgodnie z zaleceniami UER / również i u nas/, stosuje się uwzględniając warunek odpowiedniości z monofonią, zakodowany złożony sygnał modulujący, o strukturze uwidocznionej na rys. 62. Problemy z nim związane zostały szeroko opisane w literaturze technicznej, a u nas np. w publikacji [27]. Z niej wynika, że całkowite pasmo złożonego sygnału stereofonicznego, modulującego nadajnik UKF/FM, rozciąga się aż do 53 kHz, poszerzając w stosunku do emisji monofonicznej ponad trzykrotnie swoją szerokość. Stan ten powoduje określone skutki przy projektowaniu układów modulujących nadajnika, które dla umożliwienia emisji stereofonicznych muszą między innymi odznaczać się wyma-

ganą szerokostęgowością układu modulatora. Jak z rys. 62 widać, w pasmie leżącym pomiędzy 50 Hz i 15 kHz, zwanym kanałem monofonicznym, zawarta jest w systemie dwukanałowej stereofonii suma sygnałów lewego L i prawego R mikrofonu wg zależności $M = \frac{L + R}{2}$. Powyżej w pasmie sygnałów modulujących na częstotliwości 19 kHz, umieszczony jest sygnał pilotujący P o tak dobranej amplitudzie, aby powodowana nim głębokość modulacji nadajnika była zawarta w granicach pomiędzy 8 i 10% /czyli odpowiadała dewiacji ok. $\Delta F_p = \pm 5 \text{ kHz/}$. Sygnał ten po podwojeniu częstotliwości służy do synchronizacji generatora podnośnej 38 kHz, używanej do detekcji w odbiorniku. Częstotliwość ta jest drugą harmoniczną częstotliwości pilotującej. Podnośna o obowiązującej tolerancji $38 \text{ kHz} \pm 4 \text{ kHz}$ w złożonym sygnale modulującym nadajnik podlega wytłumieniu oraz dwuwstęgowej modulacji amplitudowej stereofonicznym sygnałem różnicowym $S = \frac{L - R}{2}$. W sygnale różnicowym pasmo przenieszone rozciąga się również od 50 do 15000 Hz.

Zarówno sygnał sumy M, jak i różnicy S podlega preemfazie ze stałą czasu $50 \mu\text{s}$ /rys. 63/.

Pełna głębokość modulacji nadajnika UKF/FM całkowitym złożonym sygnałem stereofonicznym, odpowiadająca 100%, uzyskiwana jest przy maksymalnej dewiacji $\Delta F = \pm 50 \text{ kHz}$. Może to nastąpić przy emisji stereofonicznej dla określonej konfiguracji sygnałów pierwotnych.

Taką charakterystyczną konfiguracją będzie stan, gdy oba sygnały pierwotne wprowadzane do kodera modulującego nadajnik, oznaczone jako L i R, są jednakowe w swej amplitudzie i fazie, co powoduje, że składnik różnicowy zanika, gdyż $S = \frac{L - R}{2} = 0$.

Wówczas nadajnik można wymodulować monofonicznie do 90%, a uwzględniając sygnał pilota P dający 10% wymodulowania uzyskuje się pełne wykorzystanie dewiacji $\Delta F = \pm 50$ kHz.

W drugim charakterystycznym przypadku, gdy sygnały pierwotne mają fazy przeciwne, czyli $L = -R$, to sygnał sumy zanika, a występuje jedynie składnik różnicowy S.

Możliwy jest również przypadek trzeci, gdy jest tylko jeden z dwu pierwotnych sygnałów mikrofonowych, tzn. L lub R i związany z tym składnik różnicowy S - M. W tych warunkach sygnał M wymoduluje nadajnik do 45%, a każda z wstępnych na podnośnej 38 kHz dodaje po dalsze 22,5%, i po zsumowaniu razem z sygnałem pilota uzyskuje się pełne 100% głębokości modulacji i dewiację nadajnika $\Delta F = \pm 50$ kHz.

Typowe pasmo złożonego sygnału stereofonicznego uzyskiwane w omówionych i charakterystycznych momentach modulacji obu kanałów L i R pokazano na rys. 64.

Charakterystyki liniowych zniekształceń tłumieniowych nadajnika UKF/FM dla sygnałów sumy i różnicy nie powinny się różnić więcej aniżeli o 0,2 dB w całym zakresie przenoszonych częstotliwości od 50 Hz do 15 kHz. Odpowiednio charakterystyki zniekształceń fazowych w obu kanałach muszą być zgodne z dokładnością $\pm 3^\circ$. Warunki te zapewniają prawidłowość odtworzenia efektu stereofonicznego w odbiorniku. Dopuszczalne zniekształcenia harmoniczne całego toru m.cz., poczynając od nadajnika aż do odbiornika włączone, nie powinny przekraczać 3,3% dla częstotliwości najniższych do 100 Hz, oraz 2,5% dla średniego zakresu częstotliwości do 7,5 kHz i 3% dla pasma częstotliwości najwyższych dźwięków do 15 kHz.

Z powyższego omówienia wymagań wynika, że nadajnik z modulacją częstotliwościową dla transmisji dwukanałowej stereofonii musi odznaczać się wysokimi parametrami jakościowymi.

W urządzeniach nadawczych UKF/FM przystosowanych do emisji programów stereofonicznych zwykle w torze sygnałów modulujących wbudowuje się koder, w którym z przychodzących dwoma torami pierwotnych sygnałów modulujących L i R wytwarzany jest złożony sygnał stereofoniczny.

Ponieważ jednak emisje stereofoniczne w programie radiofonicznym wypełniają tylko określony ułamek czasu programowego w ciągu doby, nadajniki więc muszą być wielokrotnie przełączane z rodzaju pracy mono na stereo i odwrotnie.

W tym celu współczesny nadajnik UKF/FM często wyposaża się jeszcze w wbudowany i zdalnie sterowany przełącznik rodzaju pracy: mono-stereo, uruchamiany z rozgłośni.

Typowy układ blokowy kodera dla dwukanałowej stereofonii podaje rys. 65.

3.1.2. Stereofonia czterokanałowa, zwana kwadrofonią

Jak ogólnie wiadomo, emisje radiofoniczne kwadrofonii nie zostały, jak dotąd, międzynarodowo unormowane. Istnieją natomiast liczne opracowania tego problemu prowadzone przez większe światowe firmy elektroniczne. Zwłaszcza w USA, gdzie odstęp międzykanałowy poszczególnych sąsiednich emisji w sieci UKF/FM tego kraju został przez FCC ustalony na 300 kHz istnieje stosunkowo prosta możliwość realizacji również i radiowych emisji kwadrofonicznych [28], [29]. W warunkach europejskich zagęszczenie odstęp-

pów międzykanałowych oraz ich zindywidualizowanie w poszczególnych sieciach krajowych stwarza duże trudności.

Wydaje się, że system emisji kwadrofonicznych opracowany przez Dorrena /RCA/ może nam posłużyć do naświetlenia związanych z tym zagadnieniem problemów.

Chcąc multipleksować emisję UKF/FM dla niezależnego przekazywania czterokanałowej informacji niezbędnej dla odtworzenia kwadrofonicznego dźwięków, przy zachowaniu wymagań stawianych przez warunek odpowiedniości /kompatybilności/ z typową emisją monofoniczną, należy niestety jeszcze bardziej skomplikować złożony sygnał, którym się moduluje w częstotliwości nadajnik UKF.

Na rysunku 66 przedstawiono w uproszczeniu wzajemne przestrzenne usytuowanie czterech mikrofonów kanałowych w studio, stanowiących źródło czterech sygnałów pierwotnych oznaczonych kolejno jako: L_F , R_F , L_B , R_B . Te sygnały pierwotne przekształcane są w koderze kwadrofonicznym na cztery złożone informacje kwadrofoniczne oznaczone: M , S_1 , S_2 oraz S_3 , które po stronie nadawczej służą do wytworzenia złożonego sygnału kwadrofonicznego modulującego nadajnik.

Te same cztery złożone informacje otrzymywane w odbiorniku z dyskryminatora trafiają do dekodera, gdzie są przekształcane na cztery dyskretne sygnały elektroakustyczne, doprowadzane do czterech głośników odtwarzających, rozmieszczonych w pomieszczeniu odsłuchowym analogicznie do mikrofonów w studio.

W przykładowym systemie Dorrena strukturę takiego złożonego sygnału kwadrofonicznego przedstawia rys. 67 [30]. Jak z niego widać, występuje tu normalna składowa monofoniczna M oraz skła-

dowa różnicowa bifonii S_1 , modulująca amplitudowo i dwuwstęgowo wytłumioną podnośną 38 kHz. Na to samo pasmo nałożono w kwadraturze drugie, analogiczne pasmo modulowane dwuwstęgowo różnicową informacją kwadrofoniczną S_2 . Druga złożona informacja kwadrofonii, oznaczana przez S_3 wykorzystywana jest do amplitudowego, dwuwstęgowego wymodulowania drugiej podnośnej 76 kHz. Łączne pasmo złożonego sygnału modulującego nadajnik w tym systemie emisji rozciąga się do 91 kHz.

Dla porównania układ blokowy kodera nadawczego dla kwadrofonicznego sygnału złożonego wg zbliżonego systemu Zenith 2A podaje rys. 68.

Maksymalna głębokość wymodulowania nadajnika poszczególnymi złożonymi informacjami kwadrofonicznymi podana jest na rys. 67 dla przypadku, gdy sygnał pierwotny występuje tylko w jednym z czterech kanałów.

Poszerzanie pasma sygnałów modulujących nadajnik, przy transmisji kwadrofonicznej tylko stosunkowo nieznacznie zwiększa szerokość widma zajętego przez wstęgi boczne emisji o dostatecznie dużych amplitudach, prowadząc jednak do znacznego zagęszczenia liczby prążków we wstęgach bocznych. Występujące tu zjawisko ma podobny charakter, jak można zaobserwować przy analizie spektralnej widma emisji dwukanałowej stereofonii /porównaj rys. 69 i rys. 70/. Dla uniknięcia wzajemnych zakłóceń przy odbiorze sąsiednich emisji mono i kwadrofonicznych zmuszeni jesteśmy do odpowiedniego rozszerzenia odstępu międzykanałowego w sieci stacji UKF/FM danego kraju. Przyczyną występowania wzajemnych zakłóceń przy odbiorze multipleksowanych emisji UKF/FM jest w głównej mierze dyskryminator odbiornika. Ponieważ w warunkach

europejskich powszechnie przyjęto trój-, a nawet czteroprogramową sieć stacji radiofonicznych UKF/FM, wykorzystanie więc przyznanego Regulaminem Radiokomunikacyjnym pasma UKF dla celów radiofonii FM jest bardzo intensywne, a granice możliwości wynikają z właściwości stosowanych odbiorników abonenckich, które muszą być projektowane z uwzględnieniem czynników techniczno-ekonomicznych.

Odstęp międzykanałowy w zachodnioeuropejskich sieciach radiofonicznych UKF, FM wynosi tylko 100 kHz, wówczas gdy w USA, jak wspomniano, aż 300 kHz.

Wskaźnikiem możliwości wykorzystania przyznanego pasma częstotliwości są współczynniki ochronne opracowywane w oparciu o możliwości swojego przemysłu produkującego te odbiorniki, przez każdą administrację krajową z osobna. W omawianym przypadku istotne są współczynniki ochronne opracowane dla emisji 2-kanałowej stereofonii i kwadrofonii /porównaj rys. 71/.

Ogólnie należy stwierdzić, że wskutek szerszego pasma sygnałów modulowanych multipleksowo przy odbiorze takich audycji uzyskiwany stosunek sygnału do szumów pogarsza się. O ile /przy porównywaniu/ za poziom odniesienia przyjąć zwykłą modulację sygnałem monofonicznym, to przy wprowadzeniu 2-kanałowej stereofonii, wymagającej pasma sygnałów modulujących sięgającego 53 kHz, obserwuje się pogorszenie sygnału do szumów rzędu -21 do -23 dB. Dalsze rozszerzenie pasma sygnałów modulujących do ok. 90 ± 100 kHz, niezbędne przy kwadrofonii, zwiększy to pogorszenie do ok. -34 dB względem monofonii, a kilkanaście decybeli względem 2-kanałowej stereofonii. Natomiast przy emisji kwadro-

fonicznej i kompatybilnym odbiorze bifonicznym pogorszenie stosunku sygnał-szum względem monofonii wyniesie aż -31 dB.

Reasumując opracowane w USA systemy kwadrofonicznej emisji UKF/FM, w krótkości opisane w niniejszej publikacji, mają niewielkie jak dotąd szanse wprowadzenia do radiofonii europejskiej.

3.2. Dodatkowe, pozastereofoniczne, multipleksowe wykorzystanie nadajników UKF/FM

W niektórych krajach zaczęto eksperymentalnie wykorzystywać emisje sieci stacji UKF/FM do przekazywania zwielokrotnionych informacji dodatkowych przeznaczonych również dla szerokiego ogółu odbiorców lub określonych grup słuchaczy. Opracowano w tej sprawie szereg dokumentów CCIR. Dotyczą one między innymi możliwości przekazywania sygnałów alfanumerycznych, cykli audycji szkolnych, ostrzegawczo-informacyjnej służby drogowej, muzyki towarzyszącej /bac ground/, sygnałów faksimile, a nawet sygnałów fototelegraficznych o zwolnionej szybkości analizy /slow-scan/ obrazu.

Ze względu na zaawansowanie eksperymentów przeprowadzanych w krajach Europy zachodniej, eksperymentów które wchodzi już niejednokrotnie w fazę eksploatacji próbnej, omówimy w skrócie aktualny stan systemów stosowanych w służbie ostrzegawczo-drogowej autostrad, która może w niedalekiej przyszłości interesować również i nasz kraj.

3.2.1. Wymagania stawiane służbie ostrzegawczo-drogowej

Ostatnio ukazało się szereg publikacji omawiających ten temat [31], które opierają się na doświadczeniach przeprowadzanych, jak dotąd, głównie w Wielkiej Brytanii, Szwajcarii i RFN. Cechą wspólną europejskiej służby ostrzegawczo-drogowej powinna być niewątpliwie pełna kompatybilność wzajemna systemów krajowych. Jest to warunek podstawowy, zwłaszcza wobec masowości samochodowego ruchu turystycznego i transportu drogowego, który ciągle wzrasta.

Ogólnie należy stwierdzić, że system taki powinien umożliwiać przekazywanie zarówno informacji strategicznych, jak i taktycznych w tej dziedzinie. Do strategicznych zaliczymy tu komunikaty o prognozie pogody, ogólne informacje drogowe i wszelkie wiadomości o dłuższym czasie ważności dla kierowców. Emisje tego rodzaju informacji mogą być powtarzane w określonych dłuższych odstępach czasu, przy wykorzystaniu nawet istniejącej sieci radiofonicznej, ale o ustalonych godzinach w ciągu doby. Natomiast do informacji taktycznych zaliczymy takie, które wymagają szybkiej reakcji kierowców i natychmiastowego adaptowania się ich do zmienionych chwilowo warunków drogowych. Będzie to dotyczyć zwłaszcza wszelkiego rodzaju sytuacji awaryjnych. Tego rodzaju komunikaty powinny być nadawane w odstępach czasu nie dłuższych niż 30 minut, ale ich zasięg może być ograniczony do określonych regionów kraju. W związku z tym emisja tych wiadomości może być realizowana przez stacje radiofoniczne, których program lokalny podlegałby chwilowej przerwie na czas wygłoszenia komunikatu drogowego, w przeciwnym przypadku należałoby wybudować osobną sieć

stacji UKF/FM małej mocy, zlokalizowanych wzdłuż głównych szlaków autostradowych i przeznaczonych wyłącznie dla emisji związanych ze służbą drogową. Jak z powyższego widać, obie alternatywy są kłopotliwe, a zwłaszcza druga z nich pociąga za sobą znaczne nakłady inwestycyjne. W związku z tym poszukiwania właściwego rozwiązania zostały skierowane głównie na drogę dalszego multipleksowania emisji istniejących stacji radiofonicznych UKF/FM, które pokrywają połacie kraju stosunkowo gęstą siecią obiektów nadawczych. Jest to zrozumiałe ze względu na znaną specyfikę propagacyjną fal tego zakresu częstotliwości.

Po szczegółowej analizie ustalono wymagania, jakim ma odpowiadać taktyczna służba informacji drogowych. Można je zestawić w poniżej wyszczególnionych punktach:

- 1/ system powinien obejmować swym zasięgiem całość terenów przylegających do wyznaczonych szlaków drogowych, a więc autostrad, dróg szybkiego ruchu i dróg magistralnych,
- 2/ system powinien umożliwiać sprawne przekazywanie komunikatów natury strategicznej oraz pożądane jest, aby można go było wykorzystywać również do podawania komunikatów taktycznych, selektywnie skierowanych do określonych regionów kraju,
- 3/ system powinien przewidywać emisję w kilku językach,
- 4/ koszty eksploatacji systemu powinny być możliwie niskie,
- 5/ koszt zainstalowania lub rozszerzenia użytkowanej w samochodach aparatury odbiorczej powinien być możliwie niewielki,
- 6/ użytkowanie systemu nie powinno w niczym ograniczać pracy radiofonii.

- 7/ system powinien optymalnie wykorzystywać przyznane zakresy fal,
- 8/ system nie powinien ograniczać kierowców w wyborze słuchanego w czasie jazdy programu radiofonicznego,
- 9/ system powinien umożliwiać odbiór swych emisji zarówno w aucie, w czasie jazdy, jak i w domach zlokalizowanych wzdłuż tras przezeń obsługiwanych.

Oczywiście, że wszystkie te wymagania trudno jest jednocześnie spełnić, ale należy dążyć, aby przynajmniej większość z nich była uwzględniona.

3.2.2. Systemy eksploatowane próbnie

Sredniofalowy, brytyjski multipleks czasowy

Pierwotna wersja tego systemu zakładała dla grupy dziewięciu lub nawet szesnastu stacji nadawczych małej mocy powtarzaną cyklicznie pracę kolejną, na tej samej częstotliwości roboczej. Po określonym czasie prowadzenia eksperymentu zastąpiono sztywny podział na określone grupy stacji, pracujące rytmem cyklicznym, przez sieć stacji służby drogowej sterowanej komputerowo. W tym systemie emisja jest uruchamiana tylko w czasie i rejonie, gdzie to jest niezbędne dla usprawnienia komunikacji lub lokalnego ostrzeżenia drogowego.

Stosowane nadajniki średniofalowe mają moc 1 kW i są rozmieszczone wzdłuż autostrad, co 50 km. "Środek ciężkości" grupy dziewięciu lub szesnastu nadajników znajduje się orientacyjnie w odle-

głości 150 do 200 km od takiegoż "środka" grupy sąsiedniej.

Przy tym systemie kierowcy w samochodach powinni użytkować specjalne proste odbiorniki o bezpośrednim wzmacnieniu, nastrojone na określone stałe częstotliwości, i przełączane przy zmianie regionu, w którym dane auto się porusza. Odbiorniki takie mają być użytkowane niezależnie od normalnego odbiornika samochodowego, dalekiego zasięgu, przeznaczonego do odbioru radiofonii.

System powyższy ma oczywiście wady, które można w skrócie tak sformułować:

- 1/ przekazywanie informacji strategicznych jest tu utrudnione,
- 2/ nadawanie komunikatów drogowych w kilku językach, interesujące turystów obcokrajowych, jest również utrudnione, chociażby ze względu na krótki cykl czasowy poszczególnych emisji w grupie stacji nadawczych,
- 3/ niezbędne są znaczne nakłady inwestycyjne na budowę osobnej sieci stacji oraz komputeryzację ich pracy,
- 4/ dla komunikatów drogowych niezbędny jest w aucie dodatkowy odbiornik przeznaczony wyłącznie do tego celu,
- 5/ nawet o ile założyć, że cały kraj zostaje pokryty cyklicznymi emisjami na stałe tej samej częstotliwości roboczej, to w regionie kontynentu europejskiego należy oczekiwać wzrostu interferencji na międzynarodowo dopuszczonych kanałach fal średnich,
- 6/ odbiór komunikatów w domu wymaga posiadania dodatkowego odbiornika, specjalnie dla służby drogowej.

System modulowanych jednowstęgowo podnośnych na UKF/FM

Eksperymentowany w Szwajcarii i RFN system zakłada wykorzystywanie dwu dalszych dodatkowych podnośnych 57 kHz oraz 76 kHz w pasmie złożonych sygnałów modulujących radiofonicznej stacji UKF/FM, pracującej systemem dwukanałowej stereofonii. Wspomniane podnośne są modulowane jednowstęgowo kilkoma kanałami pomocniczymi, o wstędze zawężonej do 3,4 kHz każdy. Rozstawienie kanałów wynosi 4 kHz, a same podnośne są wytłumiane.

Zakodowany złożony sygnał modulujący nadajnik radiofoniczny UKF/FM, w tym systemie multipleksowania, przedstawia rys. 72.

Zgodnie z zaleceniami CCIR, przy przekazywaniu sygnału modulującego leżącego powyżej 53 kHz, wolno stosować jedynie ograniczoną dewiację. W omawianym systemie dewiacja ta dla jednej pary kanałów pomocniczych wynosi zaledwie ± 3 kHz, wówczas gdy maksymalna dewiacja nadajnika, jak wiadomo, wynosi w tych krajach ± 75 kHz. Przy wykorzystaniu wszystkich ośmiu kanałów pomocniczych, na każdy z nich przypadłaby dewiacja poniżej 1 kHz.

Wobec tak niewielkiej dewiacji informacje słowne, przekazywane przez służbę drogową w tym systemie, odznaczają się bardzo niskim stosunkiem sygnału do szumów. Stosunek ten jest o ok. 40 dB gorszy aniżeli w podstawowym kanale monofonicznym emisji UKF/FM, gdzie wynosi ponad 60 dB. Powstają również dodatkowe problemy z przesłuchami multipleksowanych informacji służby drogowej do kanału stereofonicznego. Poza tym skutek stosowania zagęszczonych odstępów międzykanałowych w sieci radiofonicznej UKF/FM krajów zachodnich /do 100 kHz/ wywołują się trudności z zachowaniem niezbędnego współczynnika ochronnego tych emisji.

/wówczas, gdy one są multipleksowane z wielokanałową służbą drogową/.

W rezultacie system modulowanych jednowstęgowo podnośnych odznacza się między innymi:

- 1/ wskutek zawężonej dewiacji w kanałach informacji drogowej zrozumiały zasięg tych emisji jest znacznie mniejszy od podstawowej emisji radiofonicznej,
- 2/ z analogicznych jak wyżej przyczyn, niezbędne staje się uzupełnienie sieci stacji wykorzystywanej przez służbę drogową dodatkowymi nadajnikami małej mocy,
- 3/ w samochodowym odbiorniku niezbędny się staje uzupełniający dekodery, analogiczna potrzeba występuje przy odbiorze informacji drogowych w domu,
- 4/ zadowalające rezultaty można dopiero uzyskać przy zasadniczej modyfikacji sieci radiofonicznej stacji UKF/FM, idącej w kierunku zwiększenia odstępów międzykanałowego w sieci użytkowanej.

System UKF z sygnałami rozpoznawczymi

W tym systemie nie stosuje się kanałów pomocniczych dla informacji służby drogowej, a przenosi się ją w radiofonicznym kanale podstawowym w czasie krótkich przerw w trakcie audycji. Równocześnie z informacją słowną służby drogowej emitowane są uzupełniające sygnały rozpoznawcze. Sygnały te służą do identyfikacji odbieranej w danym momencie stacji oraz identyfikacji rodzaju informacji, jaką ona nadaje. Wspomniane sygnały rozpoznawcze są

multipleksowane w złożonym sygnale modulującym nadajnika i umiejscowione powyżej 53 kHz w jego wstędze. Ewentualną możliwość powstawania przesłuchów pomiędzy informacjami radiofoniczną i drogową redukuje się przez umiejscowienie sygnałów rozpoznawczych na częstotliwościach nieharmonicznych w stosunku do sygnału pilota 19 kHz, jak również przez zastosowanie możliwie małej dewiacji.

W związku z tym sygnały identyfikacji stacji umiejscawia się jednolicie na 57 kHz jako podnośnej przy dewiacji $\pm 3,75$ kHz, którą moduluje się amplitudowo do głębokości 60%, sześciu tonami akustycznymi, wybranymi w zakresie 21 do 55 Hz. Tony te służą jako sygnały identyfikacji regionu, w którym znajduje się jadący autostradą kierowca.

Zapowiedź przerwy programowej w transmisji radiofonicznej dla rozpoczęcia nadawania krótkiej informacji poprzedzana jest tonem rozpoznawczym 125 Hz modulującym nadajnik w 30%.

Również i w tym systemie nie wszystkie postulowane na wstępie wymagania są spełnione, a mianowicie:

- 1/ nadawanie ostrzeżeń i informacji drogowych w kilku językach jest utrudnione,
- 2/ w samochodzie niezbędny jest odbiornik UKF, a pożądane jest wyposażenie go w dekodery dla systemu informacji drogowych,
- 3/ ze względu na umiejscowienie informacji drogowych w kanale monofonicznym niezbędne jest skorelowanie audycji radiofonicznych z informacjami drogowymi,

4/ kierowca tylko wówczas ma wolny wybór słuchanej przezeń w samochodzie audycji, gdy jego odbiornik jest wyposażony w dodatkowy wskaźnik, informujący że na regionalnym kanale rozpoczyna się emisja informacji ostrzegawczej lub drogowej.

W zakończeniu zamieszczonych tu informacji o stosowanych dotąd próbnie systemach radiofonicznej służby drogowej, wykorzystującej pozastereofoniczne multipleksowe kanały złożonego sygnału modulującego nadajniki radiofoniczne sieci UKF/FM, należy stwierdzić, że są one dalekie od spełnienia wszystkich stawianych im wymagań. Mimo to należy oczekiwać, iż niedługo znajdą szersze rozpowszechnienie, gdyż rosnące nasilenie ruchu drogowego coraz natarczywiej domaga się takiej służby.

3.3. Prognozy rozwiązań zintegrowanych: antena - nadajnik

W literaturze ukazała się publikacja [32] omawiająca w sposób szkicowy interesującą koncepcję rozwiązania radiofonicznej stacji nadawczej UKF/FM zrealizowanej w postaci zespołu małych nadajników zasilających synchronicznie poszczególne pola dookólnej anteny płaszczyznowej. W takim układzie łączna moc promieniowana anteny wyrażałaby się sumą mocy jej poszczególnych zespołów stanowiących dipolowe elementy płaszczyznowe - zintegrowane z zasilającymi je jednostkowymi nadajnikami małej mocy.

Łatwo można wyliczyć, że dla zastąpienia powszechnie dziś używanych nadajników UKF/FM o mocy wyjściowej 5 kW, doprowadzanej pojedynczym, koncentrycznym kablem fiderowym na szczyt mastszu do umieszczonego tam dookólnego systemu antenowego, trzeba

dysponować dużą liczbą indywidualnych nadajników małej mocy, zainstalowanych na maszcie w bezpośredniej odległości od poszczególnych pól tworzących antenę dookólną.

Ponieważ typowy system antenowy UKF/FM zawiera cztery piętra płaszczyznowych elementów dwudipolowych, zawieszonych w postaci czworościennego graniastosłupa wokół masztu, łączna więc liczba indywidualnych elementów płaszczyznowych systemu antenowego wynosi 16. Z powyższego od razu wynika, że dysponując szesnastu nadajnikami o mocy 5000 : 16 = 312 W każdy i wysterylizując je synchronicznie z jednego członu wzbudzającego uzyskaliśmy moc promieniowaną stacji analogiczną do stosowanej w rozwiązaniach konwencjonalnych.

Szkic wyjaśniający tę koncepcję podaje rys. 73.

Zastosowanie zintegrowanych zestawów antena-nadajnik, których moc sumuje się w eterze do niedawna była iluzoryczna. Jednak obecnie, wobec znacznego postępu w technologii produkcji tranzystorów nadawczych oraz przy wykorzystaniu najnowszych rozwiązań układowych wydaje się, że zbliżamy się do momentu, kiedy powyższa koncepcja stanie się jedną z możliwych do technicznego zrealizowania. Wskaźniki ekonomiczne kosztów inwestycyjnych tego typu bezobsługowych stacji, montowanych bezpośrednio na maszcie antenowym niosącym również instalację doprowadzającą program w analogiczny sposób, jak to dziś jest możliwe i stosowane w sieci przemiennikowej, staną się na tyle korzystne, że można będzie zaryzykować twierdzenie, iż poważnie zagrożą stosowanym dotąd rozwiązaniom klasycznym: nadajnik w budynku, kabel fiderowy, maszt z anteną dookólną.

Oczywiście, że rozwiązania powyższe, aby mieć cechy realności technicznej w trudnych klimatycznie warunkach na maszcie, mogą dotyczyć jedynie najprostszych układowo nadajników radiofonicznych, gwarantujących maksymalnie wysoką niezawodność pracy i samoczynne rezerwowanie w przypadku zaistniałej niesprawności któregoś z ogniw systemu. Właśnie urządzenia nadawcze UKF/FM są predystynowane w tym przypadku.

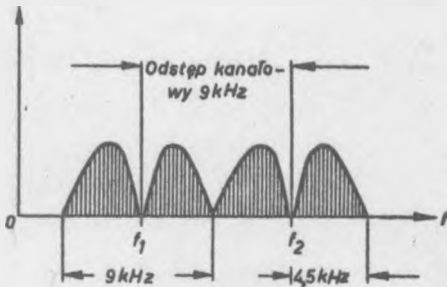
WYKAZ LITERATURY

1. Sypniewski S.: Środki polepszenia jakości transmisji radiofonicznej. Problemy Łączności 1973 nr 96, s. 1-104.
2. Davis M.D.: Transmitter limitations in achieving high amplitude modulation percentages. Audio Eng. Society 1975 nr 4, s. 282-288.
3. Glen C: A comparison of current broadcast amplitude modulation techniques. IEEE Trans. Broadcasting 1975 nr 2, s.25-31.
4. Chireix H.: High power outphasing modulation. Proc. IRE 1935 Vol. 23 nr 11, s. 1370-1390.
5. Doherty W.H.: New high efficiency power amplifier for modulated waves. Proc. IRE 1936 Vol 24 nr 9, s. 1163-1182.
6. Swanson H.: The pulse duration modulation. IEEE Trans. Broadcasting 1971 Vol. 17 nr 12, s. 89-92.
7. Miller C.H.: High efficiency amplification using with modulated pulses. Proc. IREE Australia 1964 nr 5, s. 314-323.

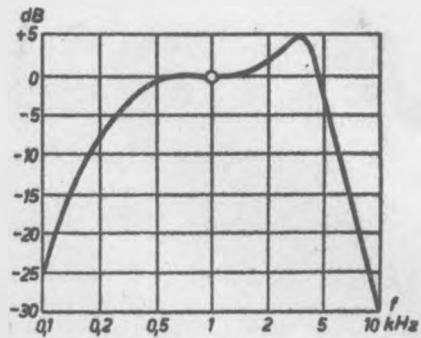
8. Baxandall P.J.: Transistor sine-wave LC oscillators. Proc. IRE 1959 Sup. 16 nr 5, s. 748-758.
9. Osborn M.R.: Design of tuned transistor power amplifiers. Electron. Eng. 1968 nr 8, s. 436-443.
10. Sypniewski S.: Półprzewodnikowe wzmacniacze rezonansowe klasy D. Prace Inst. Łącz. 1968 nr 4, s. 1-67.
11. Sypniewski S.: Wzmacniacze rezonansowe i modulatory amplitudy pracujące w klasie D oraz perspektywy ich stosowania w nadajnikach radiofonicznych. Technika Radia i Telewizji 1974 nr 2-4, s. 23-28, 10-23.
12. Sypniewski S.: Amplitudowa modulacja tranzystorowych wzmacniaczy rezonansowych klasy D. Prace Inst. Łącz. 1975 nr 2,
13. Sypniewski S.: Tranzystorowy człon wzbudzający nadajnika z silnym ujemnym sprzężeniem zwrotnym. Prace Inst. Łącz. 1975 nr 3.
14. Mulder J.: 1 kW all solid state HF communications transmitter RZ2500. Philips Telecomm. Rev. 1972 Vol. 30 nr 4, s. 137-146.
15. Raab F.H.: Radio frequency pulsewidth modulation. IEEE Trans. Commun. 1973 nr 8, s. 958-966.
16. Tyler V.I.: New high efficiency high power amplifier. Marconi Rev. 1958 nr 130.
17. Artym A.D.: Klučevoj režim raboty generatorov vysokoj častoty. Radiotekhnika 1969 t. 24 nr 6, s. 58-64.

18. Gschwindt A.: Some reflections regarding the design of future amplitude modulated sound broadcasting transmitters. EBU Rev. 1971 nr 10, s. 194-199.
19. Gassmann G.G.: Verbesserung der AM-Übertragungsqualität bei unveränderter System bandbreite - Hörrundfunk 3. Nachrichtentechnische Fachberichte 1974 Bd. 48, s. 77-85.
20. Bezborodov A.A.: Ob odnoj vozmožnosti postroenija širokopolosnych avtomatizirovannyh radioperedatčikov dekametrovych voln. Trudy NIIR 1973 nr 2, s. 134-142.
21. Voltara P.: Nove smery v oblasti kratkovlnneho sdelovani. Sdělovaci Technika 1975 nr 2, s. 43-46.
22. Bower H.: A medium - power V.H.F. FM solid - state transmitter for local radio. BBC Engineering 1975 nr 6, s. 51-56.
23. Ruthroff C.L.: Some broad-band transformers. Proc. IRE 1959 nr 8, s. 1337-1342.
24. Walewski W., Matysek R., Snarski W.: Szerokopasmowy liniowy wzmacniacz mocy w pasmie fal krótkich. Wiad. Telekom. 1975 nr 3, s. 28-41.
25. Prochazka J.: Opis ofertowy I - 426 - 048. Radiofoniczne nadajniki UKF-FM. Zunifikowana rodzina NRU /III generacja/ ZARAT.
26. Mikke D.: Stereofonia. Problemy Łączności 1972 nr 71, s. 1-76.
27. Sypniewski S.: Kwadrofonia. Problemy Łączności 1975 nr 142, s. 1-63.

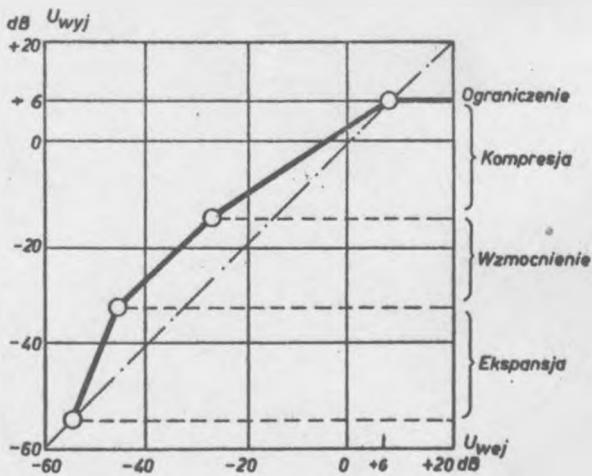
28. Netzband R.: Multiplex-Verfahren in UKF-Hörrundfunk. Nachrichtentechnische Fachberichte 1974 Bd. 48 H.3, s. 161-167.
29. Dorren L., Torczyner G.: The Dorren quadruplex system of fourchannel FM sound broadcasting. EBU Rev. Technical 1973 nr 138, s. 65-69.
30. Knauff G.: Vorschlag für ein diskretes Vierkanal-Rundfunk-System. Radio Elektronik Schau 1973 H.12, s. 771-772.
31. Süverkrübbe R.: Verkehrsfunksysteme. Nachrichtentechnische Fachberichte 1974 Bd. 48, s. 168-175.
32. Prochazka M.: Integrovaná soustava antena vysílač. Slaboproudý Obzor 1974 nr 10, s. 470-473.



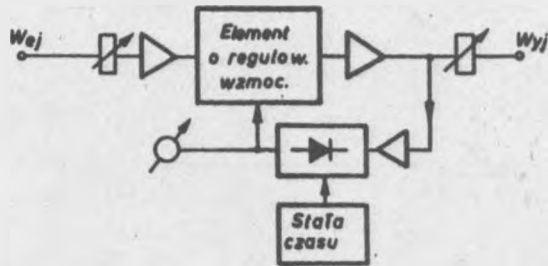
Rys. 1. Widma emisji radiofonicznej w dwu sąsiednich kanałach



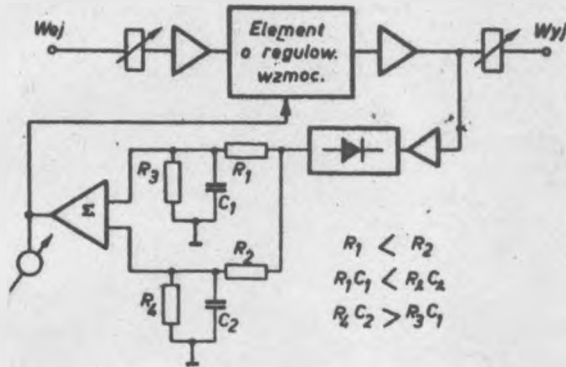
Rys. 2. Charakterystyka kształtowania zawężonego do 4,5 kHz pasma sygnałów modulujących dla optymalnej zrozumiałości mowy i wyrazistości muzyki



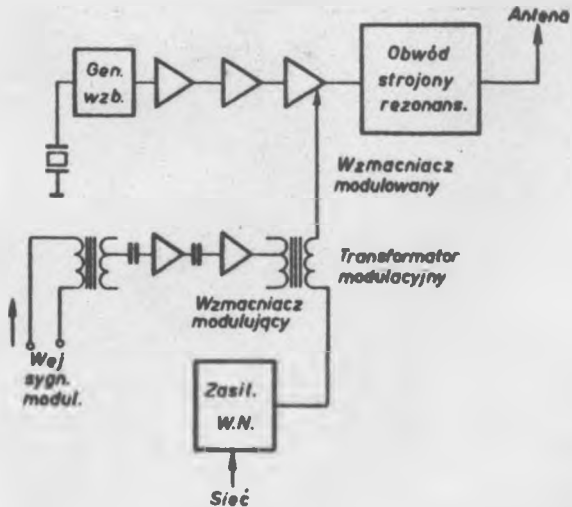
Rys. 3. Charakterystyka komparatora radiofonicznego jednej z firm RFN



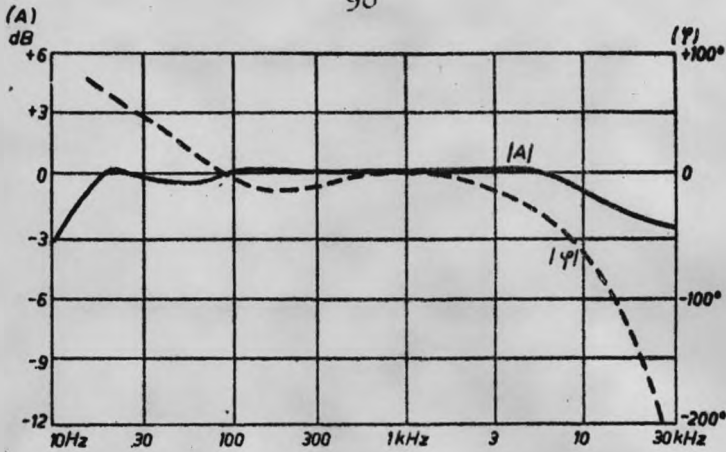
Rys. 4. Układ blokowy konwencjonalnego komparatora



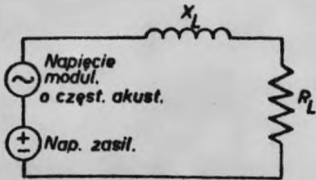
Rys. 5. Układ nowego typu komparatorów o zróżnicowanym czasie zadziałania i powrotu



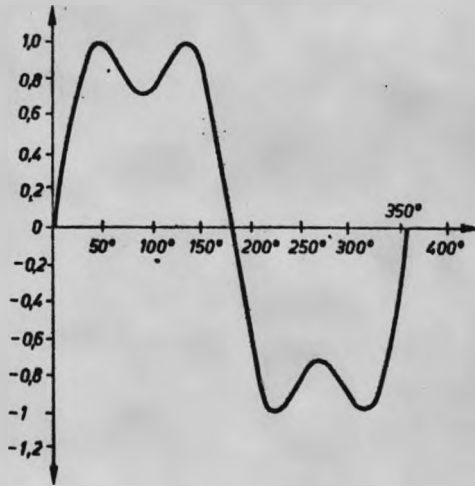
Rys. 6. Konwencjonalny układ blokowy modulowanego amplitudowo nadajnika



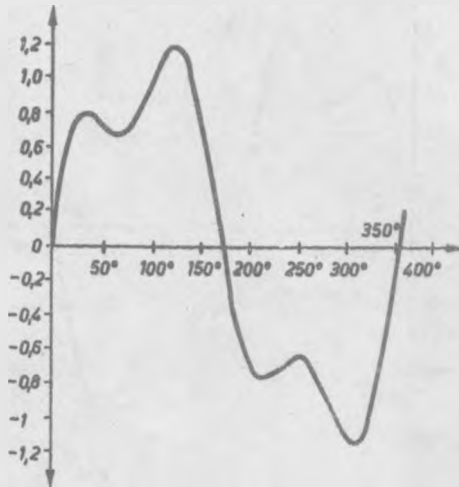
Rys. 7. Typowa charakterystyka amplitudowa $|A|$ i fazowa $|\varphi|$ nadajnika radiofonicznego modulowanego amplitudowo w anodzie rezonansowego wzmacniacza mocy w.c.z. poprzez odpowiedni transformator



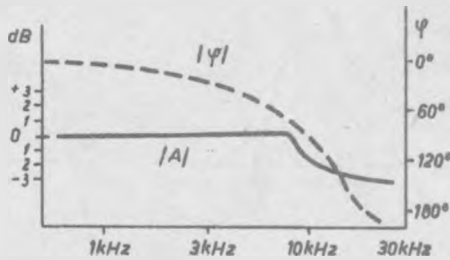
Rys. 8. Uproszczony obwód wyjściowy transformatora modulacyjnego nadajnika



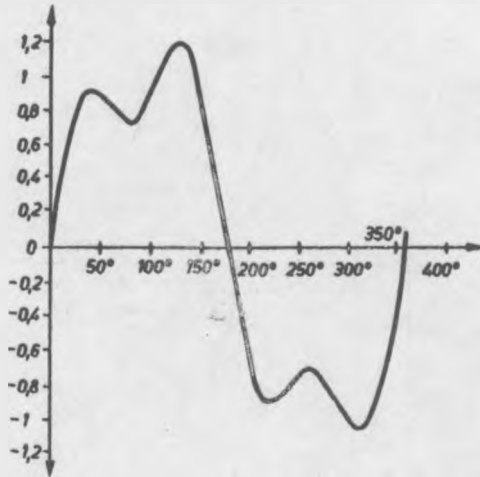
Rys. 9. Przykładowy złożony sygnał modulujący I_1 na wejściu do nadajnika



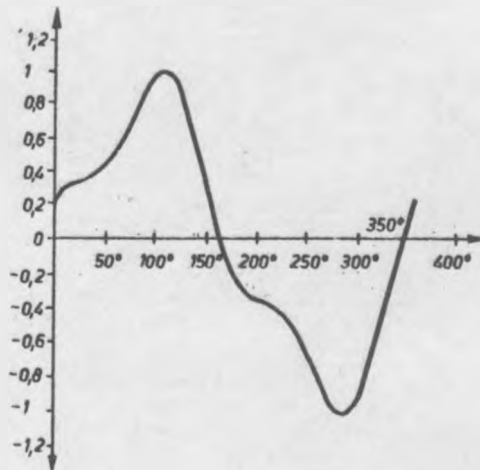
Rys. 10. Sygnał wyjściowy z transformatora modulatoryjnego, który dla $3l_1$ przesunął fazę o 45°



Rys. 11. Przykładowe charakterystyki $|A|$ i $|\varphi|$ zdjęte eksperymentalnie dla określonego nadajnika radiofonicznego o mocy 10 kW

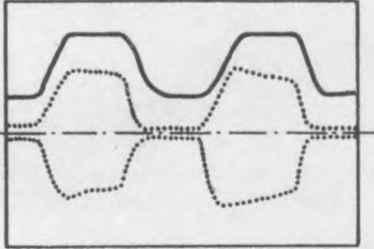
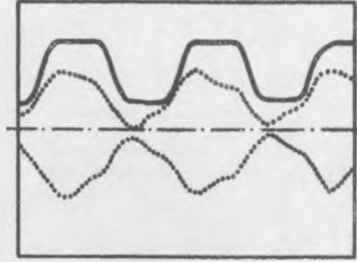


Rys. 12. Sygnał wyjściowy z transformatora modulatoryjnego przy $f_1 = 1$ kHz



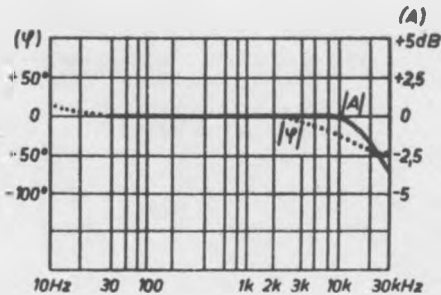
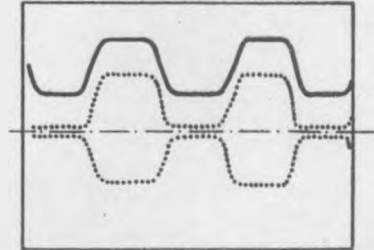
Rys. 13. Sygnał wyjściowy z transformatora modulatoryjnego przy $f_2 = 5$ kHz

Rys. 14. Oscylogram przebiegów w nadajniku przy sinusoidalnym sygnale testowym 50 Hz o obciążonych wierzchołkach

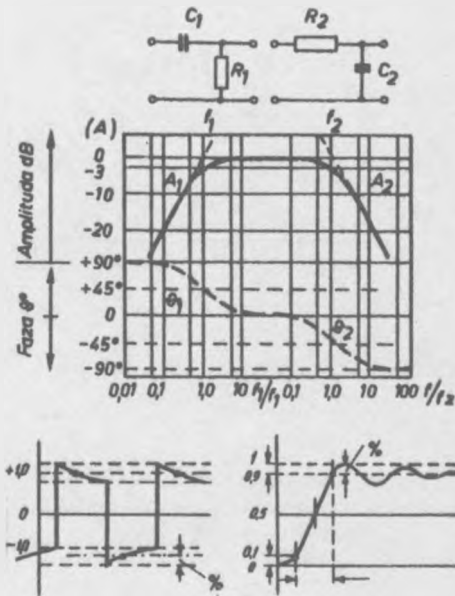


Rys. 15. Oscylogram przebiegów w nadajniku przy sygnale testowym 1 kHz o obciążonych wierzchołkach

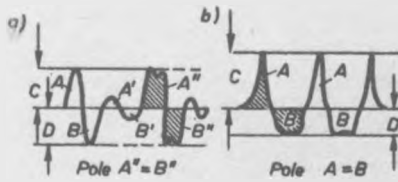
Rys. 16. Oscylogram przebiegów w generatorze pomiarowym przy sygnale testowym 50 Hz o obciążonych wierzchołkach



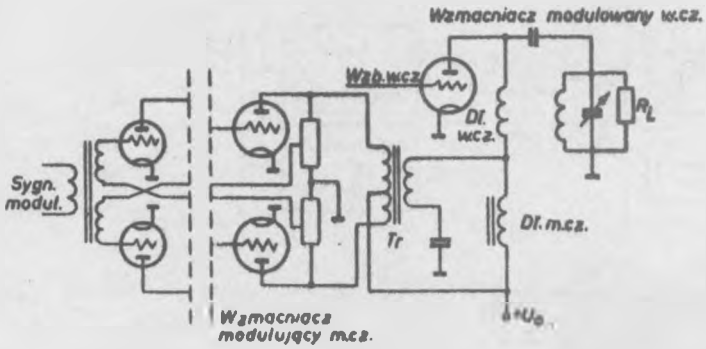
Rys. 17. Charakterystyki amplitudowa $|A|$ i fazowa $|\psi|$ generatora pomiarowego



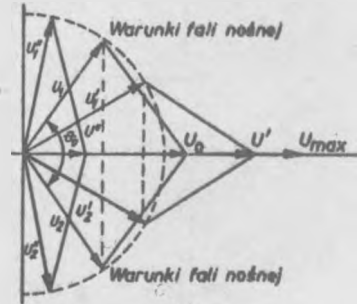
Rys. 18. Charakterystyki górno i dolnoprzepustowego czwórnika RC



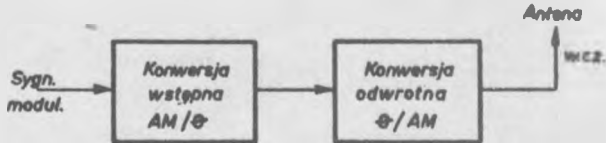
Rys. 19. Przykład porównania przebiegów niesymetrycznych z symetrycznymi: a/ fala symetrycznego przebiegu o amplitudach $C = D$ i polach $A = B$, b/ fale przebiegu niesymetrycznego, pola $A = B$, a amplitudy $C > D$. Skuteczne wartości dla obu przykładów są identyczne i brak jest składowej stałej przebiegu w obu przypadkach



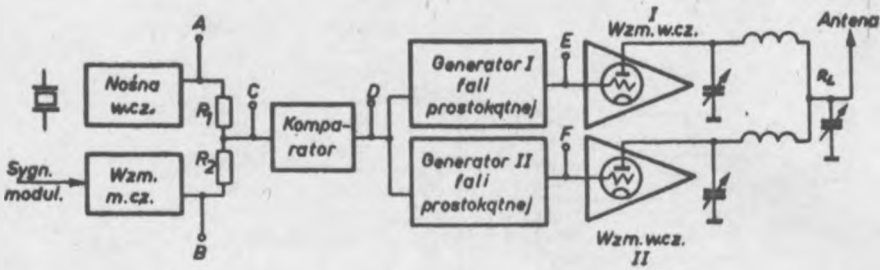
Rys. 20. Uproszczony układ nadajnika przy typowej modulacji anodowej



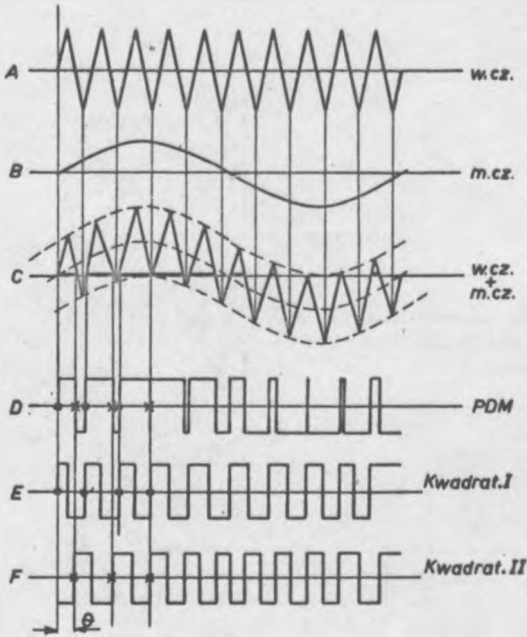
Rys. 21. Sumowanie napięć modulowanych fazowo w systemach Chireixa oraz Amplifazowym



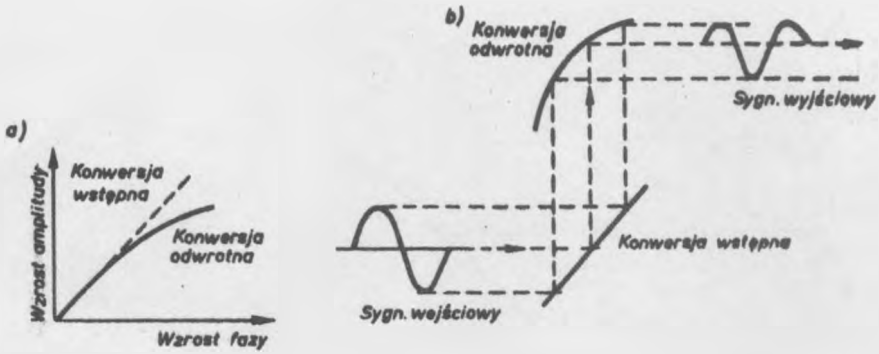
Rys. 22. System dwu konwersji przy modulacji amplitudowej



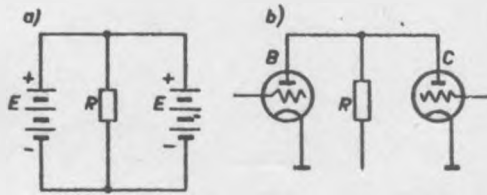
Rys. 23A. Zasada realizacji nadajnika z modulacją amplitazową



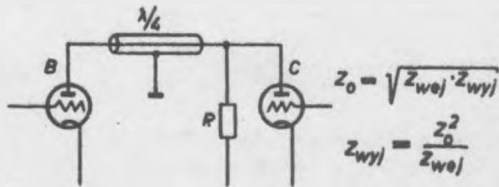
Rys. 23B. Kolejne fazy tworzenia sygnałów przy konwersji wstępnej w układzie nadajnika o modulacji amplitazowej



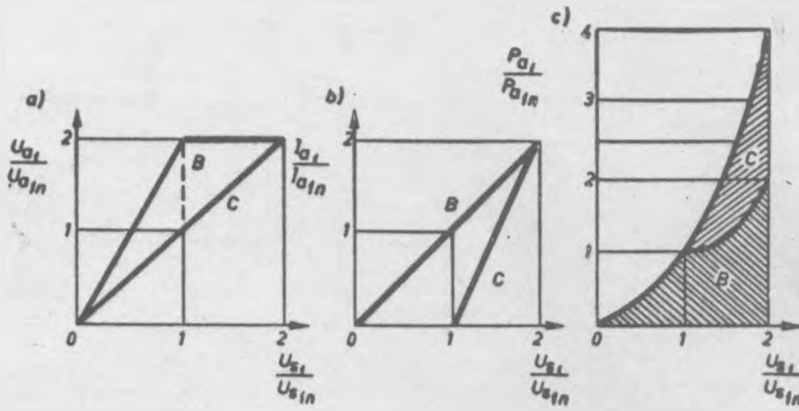
Rys. 24. Wyjaśnienie braku komplementarności obu konwersji w systemie Amplitazowym



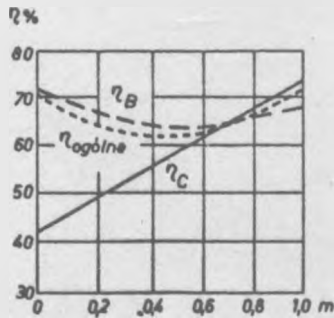
Rys. 25. Zasada wspólnego zasilania z dwu źródeł jednego obciążenia



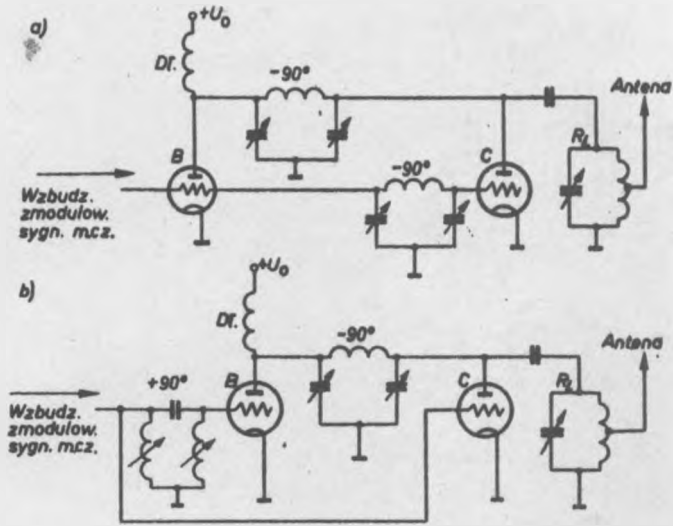
Rys. 26. Czwierćfalowy, dostrojony do częstotliwości roboczej, czwórnik włączony pomiędzy lampę i jej rezystancję obciążenia



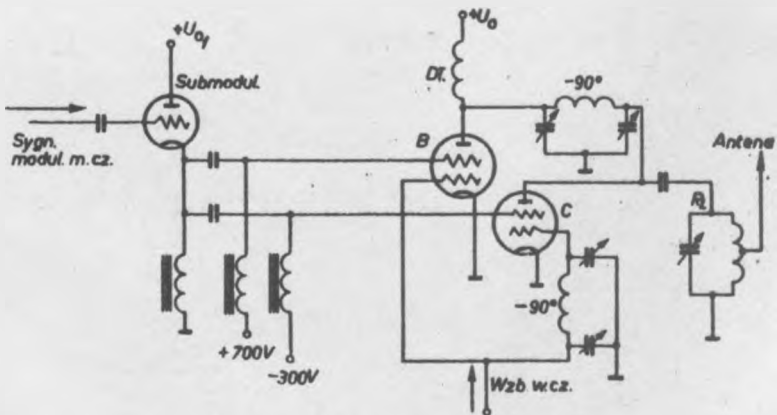
Rys. 27. Uproszczone charakterystyki statyczne obu wzmacniaczy w systemie Doherty'ego



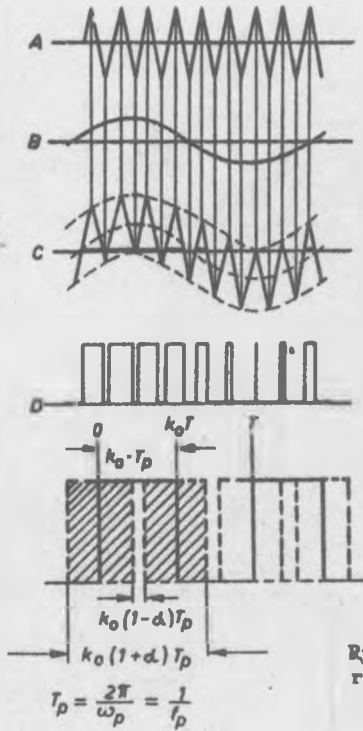
Rys. 28. Przebieg sprawności obu wzmacniaczy Doherty'ego w funkcji głębokości modulacji



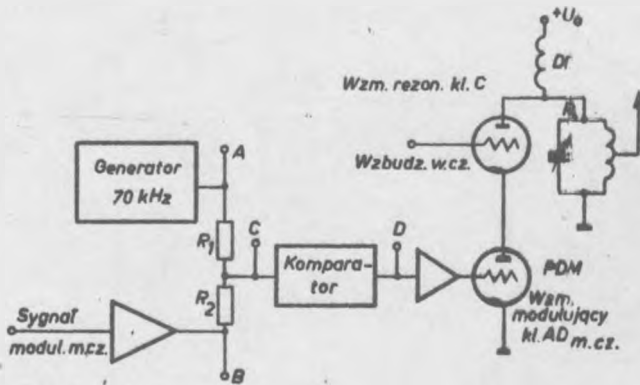
Rys. 29. Typowe, uproszczone układy wzmacniaczy w systemie modulacji impedancyjnej wg Doherty'ego



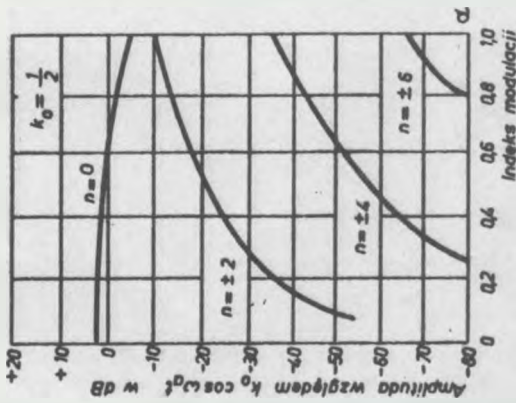
Rys. 30. Zasada usprawnionego układu wzmacniaczy drgań modulowanych, wg Doherty'ego, przy użyciu tetrod dużej mocy



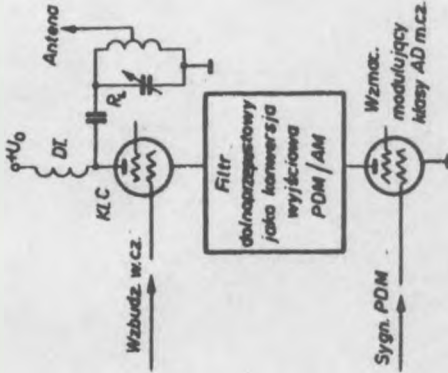
Rys. 31A. Wyjaśnienie sposobu wytwarzania monopolarnej i symetrycznej modulacji szerokości impulsów /PDM/



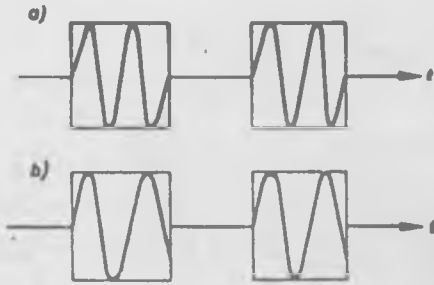
Rys. 31B. Wyjaśnienie zasady budowy układu nadajnika modulowanego amplitudowo w systemie PDM



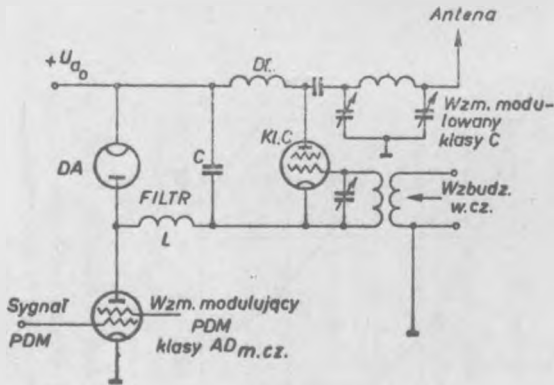
Rys. 32. Składowe typu $\omega_p + n\omega_a / \text{sy-}$
metrycznie modulowanych monopolarnych
impulsów typu PDM w funkcji indeksu mo-
dulacji



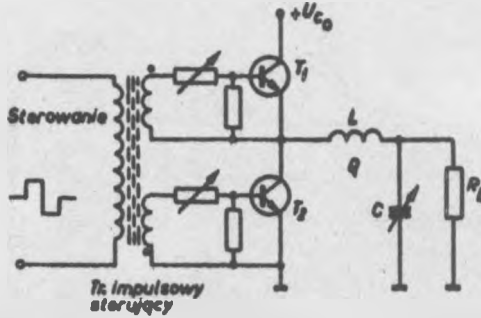
Rys. 33. Uproszczony układ blokowy na-
dajnika radiofonicznego z amplitudową mo-
dulacją typu PDM w schemacie szeregowym



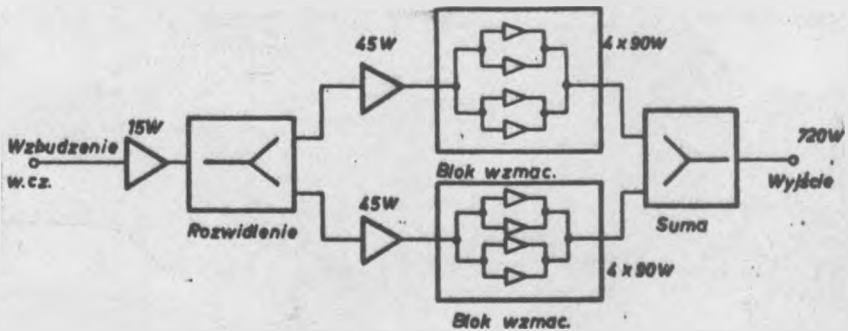
Rys. 34a, b/. Uzasadnienie powstawania przebieg przy pracy filtra LC konwersji wyjściowej PDM/AM



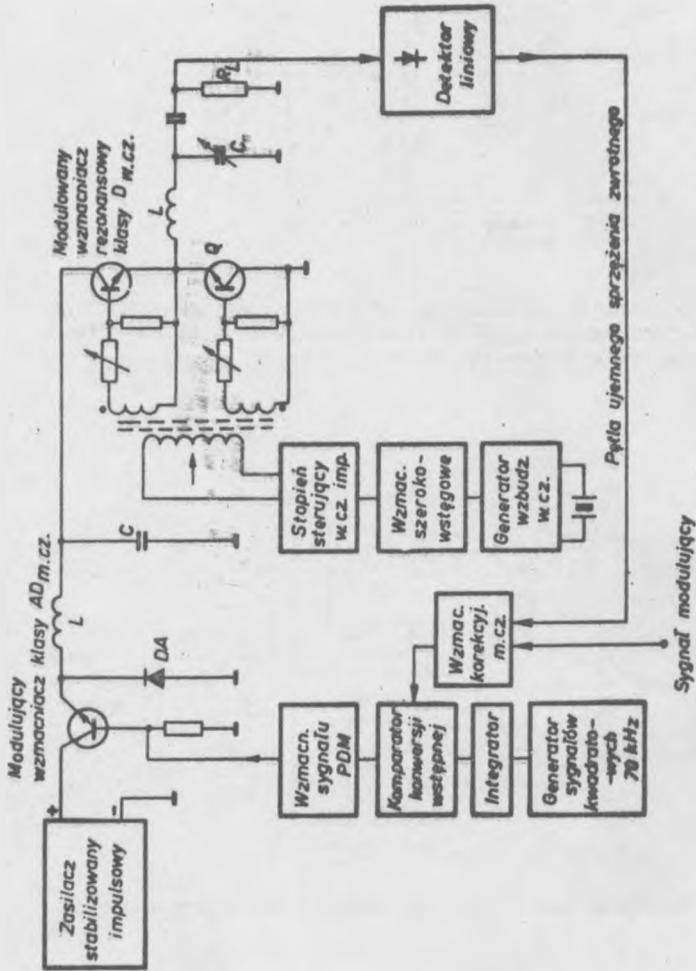
Rys. 34c. Układ nadajnika w schemacie szeregowej modulacji amplitudowej klasy AD_{mcz} wg systemu PDM z filtrem dolnoprzepustowym LC oraz rekuperacyjną diodą ochronną DA



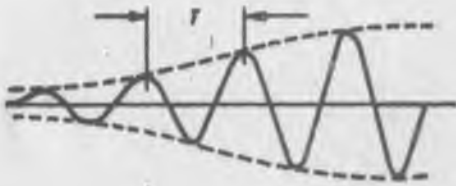
Rys. 35. Uproszczony układ tranzystorowego wzmacniacza rezonansowego klasy D w.c.s z kluczowanym przebiegiem napięcia i transformacją rezystancji obciążenia użytecznego w szeregowym obwodzie drgań



Rys. 37. Zasada sumowania mocy wyjściowej z wielu źródeł tranzystorowych



Rys. 36. Uproszczony układ blokowy członu wzbudzającego nadajnika radiofonicznego małej mocy z wykorzystaniem wzmacniaczy klasy D w cz. oraz AD m.cz. w stopniu modulatora amplitudowego



Sygnal wyjściowy ω_p lub ω
modulowany amplitudowo
sygnałem ω_g



Monopolarna PDM
Klasa AD m.cz.



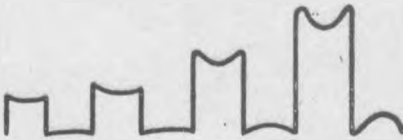
Bipolarna PDM
Klasa BD m.cz.



Monopolarna PDM
Klasa AD w.cz.

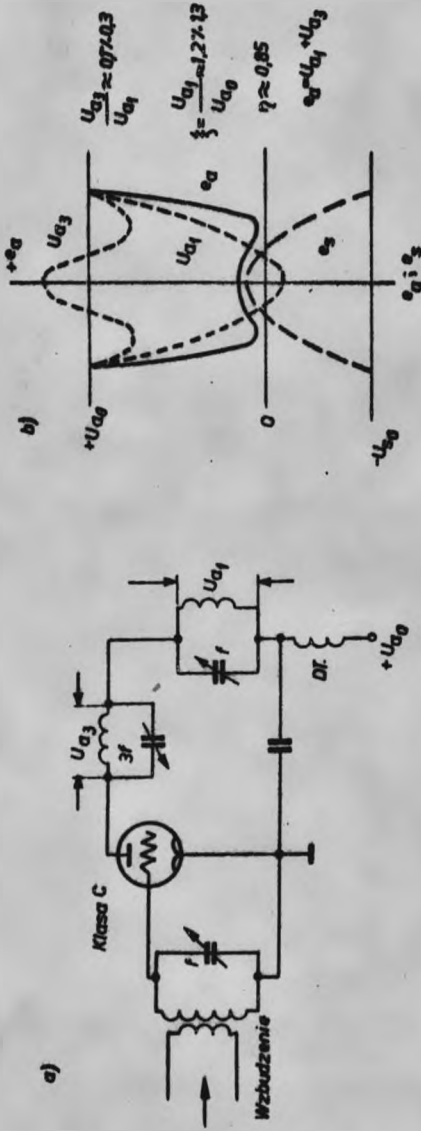


Bipolarna PDM
Klasa BD w.cz.

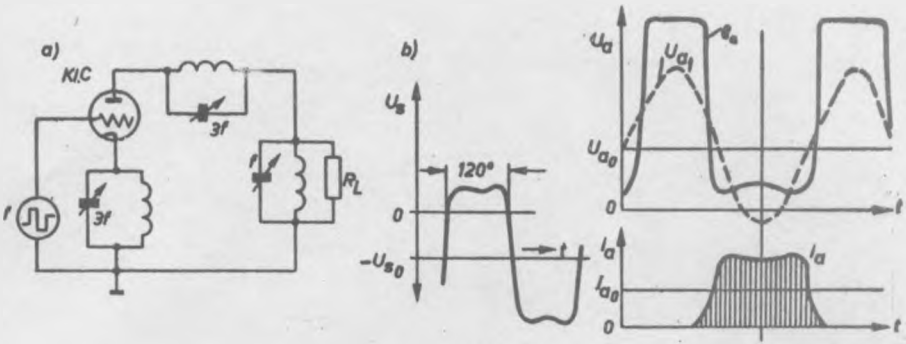


Monopolarna modulowana
amplitudowo
Klasa D m.cz.

Rys. 38. Poglądowe zestawienie podstawowych przebiegów w kilku typowych wzmacniaczach tranzystorowych pracujących w klasach: AD_{m.cz.}, BD_{m.cz.}, AD_{w.cz.}, BD_{w.cz.} oraz D_{w.cz.} przy modulacji amplitudowej



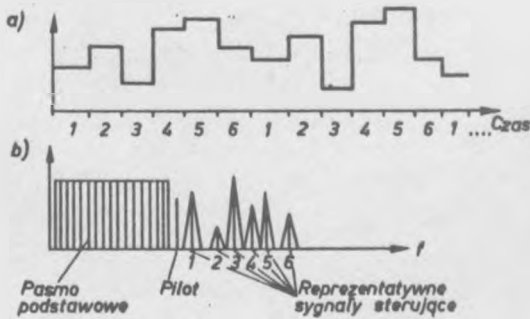
Rys. 39. Wzmacniacz klasy C z układami uzupełniającymi: a/ dla umożliwienia pracy z podwyższoną sprawnością energetyczną oraz b/ przebiegi w jego lampie



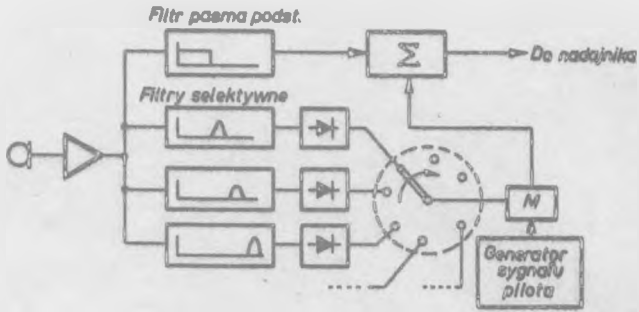
Rys. 40. Odmiana wzmacniacza klasy C: a/ dla pracy z podwyższoną sprawnością wg Marconiego oraz b/ przebiegi w jego lampie



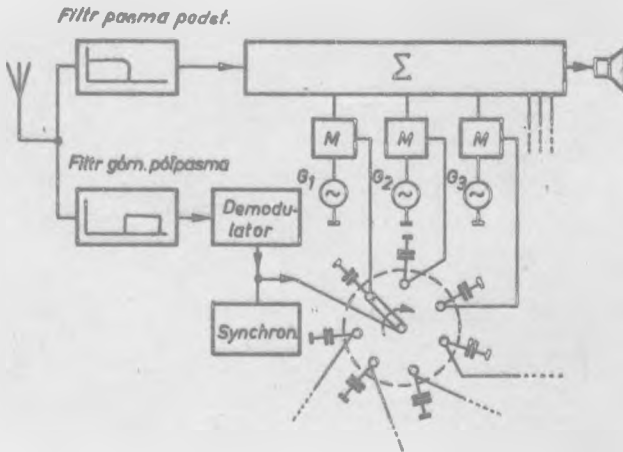
Rys. 41. Sposób tworzenia sygnału modulującego w systemie PICOR



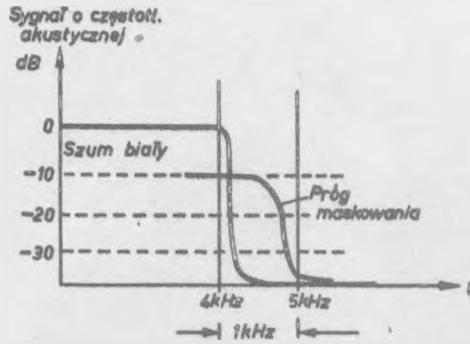
Rys. 42. Struktura sekwencyjnego sygnału sterującego w systemie PICOR



Rys. 43. Uproszczony układ blokowy od strony nadawczej w systemie PICOR

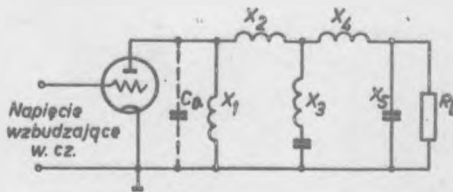
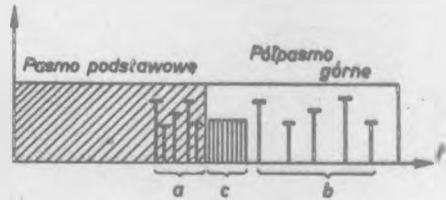


Rys. 44. Uproszczony układ blokowy od strony odbiornika abonenckiego w systemie PICOR

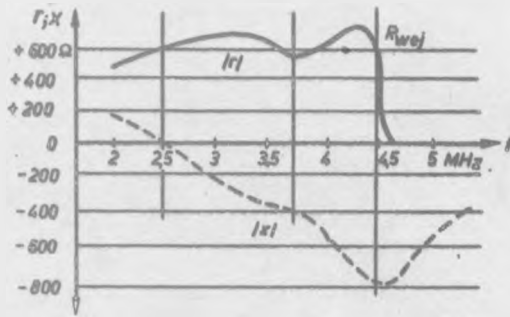


Rys. 45. Wyjaśnienie zagadnienia fizjologicznego progu maskowania dźwięków

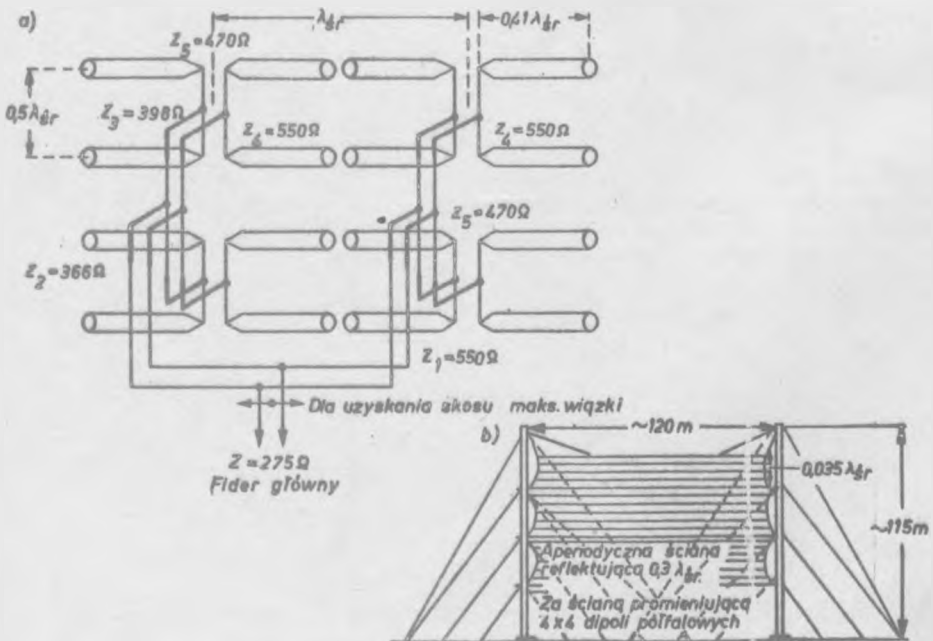
Rys. 46. Korelacja pomiędzy prążkami tonów podstawowych i półpasma tonów harmonicznych przy systemie zawężania wstęgi sygnałów PICOR



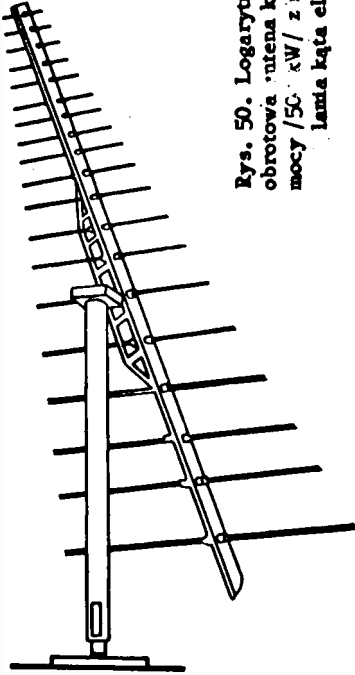
Rys. 47. Szerokostęgowy obwód końcowy krótkofalowego nadajnika dużej mocy.



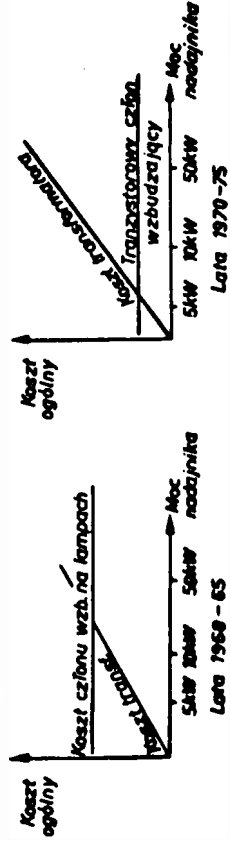
Rys. 48. Charakterystyki szerokopasmowego obwodu końcowego nadajnika z rys. 47



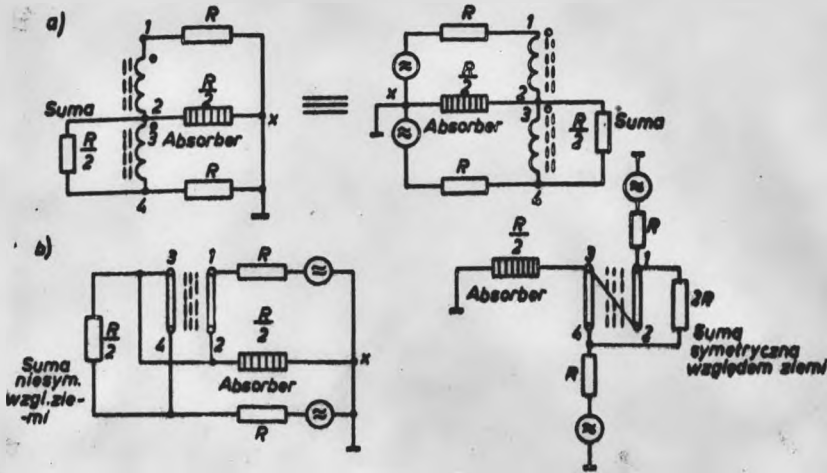
Rys. 49. Szerokopasmowa synfazowa antena ściana programu dla zagranicy



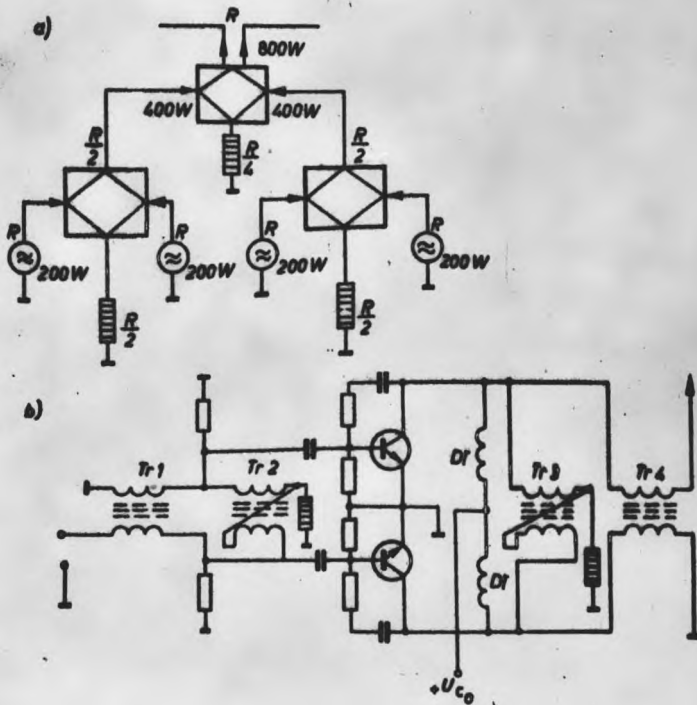
Rys. 50. Logarytmiczno-periodyczna obrotowa antena krótkofalowa dużej mocy /50 kW/ z możliwością pochylania kąta elewacji



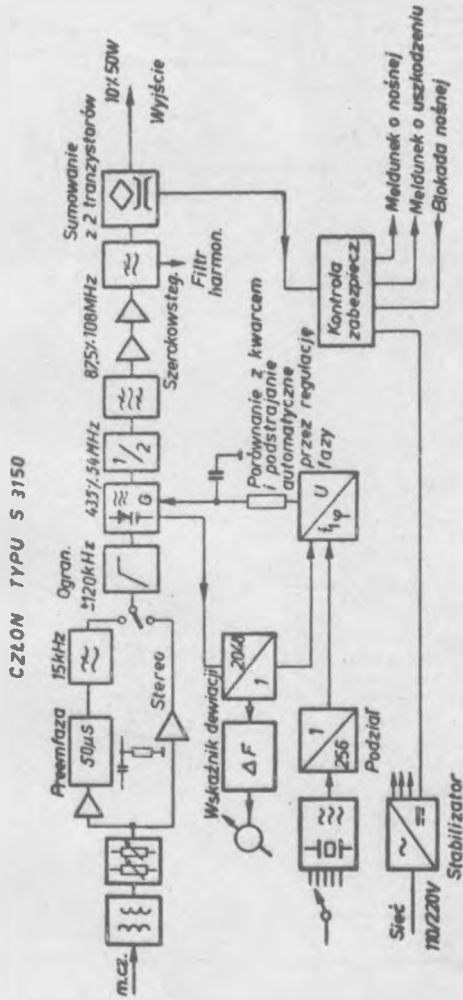
Rys. 51. Zestawienie porównawcze ogólnych kosztów wytwarzania przy budowie nadajników radiofonicznych w latach 1960 i 1970



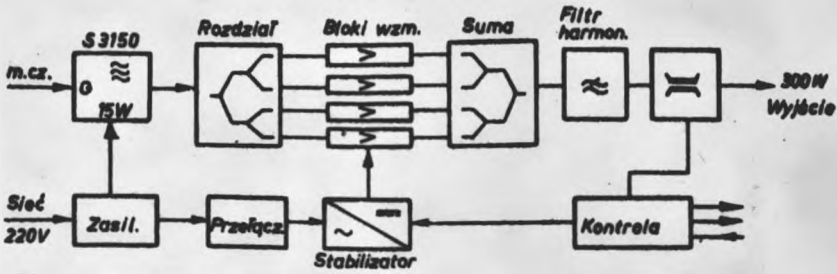
Rys. 52. Szerokopasmowe mostki hybrydowe w zastosowaniu do sumowania mocy wyjściowej z dwu źródeł tranzystorowych



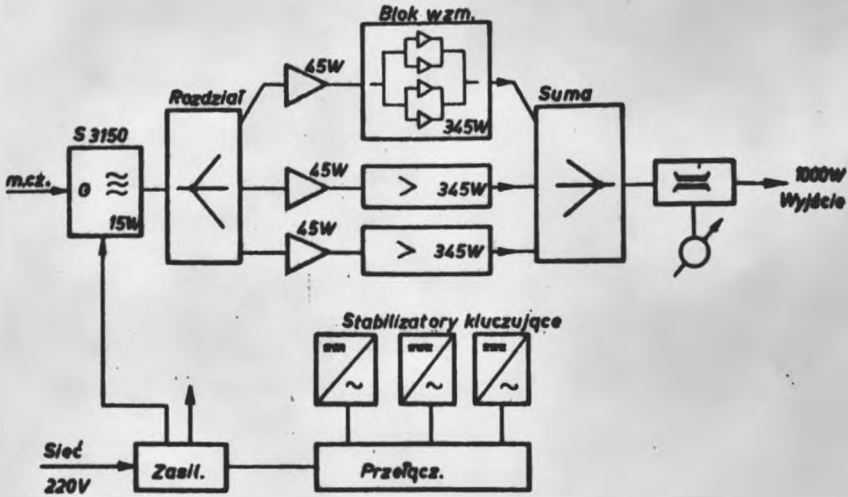
Rys. 53. Zasada rezerwowania poszczególnych bloków nadajnika przy wykorzystaniu układów szerokopasmowych mostków z transformatorami o stałych rozłożonych, nawiniętych na toroidalnych rdzeniach ferrytowych.



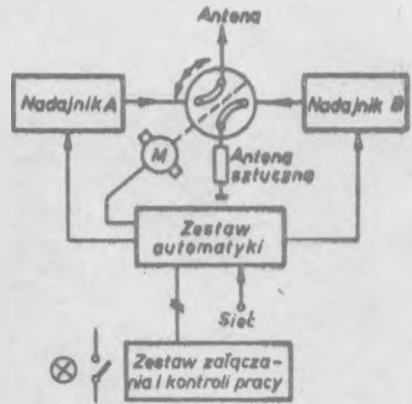
Rys. 54. Człon wzbudzający nadajnika UKF/FM o mocy 50 W, typ S3150 w rozwiązaniu firmy Telefunken



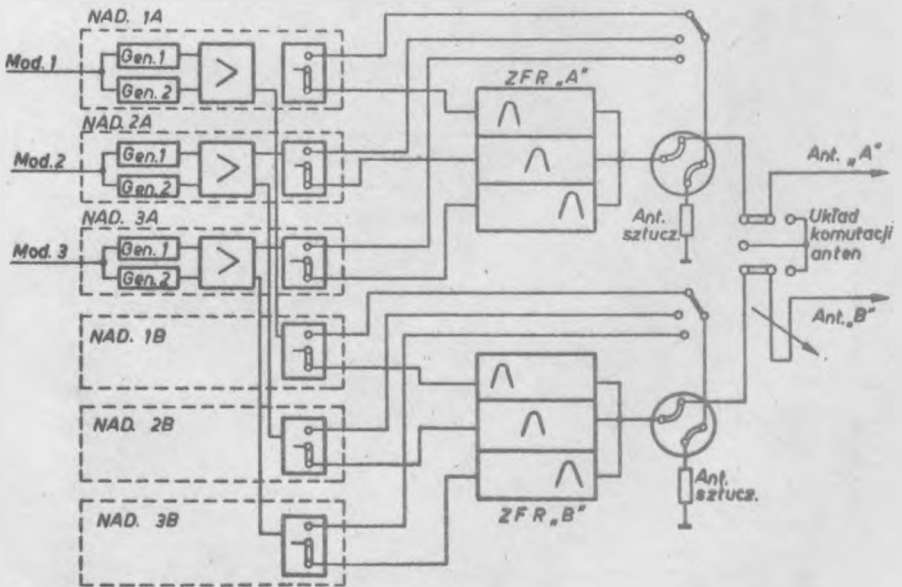
Rys. 55. Nadajnik tranzystorowy UKF/FM o mocy 300 W zestawiony z sumifikowanych bloków firmy Telefunken



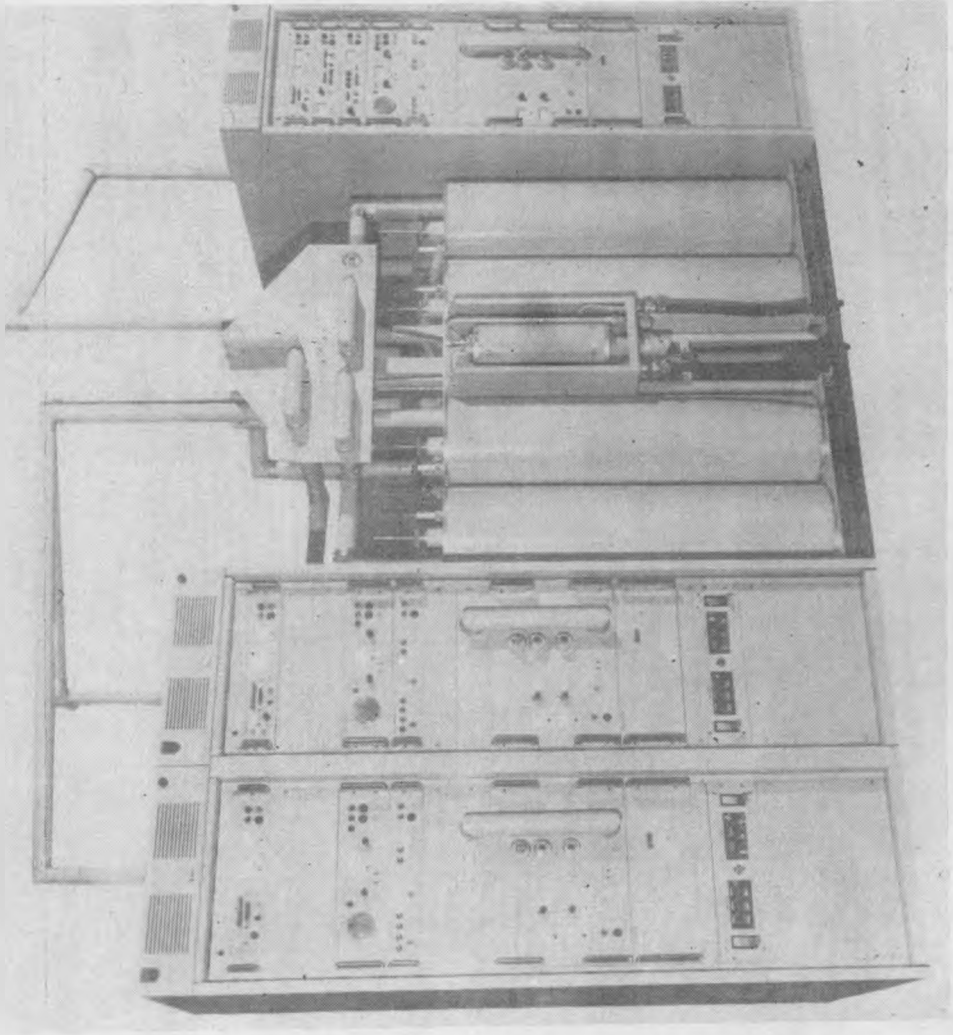
Rys. 56. Przykład końcowego stopnia przeciwnoobnego z nadajnika o mocy 1 kW z wykorzystaniem układów tranzystorowych z rys. 54 i 55



Rys. 57. Zestaw automatycznej rezerwy biernej dwóch nadajników UKF/FM Zakładów ZARAT

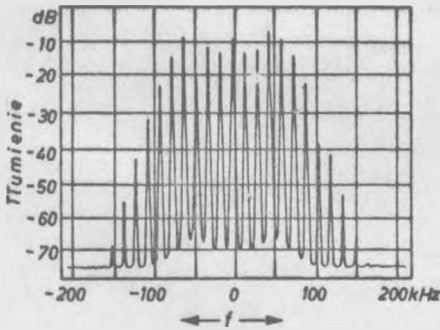
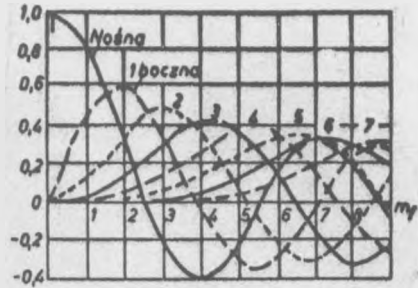


Rys. 58. Zestaw rezerwy czynnej w zespole sześciu nadajników UKF/FM pracujących w trzech niezależnych programach w wykonaniu Zakładów ZARAT

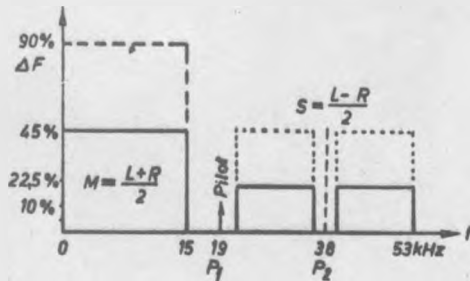


Rys. 59. Zespół nadajników UKF/FM w układzie rezerwy czynnej wraz z duplekse-
rami w wykonaniu Zakładów ZARAT

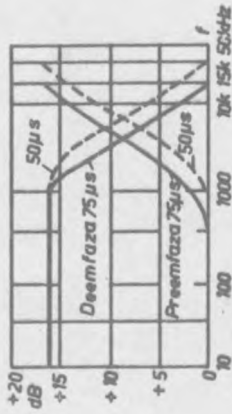
Rys. 60. Przebieg funkcji Bessela dla określenia poszczególnych amplitud prążków widma przy modulacji częstotliwościowej nadajnika



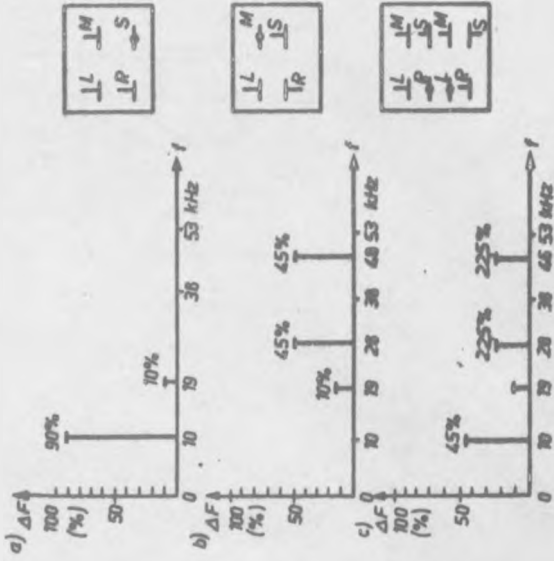
Rys. 61. Obraz spektrograficzny pasma emitowanych monofonicznych sygnałów nadajnika UKF/FM [31]



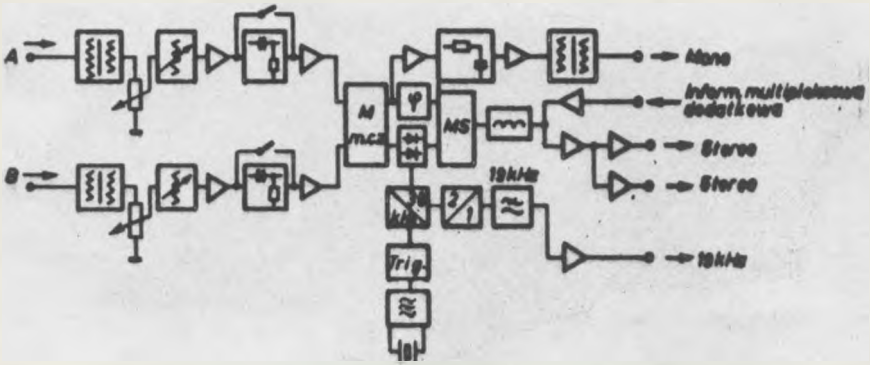
Rys. 62. Struktura zakodowanego złożonego sygnału modulującego m.cz. 2-kanalowej stereofonii



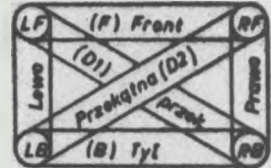
Rys. 63. Deemfaza i preemfaza stosowane przy modulacji częstotliwościowej nadajników



Rys. 64. Widmo sygnałów stereofonicznych uzyskane dla przypadku, gdy istnieje modulacja w kanałach L i R o częstotliwości 10 kHz: a) $L/t - R/t$; b) $L/t - R/t$; c) $L/t = 0$ lub $R/t = 0$



Rys. 65. Przykład układu blokowego kodera 2-kanałowej stereofonii



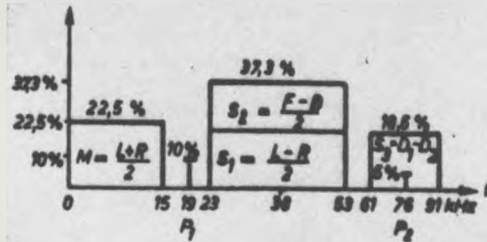
Rys. 66. Schemat rozmieszczenia w studio poszczególnych źródeł dźwięku dla przypadku kwadrofonii oraz podstawowe równania stosowanych tu składowych sygnałów modulujących nadajnik

$$N = L_F + L_B + R_F + R_B = \frac{L+R}{2}$$

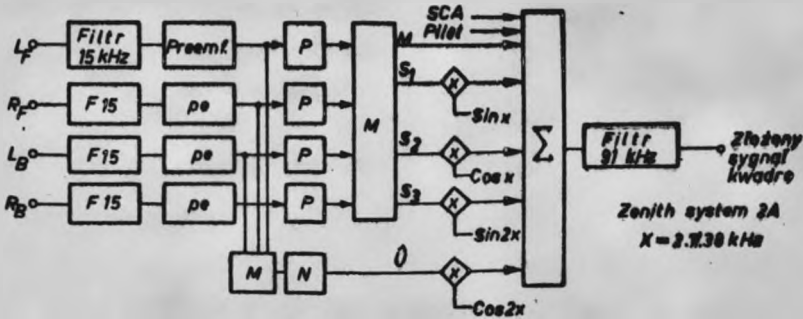
$$S_1 = L_F + L_B - (R_F + R_B) = \frac{L-R}{2}$$

$$S_2 = L_F + R_F - (L_B + R_B) = \frac{L-R}{2}$$

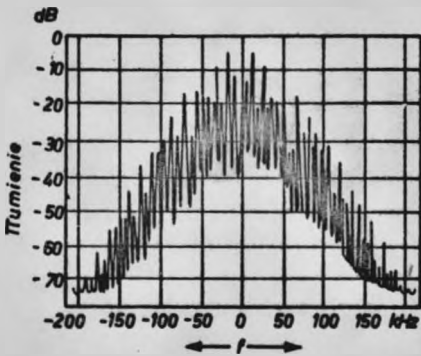
$$S_3 = L_F + R_B - (R_F + L_B) = D1 - D2$$



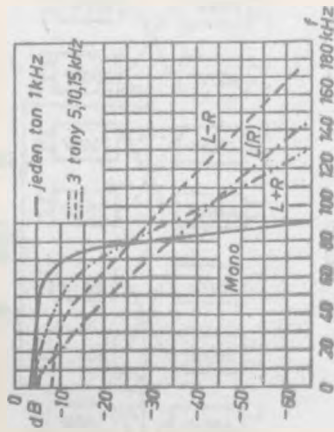
Rys. 67. Struktura zakodowanego złożonego sygnału modulującego m.c.z. w kwadrofonii wg systemu Dorrrena



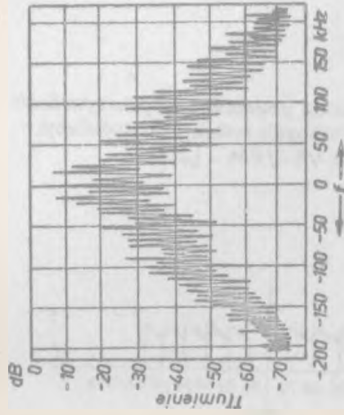
Rys. 68. Blokowy układ kodera w kwadrofonii wg systemu 2A firmy Zenith



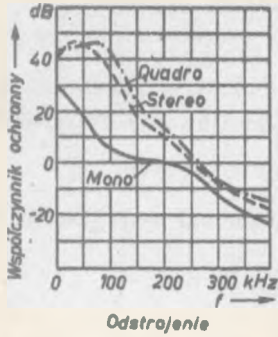
Rys. 69. Obraz spektrograficzny sygnału emitowanego przez nadajnik UKF/FM przy stereofonii 2-kanalowej z modulacją w jednym kanale /L/ [31]



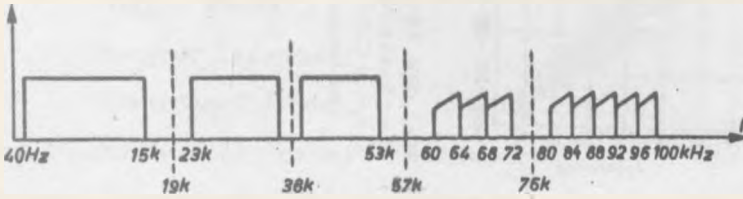
Rys. 70A. Rozkład widma sygnału emitowanego przez nadajnik w 2-kanalowej stereofonii i różnych warunkach wymo-
dulowania sygnałami akustycznymi



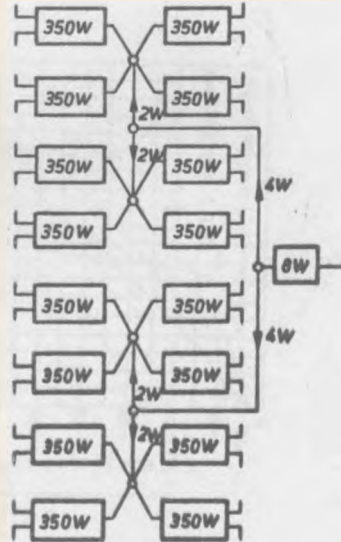
Rys. 70B. Obraz spektrograficzny sygnału kwadrofonicznego emitowanego w systemie CD-4 i modulacji tylko w jednym kanale /LF/ - [31]



Rys. 71. Porównanie przebiegu współczynników ochronnych przy różnych rodzajach modulacji nadajnika UKF/FM - [31]



Rys. 72. Struktura zakodowanego złożonego sygnału modulującego m.cz. przy radiofonii UKF/FM i jednowęgowej modulowanej podnośnej 76 kHz dla celów przenoszenia kilku kanałów informacji ostrzegawczej służby drogowej



Rys. 73. Przykład hipotetycznych wymagań zintegrowanego systemu antena-nadajnik w radiofonii UKF/FM

