

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI  
WARSZAWA-MIEDZESZYN

BIULETYN

INFORMACYJNY

11 (162)

1977

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

---

# BIULETYN INFORMACYJNY

ROK 17

WARSZAWA 1977

NR 11/162/

---

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

Branżowy Ośrodek  
Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Redaktor Naczelny - prof. mgr inż. Lesław Kędzierski

Z-ca Redaktora Naczelnego - dr inż. Krystyn Plewkó

Redaktorzy działów:

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 PRAWACH RĘKOPISU - DO UŻYTKU SŁUŻBOWEGO

Redaktor: J. Borkowska

Montaż tekstu: B. Drabik

---

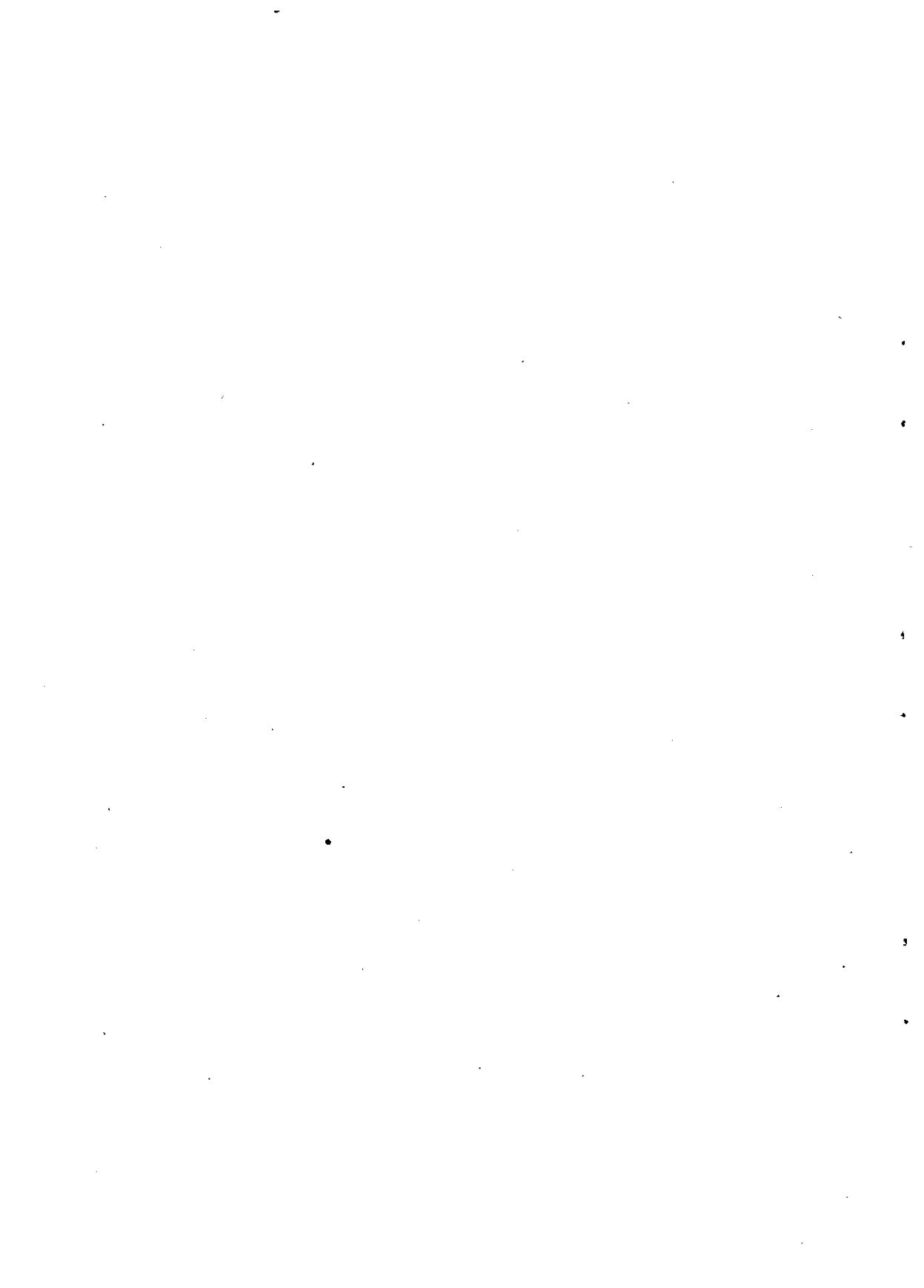
Dział Wydawniczy Instytutu Łączności  
Format B5. Nakład 580. Wpłynęło do  
Działu Wydawniczego 6.07.1977 r.  
Druk ukończono w sierpniu 1977 r.

Aleksander Makiedoński

JEDNOWSTĘGOWA MODULACJA W RADIOFONII

SPIS TREŚCI

	Str.
1. Wstęp	1
2. Porównanie modulacji jednowstęgowej z dwuwstęgą przy przesyłaniu sygnatów przez radiofoniczny tor transmisyjny	3
2.1. Zysk energetyczny	3
2.2. Zniekształcenia nieliniarne	3
3. Jednowstęgowy odbiornik radiofoniczny	9
Wykaz literatury	13



## JEDNOWSTĘGOWA MODULACJA W RADIOFONII

## 1. WSTĘP

Znane zalety systemu modulacji jednowstęgowej przy transmisji sygnałów mowy i muzyki, szczególnie w warunkach występowania w torze przesyłowym zakłóceń, nie mogły być dotychczas w radiofonii wykorzystane ze względu na konieczność stosowania złożonego układu odbornika. Przy istniejącej do niedawna technologii produkcji urządzeń odbiorczych nie było uzasadnienia ekonomicznego dla ewentualnego zastąpienia stosowanego już w radiofonii od przeszło pół wieku systemu modulacji dwuwstęgowej systemem jednowstęgowym.

Opracowanie produkcji tanich elementów scalonych oraz takich podzespołów, jak filtry piezoceramiczne i elektromechaniczne filtry pasmowoprzepustowe pozwala na produkcję masową radiofonicznych odborników jednowstęgowych<sup>x/</sup>, po cenie porównywalnej z ceną obecnie produkowanych odborników dwuwstęgowych.

Zastosowanie w najbliższej przyszłości filtrów aktywnych opartych na układach scalonych stwarza wizję idealnego odbornika radiofonicznego, wykonanego w postaci jednego dużego układu scalonego z podłączonymi do niego kilkoma elementami dyskretnymi /antena ferrytowa, elementy strojenia i regulacji, głośnik oraz źródło zasilania/.

W chwili obecnej zagadnienia dotyczące możliwości wprowadzenia emisji jednowstęgowej do radiofonii są przedmiotem badań prowadzonych w wielu placówkach naukowo-badawczych i rozwojowych RFN, Holandii, Wielkiej Brytanii, Szwecji, a także NRD /RFZ/ i ZSRR /NIRR/.

Wydaje się, że jak dotychczas największe doświadczenie w tym zakresie ma Instytut Radiotechniki w Hamburgu /ostatnio przeniesiony do Monachium/, przy którego udziale zostały przeprowadzone doświadczalne emisje programów radiofonicznych z modulacją jednowstęgową w zakresie fal średnich.

Pierwsze doświadczenia rozpoczęte zostały w lutym 1970 r. przy wykorzystaniu nadajnika małej mocy, zainstalowanego w Hannowerze /Hannover-Hemingen/.

Nadajnik ten miał następujące parametry:

- |                             |          |
|-----------------------------|----------|
| - częstotliwość fali nośnej | 1025 kHz |
| - moc w szczytach obwiedni  | 0,4 kW   |

---

<sup>x/</sup> Odbornik taki nadawałby się równocześnie do odbioru emisji sygnałów dwuwstęgowych.

- szerokość pasma częstotliwości przenoszonych przy tłumieniu -3 dB	4,4 kHz /górną wstęgą boczna/
- tłumienie fali nośnej /względem mocy w szczytach obwiedni/	20 dB
- tłumienie niepożądanego wstęgi bocznej modulacji	> 50 dB
- zniekształcenia intermodulacyjne	< 40 dB
- kompresja dynamiki	10 dB

Następne doświadczalne emisje programów radiofonicznych z modulacją jednowstęgową były prowadzone w lutym i marcu 1971 r. przy użyciu nadajnika dużej mocy Niemieckiej Poczty Związkowej, zainstalowanego w ośrodku nadawczym w Mainflingen /30 km na południowy wschód od Frankfurtu/.

Nadajnik ten miał następujące parametry:

- częstotliwość fali nośnej	1475 kHz
- moc w szczytach obwiedni	350 kW
- szerokość pasma częstotliwości przenoszonych przy tłumieniu -3 dB	4,4 kHz /górną wstęgą boczna/
- tłumienie fali nośnej /względem mocy w szczytach obwiedni/	20 dB
- tłumienie wstęgi niepożądanego	> 60 dB
- zniekształcenia intermodulacyjne	< 40 dB
- kompresja dynamiki	10 dB

Jednocześnie z tego samego ośrodka na częstotliwości 1538 kHz transmitowano dla porównania ten sam program /Deutschlandfunks/ w konwencjonalnym systemie modulacji dwuwstęgowej za pomocą nadajnika o mocy 700 kW.

Emisje prowadzone były w godzinach nocnych /01.30 - 03.00 czasu środkowo-europejskiego/ i odbierane w kilku punktach znajdujących się na terenie RFN, Francji i Wielkiej Brytanii.

Częstotliwości fal nośnych nadajników z modulacją jednowstęgową były w obu przypadkach wielokrotnością 5 kHz i równocześnie odpowiadały wartościom określonym w kopenhaskim planie rozdziału częstotliwości.

Analiza wyników tych prób wykazała jednoznacznie przewagę jednowstęgowego systemu modulacji nad dwuwstęgowym<sup>x/</sup>. Dodatkowo zaobserwowano także, że emisja jednowstęgowa przy niezbyt dużym tłumieniu fali nośnej /6 do 10 dB/ może być odbierana z jakością określoną jako "jeszcze znośna" przez popularne przenośne odbiorniki tranzystorowe przeznaczone do odbioru emisji dwuwstęgowej.

Badania systemu emisji programów radiofonicznych z modulacją jednowstęgową są także prowadzone w ramach Programu Studiów Nr 25/10 CCIR oraz w ramach programu prac Grupy Roboczej A Europejskiej Unii Radiofonicznej /EBU/.

<sup>x/</sup> Szczegóły będą omówione później.

## 2. PORÓWNANIE MODULACJI JEDNOWSTĘGOWEJ Z DWUWSTĘGOWĄ PRZY PRZESYŁANIU SYGNAŁÓW PRZEZ RADIOFONICZNY TOR TRANSMISYJNY

### 2.1. Zysk energetyczny

Przy porównaniu modulacji jednowstęgowej z dwuwstęgową w radiokomunikacji profesjonalnej wypukla się zwykle zysk energetyczny, jaki się uzyskuje wskutek redukcji fali nośnej i jednej ze wstęg bocznych, a także zwiększenie liczby kanałów częstotliwościowych.

Zysk energetyczny przy stosowaniu modulacji jednowstęgowej przy braku zniekształceń w torze propagacji, przy założeniu stałej mocy szczytowej przebiegu zmodulowanego i całkowitym tłumieniu fali nośnej wynosi:

$$Z_1 = \frac{P_{AM \text{ szcz.}}}{P_{SSB}} = \frac{1 + m^2}{m^2/4} \quad /1/$$

a przy założeniu stałej wartości mocy średniej za okres modulacji wynosi:

$$Z_2 = \frac{P_{AM \text{ śr.}}}{P_{SSB}} = \frac{1 + m^2/2}{m^2/4} \quad /2/$$

Przy  $m = 1$ ; /100% głębokość modulacji/

$$Z_1 = 16 \text{ /12 dB/}$$

$$Z_2 = 6 \text{ /7,8 dB/}$$

We wzorach /1/, /2/ nie uwzględniono przy tym zysku wynikającego z zawężenia pasma częstotliwości przenoszonych przez odbiorniki.

Przy dwukrotnym zawężeniu pasma częstotliwości przenoszonych przez odbiorniki i w przypadku zakłóceń o stałej gęstości widmowej uzyskiwany zysk energetyczny wynosi 3 dB.

Łączny zysk energetyczny będzie zatem równy:

$$Z_1 = 15 \text{ dB}, \quad Z_2 = 10,8 \text{ dB.}$$

Jak z powyższego wynika, uzyskiwany przy modulacji jednowstęgowej zysk energetyczny jest bardzo duży.

### 2.2. Zniekształcenia nielinearne

Wprowadzenie modulacji jednowstęgowej w radiofonii nie jest determinowane tylko zyskiem energetycznym z uwagi na to, że w tej służbie czynniki ograniczające moc nadajnika nie mają tak pierwszoplanowego charakteru, jak to ma miejsce w



przypadku radiokomunikacji profesjonalnej, a szczególnie radiokomunikacji ruchomej.

Wprowadzenie modulacji jednowstęgowej do radiofonii jest bowiem jedynym sposobem uzyskiwania zadowalającej dla wymagań tej służby jakości odbioru w obszarach, w których występuje zjawisko zaniku selektywnego.

Zjawisko zaniku selektywnego występuje, jak wiadomo, już w zakresie fal średnich, a szczególnie silne jest w zakresie fal krótkich.

Jest ono spowodowane wielodrogowością propagacji fal elektromagnetycznych od anteny nadajnika do anteny odbiornika.

Wielodrogowość propagacji fal w zakresie średniopasowym ma miejsce w tzw. II i III strefie odbioru.

Zgodnie z przyjętą w [21] nomenklaturą, strefy te są definiowane w sposób następujący:

- I - strefa odbioru - strefa odbioru na fali przyziemnej,
- II - strefa odbioru - obszar, gdzie stosunek poziomów natężenia pola fali przyziemnej i jonosferycznej jest mniejszy od 6 do 8 dB,
- III - strefa odbioru - strefa odbioru na fali jonosferycznej.

W II strefie odbioru na falach średnich mamy do czynienia z interferencją fali przyziemnej z falą jonosferyczną odbitą od warstwy E lub  $F_2$ .

W III strefie odbioru mamy natomiast do czynienia z interferencją fal odbitych od warstwy E i  $F_2$  /na mniejszych odległościach/ względnie interferencją fal odbitych pojedynczo lub podwójnie od tej samej warstwy /rys. 1/x/.

Interferencja dwóch fal w danym punkcie odbioru wywołuje /przy zmieniających się nieustannie warunkach propagacji jonosferycznej/ okresowe wahania wypadkowego natężenia pola fali odbieranej wywołujące zmiany głośności odbioru audycji. Zmiany głośności można łatwo zmniejszyć, stosując w odbiorniku skutecznie działający układ automatycznej regulacji wzmacnienia. Z praktycznych obserwacji odbioru wiadomo jednak, że zanik selektywny powoduje również występowanie znacznie bardziej przykrych dla radiosłuchacza efektów, a mianowicie nieliniarnych zniekształceń odbieranej audycji.

W celu wyjaśnienia tego zjawiska załóżmy dla uproszczenia, że nadajnik emituje tylko falę nośną, a sygnały do odbiornika dochodzą tylko dwiema drogami  $l_1$  i  $l_2$  /jako np. fala przyziemna i jedna odbita fala jonosferyczna.

Przy  $l_1 \neq l_2$  sygnały na wejściu odbiornika dochodzące tymi drogami będą przesunięte w fazie.

W przypadku, gdy:

$$\Delta l = l_2 - l_1 = /2n + 1/ \frac{\lambda}{2}$$

/3/

x/ Rysunki są zamieszczone na końcu artykułu

gdzie:

$$n = 0, 1, 2, \dots$$

$\lambda$  - długość fali.

Kąt przesunięcia fazowego pomiędzy tymi sygnałami będzie równy nieparzystej wielokrotności  $\pi$  i sygnały będą mieć przeciwne fazy. Jeżeli założymy, że tłumienie sygnałów na obu drogach propagacji będzie jednakowe, to wypadkowy sygnał będzie równy 0.

Jeżeli różnica dróg propagacji będzie równa  $n\lambda$ , to wypadkowa amplituda sygnału /przy założeniu jednakowego tłumienia/ będzie równa podwójnej amplitudzie każdego z tych sygnałów z osobna.

Przy stałej pozornej wysokości warstwy jonosferycznej i nie zmiennych parametrach dróg propagacji w obszarze, gdzie amplitudy obu powyższych sygnałów są porównywalne, będą występować periodycznie zaniki natężenia pola wzdłuż trasy propagacji.

Jeżeli przy stałej różnicy dróg propagacji zmieniać się będzie częstotliwość sygnału odbieranego /długość fali  $\lambda$ /, to można tak dobrać dwie częstotliwości  $f_1$  i  $f_2$ , żeby różnica fazy przy  $f_1$  wynosiła

$$\Delta\varphi_1 = (2n + 1) \cdot \pi \quad /4/$$

a dla  $f_2$

$$\Delta l = (2n + 1) \frac{\lambda_1}{2} \quad /5/$$

$$\Delta\varphi_2 = [2/n + 1/ + 1] \pi = (2n + 3) \pi = \quad /6/$$

$$\Delta l = (2n + 3) \frac{\lambda_2}{2} \quad /7/$$

Zatem, zarówno przy częstotliwości  $f_1$  /długość fali  $\lambda_1$ / jak i przy częstotliwości  $f_2$  /długość fali  $\lambda_2$ / sygnały dochodzące drogami  $l_1$  i  $l_2$  będą miały przeciwne fazy. Przy równych amplitudach sygnałów składowych sygnał wypadkowy będzie równy zeru. Różnica częstotliwości pomiędzy sąsiednimi punktami zaników /na osi częstotliwości/, wyniesie

$$\Delta f = f_2 - f_1 = \frac{c}{\lambda_2} - \frac{c}{\lambda_1} \quad /8/$$

Podstawiając do /8/  $\lambda_2$  i  $\lambda_1$  ze wzorów /5/, /7/ otrzymujemy:

$$\Delta f = \frac{c/2n+3/}{2\Delta l} - \frac{c/2n+1/}{2\Delta l} = \frac{c}{\Delta l} \quad /9/$$

Stopień zniekształceń nieliniarnych odbieranego sygnału będzie zależał od stosunku  $\Delta f$  do szerokości pasma częstotliwości emisji sygnału dwuwstęgowego B. Przy  $\frac{\Delta f}{B} \ll 1$  zniekształcenia tłumieniowe grupy falowej tworzącej sygnał zmodulowany, a więc i zniekształcenia nieliniarne jego obwiedni będą pomijalnie małe.

Przy  $\frac{\Delta f}{B} \approx 1$  i asymetrycznym usytuowaniu grupy falowej sygnału zmodulowanego względem węzłów wynikowego natężenia pola na osi częstotliwości /rys. 2/ występują znaczne różnice amplitudowe w przenoszeniu wstęg bocznych, co wywołuje nieliniarne zniekształcenie obwiedni transmitowanego sygnału.

Na rysunku 3 są pokazane oscylogramy sygnału o dwuwstęgowej modulacji amplitudowej, przy asymetrycznym przenoszeniu wstęg bocznych, a na rys. 4 przy tłumieniu fali nośnej.

Spróbujmy wyznaczyć przynajmniej orientacyjnie odstęp  $\Delta f$  kolejnych węzłów wynikowego natężenia pola w funkcji odległości  $d$  od stacji nadawczej, jakie mogą występować w praktyce na falach średnich. Rozpatrzmy najpierw przypadek interferencji fali przyziemnej z falą jonosferyczną odbitą od warstwy E i  $F_2$ . Przyjmując dla uproszczenia, że w rozpatrywanym zakresie odległości  $d \ll 300$  km ziemia jest płaska, różnicę dróg propagacji  $\Delta l$  można obliczyć ze wzoru:

$$\Delta l = d \left[ 1 - \sqrt{1 + \frac{2h}{d}} \right]^2 \quad /10/$$

Podstawiając do wzoru /9/ obliczone w oparciu o /10/ różnice dróg propagacji /przy założeniu, że wysokości pozorne warstw E i  $F_2$  wynoszą odpowiednio  $h_E = 110$  km,  $h_{F_2} = 300$  km/ uzyskuje się, pokazane na rys. 5 przebiegi zależności  $\Delta f$  od odległości od stacji nadawczej  $d$  [15].

Z analizy zależności pokazanych na rys. 5 wynika, że przy interferencji fali przyziemnej i fali jonosferycznej odbitej od warstwy  $F_2$  odstęp prążków interferencyjnych są kilkakrotnie mniejsze niż szerokość pasma częstotliwości emisji sygnału zmodulowanego w całym zakresie rozpatrywanych odległości, a przy interferencji fali przyziemnej i fali jonosferycznej odbitej od warstwy E największych zniekształceń odbioru należy się spodziewać przy małych odległościach od stacji nadawczej.

Obserwowany w praktyce w zakresie średnioletnowym wzrost zniekształceń odbioru w miarę wzrostu częstotliwości tłumaczy się tym, że warstwa  $F_2$  dla większych częstotliwości zakresu staje się aktywna oraz tym, że wskutek silniejszego tłumienia fali przyziemnej zanik selektywny zaczyna występować na bliższych odległościach od stacji nadawczej.

W III strefie odbioru natężenia pola elektromagnetycznego wywołane falą przyziemną jest w praktyce pomijalnie małe. Na początku tej strefy odbioru, oprócz zasadniczej fali odbitej od warstwy E, mogą pojawiać się odbicia od warstwy  $F_2$ .

Przy większych odległościach mogą występować odbicia od warstwy  $E_s$  oraz wielokrotne odbicia od warstwy  $E$ , co w konsekwencji prowadzi do występowania zjawiska zaniku selektywnego również w tej strefie odbioru. Na rys. 6 są pokazane obliczone podobną metodą przebiegi zależności  $\Delta f$  od odległości punktu odbioru od nadajnika, przy interferencji fali jonosferycznej odbitej od warstwy  $E$  z falą odbitą dwukrotnie od tej warstwy oraz fali odbitej od warstwy  $E$  z falą odbitą od warstwy  $F_2$ .

Proste zastosowanie tego samego toku rozumowania przy analizie krzywych prowadzi w tym przypadku do błędnych wyników, gdyż nie uwzględnia różnic ilościowych amplitud interferujących fal. O ile bowiem w II strefie odbioru natężenia pola fali przyziemnej i jonosferycznej są tego samego rzędu, to przy interferencji fali odbitej jednokrotnie z falą odbitą dwukrotnie od jednej warstwy lub przy jednokrotnych odbiciach fal od dwóch różnych warstw jonosfery natężenia fal w ogólnym przypadku są różne. Różnica tłumień na drodze propagacji będzie większa przy małych odległościach od stacji nadawczej, mniejsza przy dużych odległościach. Przy dużej różnicy tłumień fal interferujących, a więc na małych odległościach, zjawisko zaniku selektywnego będzie wywoływać mniejsze zniekształcenia tłumieniowe grupy falowej sygnału zmodulowanego, a więc mniejsze zniekształcenia tłumieniowe i nieliniarne obwiedni sygnału dwuwstęgowego. Ze wzrostem odległości  $d$  z powodu mniejszej różnicy tłumień głębokość zaniku jest większa, a wzrost  $\Delta f$  nie na tyle duży, aby skompensować ten efekt. W rezultacie, ze wzrostem odległości wzrastają zniekształcenia obwiedni transmitowanego sygnału [15].

Dotychczas zakładaliśmy, że warunki propagacji nie ulegają zmianom czasowym. W rzeczywistości skutek fluktuacji stanu jonosfery zmienia się w czasie wysokość pozorną warstwy odbijającej. Prowadzi to do zmiany fazy fali odbitej w miejscu odbioru. W rzeczywistości nie będziemy zatem mieć miejsc odbioru specjalnie uprzywilejowanych ze względu na efekt wywoływany zanikiem selektywnym. Zmiany fazy fali odbitej w funkcji odległości od stacji nadawczej wywołują nie tylko zmianę amplitudy sygnału wypadkowego. Przy geometrycznym sumowaniu dwóch lub większej ilości fal cząstkowych ulega również zmianie faza początkowa sygnału wypadkowego. Powoduje to naruszenie pierwotnej struktury fazowej pomiędzy poszczególnymi składnikami widmowymi sygnału zmodulowanego. Prowadzi to w przypadku sygnału o dwuwstęgowej modulacji amplitudowej do asymetrii fazowej wstępnych względem fali nośnej. Asymetrię tę ilustruje rys. 7, na którym kąt  $\Delta\varphi$  jest równy różnicy fazy początkowej fali nośnej i średniej arytmetycznej faz początkowych sygnałów wstępnych.

Na rysunku 8 są pokazane oscylogramy obwiedni sygnału o dwuwstęgowej modulacji amplitudowej, przy różnych wartościach  $\Delta\varphi$ , a na rys. 9 zależność zniekształ-

ceń drugiej harmonicznej obwiedni  $h_2\%$  od wartości kąta  $\Delta\varphi$ , przy różnych głębokościach modulacji i przy prawidłowym oraz nieprawidłowym<sup>x/</sup> przenoszeniu amplitud wstęp bocznych.

Jak widać, zniekształcenia nielinearne obwiedni sygnału są bardzo duże, a przy  $\Delta\varphi = 90^\circ$  obwiednia w ogóle jest pozbawiona składowej podstawowej sygnału modulującego. Oscylogramy obwiedni pokazane na rys. 3, 4 i 8 były uzyskane metodą laboratoryjną, przy wykorzystaniu opisanego w [14] symulatora zniekształceń propagacyjnych.

W związku z powyższym powstaje pytanie, czy w rzeczywistych warunkach propagacyjnych występują tak znaczne zniekształcenia tłumieniowe i fazowe grupy falowej sygnału zmodulowanego. Na rys. 10 jest pokazany odcinek taśmy filmowej z fotografiami obwiedni sygnału o dwuwstępowej modulacji amplitudowej w miejscu odbioru oddalonym o 8.100 km, przy częstotliwości fali nośnej 28,2 MHz i modulacji 50% sygnałem sinusoidalnym 1000 Hz [21].

Z porównania poszczególnych kadrów tego odcinka taśmy przedstawionymi na rys. 3, 4, 8 oscylogramami wynika, że na falach krótkich wielodrogowość propagacji wywołuje bardzo duże zniekształcenia amplitudowe i tłumieniowe grupy falowej sygnału zmodulowanego, zachodzące przy tym bardzo szybko. Na falach średnich prędkość podobnych zmian obwiedni jest znacznie mniejsza, chociaż sam stopień zniekształceń obwiedni może być równie duży.

Na rysunku 11 przedstawiono uzyskane doświadczalnie rozkłady prawdopodobieństwa współczynników zniekształceń drugiej  $/h_2/$  i trzeciej  $/h_3/$  harmonicznych obwiedni sygnału o dwuwstępowej modulacji amplitudowej w zależności od odległości od stacji nadawczej [18]. Częstotliwość fali nośnej była równa 1602 kHz, a częstotliwość sygnału modulującego wynosiła 1000 Hz. Odbiór i rejestracja sygnałów próbnych były przeprowadzane jednocześnie w pięciu punktach pomiarowych, znajdujących się w odległości 33 km od nadajnika, 262 km, 458 km, 476 km oraz 600 km, a więc zgodnie z przyjętą definicją, znajdujących się w pierwszej oraz w trzeciej strefie odbioru. Brak jest więc danych o sytuacji najgorszej, jaka występuje w drugiej strefie odbioru.

Z analizy tych krzywych wynika, że dla kilku odległości współczynnik zniekształceń harmonicznych przekracza wartość 30% dla 5% czasu. Przy takich zniekształceniach nie może być mowy o dobrym odbiorze audycji o treści artystycznej.

Przedstawione powyżej wyjaśnienie wpływu zaniku selektywnego na zniekształcenia odbioru sygnałów o dwuwstępowej modulacji amplitudowej było konieczne dla zrozumienia zalet, jakie daje zastosowanie w radionii systemu modulacji jednowstępowej. Przy pełnym stłumieniu fali nośnej i przy modulacji nadajnika sygna-

<sup>x/</sup> Stosunek amplitud kolejnych składników widmowych wynosił 1:1:0,25 /zamiast 0,4:1:0,4 przy  $m = 80\%$ .

tem sinusoidalnym emituje on np. w zakresie górnej wstęgi bocznej tylko jeden składnik widma o częstotliwości

$$f_s = f_o + F \quad /11/$$

gdzie:

$f_o$  - częstotliwość stłumionej fali nośnej

$F$  - częstotliwość sygnału modulującego

zamiast trzech składników, jak to ma miejsce w systemie dwuwstęgowym  $/f_o, f_o + F, f_o - F/$ .

Zmiany amplitudy i fazy tego składnika widmowego wywołane tym, że w miejscu odbioru jest on geometryczną sumą kilku fal o tej samej częstotliwości, ale przychodzących różnymi drogami propagacji, nie będą wywoływać na wyjściu detektora iloczynowego w odbiorniku zniekształceń harmonicznym odbieranego sygnału. Napięcie na wyjściu takiego detektora, niezależnie od amplitudy i fazy sygnału wejściowego, jest bowiem zawsze sinusoidalne. W przypadku modulacji nadajnika drganiem złożonym /np. dwoma sygnałami  $F_1$  i  $F_2/$  zanik selektywny nie wywołuje również zniekształceń intermodulacyjnych typu  $nF_1 \pm nF_2$ .

W systemie jednowstęgowym będą występować jedynie zniekształcenia fazowe i tłumieniowe odbieranego sygnału. Na pierwszy rodzaj tych zniekształceń, ucho ludzkie przy odbiorze monofonicznym, praktycznie nie reaguje, a na drugi - jest znacznie mniej wrażliwe niż na zniekształcenia nieliniarne. System jednowstęgowy, w którym częściowo stłumiona fala nośna jest wykorzystywana bezpośrednio do sterowania detektora iloczynowego w odbiorniku jednowstęgowym jest bardziej podatny na zniekształcenia nieliniarne odbioru, gdyż duży zanik fali nośnej powoduje naruszenie warunków pracy tego detektora i w konsekwencji nieliniarne zniekształcenie odbieranego sygnału modulującego.

### 3. JEDNOWSTĘGOWY ODBIORNIK RADIOFONICZNY

Liczba opublikowanych dotychczas w literaturze światowej zasadniczych odmian układów jednowstęgowych odbiorników radiofonicznych wynosi kilkanaście. Ukazała się nawet praca [17], w której podjęto próbę systematyki układów odbiorników jednowstęgowych.

Świadczy to z jednej strony o dużym zainteresowaniu na świecie tym problemem, a z drugiej mówi to jednak o znacznych trudnościach skonstruowania optymalnego odbiornika ze względu na parametry elektryczne, technologię, koszt produkcji, prostotę obsługi, stabilność parametrów i elektromagnetyczną kompatybilność w odniesieniu do zakłóceń radioelektrycznych oraz możliwość odbioru powszechnie dzisiaj jeszcze stosowanej emisji o dwuwstęgowej modulacji amplitudowej.

Ustalenia ostatniej Regionalnej Konferencji Radiofonicznej Światowej Unii Telekomunikacyjnej /UIT/ /Genewa 1975-76/, dotyczące zmiany siatki kanałów w zakresie fal średnich w taki sposób, aby częstotliwości nośne stacji radiofonicznych były równe wielokrotnościom odstępów międzykanałowego o szerokości 9 kHz, pozwalają wyeliminować z proponowanych odmian odbiorników te układy /bardziej złożone/, które opierały się o ustaloną w 1948 r. /na Regionalnej Konferencji Radiofonicznej UIT w Kopenhadze/ nieregularną siatkę częstotliwości. Nowy podział kanałów preferuje zastosowanie odbiorników jednowstęgowych z uproszczonymi układami syntezerów częstotliwości.

Dla pełnej jasności należy zaznaczyć, że samo zagadnienie możliwości wprowadzenia w najbliższej przyszłości do radiofonii na falach średnich emisji jednowstęgowej nie było rozpatrywane na ostatniej konferencji Radiofonicznej UIT w Genewie. Sprawa ta została odłożona na ok. 11 lat, tj. na okres, w którym będzie obowiązywać ustalony obecnie rozkład i przydział kanałów częstotliwościowych. W dokumentach końcowych Konferencji i w piśmie okólnym Dyrektora Międzynarodowego Radiokomunikacyjnego Komitetu Doradczego /CCIR/ UIT [25] postuluje się wzmoczenie badań nad zagadnieniami dotyczącymi zastosowania w przyszłości systemu modulacji jednowstęgowej w radiofonii. Dopuszcza się przy tym możliwość przeprowadzania próbnych emisji programów w systemie jednowstęgowym przy uzgodnieniu warunków i czasu emisji z zainteresowanymi Administracjami łączności, użytkującymi ten sam i sąsiednie kanały częstotliwościowe.

Schemat blokowy układu odbiornika o modulacji jednowstęgowej zgodnie z koncepcją zaproponowaną przez Timmana /5/ /która ma szanse praktycznego zastosowania ze względu na swoje zalety techniczne/ jest przedstawiony na rys. 12. Tor wielkiej i pośredniej częstotliwości nie różni się tu w zasadzie od rozwiązań stosowanych w konwencjonalnych układach odbiorników o modulacji dwuwstęgowej. W skład tego toru wchodzi bowiem obwody preselekcji /1/, mieszacz /2/, wzmacniacz pośredniej częstotliwości /3/ oraz heterodyna /4/. Dodatkowymi układami są tu detektor synchroniczny /14/ z wyjściowym filtrem dolnoprzepustowym /15/ oraz uproszczony syntezer częstotliwości.

W skład tego syntezeru wchodzi następujące bloki: generator z rezonatorem kwarcowym /18/ o częstotliwości nominalnej 9 kHz, układy formowania impulsów szplikowych /16/ i /17/, człon selekcji wstępnej składnika widmowego o częstotliwości odpowiadającej fali nośnej odbieranego sygnału i wąskopasmowy wzmacniacz pośredniej częstotliwości /13/, za pomocą którego jest przeprowadzana ostateczna selekcja składnika odpowiadającego częstotliwości fali nośnej, po uprzednim przesunięciu widma tego sygnału w mieszaczu /12/. Do drugich zacisków wejściowych tego mieszacza jest doprowadzany za pośrednictwem separatora /8/ sygnał heterodyny odbiornika.

Wstępna selekcja składnika o częstotliwości odpowiadającej fali nośnej odbie-

ranego sygnału jest przeprowadzana za pomocą filtra pasmowo-przepustowego /jednoobwodowego/ przesłajanego współbieżnie z obwodami preselekcji sygnału odbieranego /1/ i heterodyną odbiornika /7/.

W takim układzie niestabilność częstotliwości heterodiny odbiornika nie powinna teoretycznie wpływać na jakość odbioru, dopóki odbierany sygnał i sygnał odtwarzanej fali nośnej leżą w pasmie przenoszenia swoich selektywnych wzmacniaczy pośredniej częstotliwości /3/ i /13/.

Wskaźnik /21/ służy do kontroli dostrojenia odbiornika do pożądanego kanału radiofonicznego /strojenie na maksimum wychylenia wskaźnika/.

Sygnał odbierany przetransponowany do pasma pośredniej częstotliwości jest demodulowany w detektorze synchronicznym /14/, po czym po przejściu przez filtr pasmowo-przepustowy /15/ /składający się z dwóch połączonych szeregowo filtrów dolno i górnoprzepustowego/ jest doprowadzany do toru małej częstotliwości odbiornika.

Konieczność zastosowania filtra górnoprzepustowego o częstotliwości granicznej 100 Hz wynika z potrzeby zapewnienia możliwości odbioru programów informacyjnych, przy odstrojeniu fali nośnej nadajnika względem częstotliwości roboczej harmonicznej lokalnego generatora kwarcowego odbiornika w granicach do ok. 20 Hz. Takie odstrojenie powoduje jeszcze tolerowane zmniejszenie zrozumiałości, natomiast dudnienia o tej częstotliwości względnie modulacja z tą częstotliwością tła szumowego powinny być znacznie stłumione.

Do odbioru emisji dwuwstęgowej o niewytłumionej fali nośnej jest używany konwencjonalny detektor obwiedni, a człony dodatkowe /8/ do /15/ zostaną wyłączone.

W układzie odbiornika przedstawionym na rys. 12 demodulacja synchroniczna sygnału dwuwstęgowej jest teoretycznie możliwa przy rozbudowie jego układu o dodatkowe człony służące do podstrajania fazy lokalnego generatora kwarcowego /18/ w stosunku do fazy fali nośnej odbieranego sygnału.

Chociaż takie rozwiązanie odbiornika byłoby z pewnością bardziej eleganckie technicznie, ale w praktyce niestabilność pracy pętli podstrajania fazy przy występowaniu zakłóceń może być przyczyną większych zniekształceń odbioru synchronicznej emisji dwuwstęgowej, niż zniekształcenia wprowadzane przez detektor obwiedni. Dla zmniejszenia wpływu zakłóceń wywoływanych składnikami modulacji leżącymi w pobliżu fali nośnej jest konieczne poza tym ograniczenie od toru pasma częstotliwości sygnałów modulujących, np. poniżej 300 Hz.

Zdaniem autora niniejszego opracowania opracowany i praktycznie nie zmieniony od kilkadziesiąt lat układ odbiornika radiofonicznego do odbioru emisji dwuwstęgowej o dzwonowym kształcie charakterystyki selektywności jest układem optymalnym.

Przeprowadzona przez autora analiza [14] wykazała bowiem, że przy przejściu z dzwonowego kształtu charakterystyki selektywności odbiornika do charaktery-



styki o kształcie prostokątnym /co jest korzystne z punktu widzenia zmniejszenia zakłóceń sąsiedniokanałowych oraz zmniejszenia zniekształceń tłumieniowych odbieranego sygnału/ znacznie wzrastają wymagania na odchylenie przebiegu charakterystyki selektywności odbiornika od przebiegu idealnego.

Przy dzwonomym kształcie charakterystyki selektywności warunkiem niewprowadzania zniekształceń nieliniarnych sygnału odbieranego przez tor wielkiej i pośredniej częstotliwości odbiornika jest symetria charakterystyki tłumieniowej i fazowo-częstotliwościowej tego toru względem fali nośnej sygnału dwuwstęgowego.

W stosowanych obecnie powszechnie filtrach pośredniej częstotliwości o dwu obwodach sprzężonych krytycznie lub nieco poniżej sprzężenia krytycznego symetria ta jest na ogół zachowana. Wynika ona bowiem z samej zasady działania filtru. Filtr o prostokątnej charakterystyce przenoszenia zawiera znacznie więcej obwodów rezonansowych, nastrojonych przy tym na różne częstotliwości i na ogół ma niesymetryczną charakterystykę przenoszenia. Przy małej nierównomierności charakterystyki tłumieniowej w pasmie przenoszenia dostrojenie odbiornika w taki sposób, aby częstotliwość przetransponowanej w pasmo p.cz. fali nośnej odbieranego sygnału była równa częstotliwości środkowej filtru pasmowo-przepustowego jest praktycznie niemożliwe bez rozbudowy układu odbiornika o dodatkowe człony.

Nierównomierność charakterystyki tłumieniowej i nieliniarność charakterystyki fazowej takiego filtru nie powinna przekraczać takich wartości, aby przy u-sytuowaniu widma odbieranego sygnału w dowolnym miejscu w pasmie przenoszenia filtru wprowadzane przez filtr zniekształcenia nieliniarne obwiedni nie przekraczały zadanych wartości.

Powyższe rozważania są zilustrowane na rys. 13, na którym są podane ponadto dopuszczalne tolerancje przebiegu charakterystyki tłumieniowej  $\Delta K$  i fazowo-częstotliwościowej  $\Delta \varphi$  dla dwóch granicznych wartości zniekształceń harmonicznych obwiedni sygnału, o początkowej głębokości modulacji wynoszącej 95% /przy  $\Delta K = 0$ ,  $\Delta \varphi = 0$ /.

W związku z tym, że w chwili obecnej w radiofonii są szeroko rozpowszechnione urządzenia do zwiększenia średniej wartości współczynnika głębokości modulacji /kompresory danymlki/ taka głębokość modulacji może występować stosunkowo często, a więc taki przypadek nie może być pomijany w prowadzonych rozważaniach.

Przeprowadzone przez autora pomiary zniekształceń harmonicznych obwiedni sygnału dwuwstęgowego wprowadzane przez elektromechaniczny filtr pasmowo-przepustowy firmy Telefunken typu FE-25<sup>x</sup>/14/ /przeznaczony do stosowania w profesjo-

<sup>x</sup>/ Filtr ten składa się z 14 rezonatorów wykonanych w postaci walców drgających skrzętnie, sprzężonych sprzęgaczami o drganiach wzdłużnych. Szerokość pasma przenoszenia 6, 15 kHz /na poziomie - 6 dB/ przy częstotliwości środkowej 203 kHz.

nalnych urządzeniach jednowstęgowych wykazały, że filtr ten nie nadaje się do zastosowania w odbiornikach sygnałów dwuwstęgowych ze względu na zbyt duże zniekształcenia harmoniczne obwiedni odbieranego sygnału i znaczną zależność zniekształceń od usytuowania widma sygnału zmodulowanego wewnątrz pasma przenoszenia filtru.

Zastosowanie podobnego rodzaju filtru pasmowo-przepustowego w odbiorniku przedstawionym na rys. 12 jest możliwe tylko w torze odbioru sygnałów jednowstęgowych. W tym przypadku filtr powinien być włączony pomiędzy wyjściem wzmacniacza-separatora /9/ i wejściem detektora synchronicznego /14/.

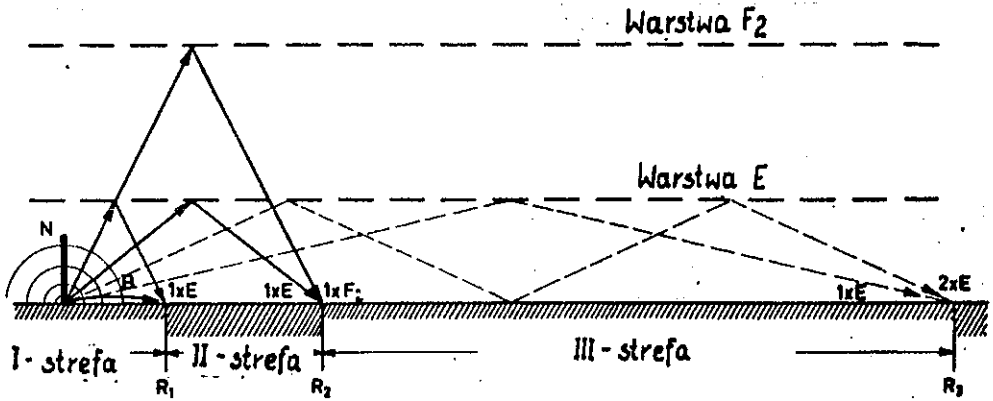
Można oczekiwać, że takie rozwiązanie przyniosłoby znaczne polepszenie selektywności odbiornika przy odbiorze jednowstęgowym w stosunku do zakłóceń położonych w pasmie częstotliwości odpowiadającym stłumionej wstędze bocznej emitowanego sygnału jednowstęgowego; jednak, przy jednoczesnym znacznym zwiększeniu kosztów produkcji odbiornika, i to nie tylko ze względu na koszt samego filtru, ale również ze względu na konieczność dalszej komplikacji układu samego odbiornika o człony służące do dokładnego podstrajania częstotliwości heterodyny /7/ w taki sposób, aby sygnał odbierany zawsze znajdował się wewnątrz wąskiego pasma przenoszenia takiego filtru.

#### WYKAZ LITERATURY

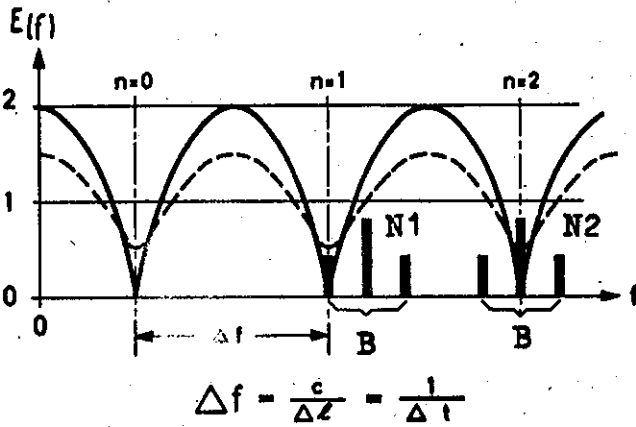
1. Eden H.: Perspective of replanning LF/MF broadcasting. EBU Review 1967, nr 106, s. 242-251.
2. Geluk J.J.: Some aspects of single-sideband broadcasting. EBU Review 1971, nr 127, s. 114-117.
3. Stumpers F.L.H.M., Hurok N., Voorman J.O.: A receiver for AM and for single-sideband AM with a partially suppressed carrier. EBU Review 1968, nr 108, s. 93-94.
4. Netzband R.: A novel arrangement for the reception of single-sideband and double-sideband transmissions in AM. EBU Review 1969 nr 114, s. 60-63 oraz Rundfunktechn. Mitt. 1969 nr 2, s. 54-57.
5. Timman H.: An arrangement for receiving single and double-sideband transmissions in AM sound broadcasting. EBU Review 1970, nr 120 oraz Rundfunktechn. Mitt. 1970 nr 2, s. 57-61.
6. Macario R.C.V.: SSB receiver module. Wireless World 1971 nr 8 s. 314-318.
7. Stinehelfer J., Nichols J.: A digital frequency synthesizer for an AM and FM receiver. IEEE Trans. 1969 nr 10, s. 235-245.

8. Macario R.C.V.: Single-sideband experimental broadcasts. Wireless World 1971 nr 8, s. 393.
9. Medium-wave broadcasts with single-sideband modulation. EBU Review 1970, nr 109, s. 12 oraz Telecomm. J. 1970, t. 37 nr 4, s. 194.
10. Einseitenband-Versuchssendungen mit grosser Leistung. Rundfunktechn. Mitt. 1970 nr 4, s. 55.
11. Hentschel G.: The paslve synchrodyne receiver and its possibilities for amplitude-modulated compatible double-sideband and single-sideband reception. EBU Review 1972 nr 133, s. 120-124 oraz Rundfunktechn. Mitt. 1972, nr 3.
12. Craine J.F., R.C.V. Macario: A crystal-controlled phase-lock method for the reception of amplitude modulation and single sideband broadcasting. EBU Review 1972, nr 131 oraz Rundfunktechn. Mitt. 1972 nr 2.
13. Hijdra B.M.A.: Ein kompatibler Rundfunkempfänger mit kontinuierlicher Abstimmung für den Empfang von Einseitenband-Sendungen mit teilweise unterdrückten Träger. Rundfunktechn. Mitt. 1971 nr 3, s. 101-107.
14. Makledoński A.: Analiza zniekształceń harmoniczných obwledni w obwodach liniowych odbiorników w kompatybilnych systemach modulacji jednowstęgowej. Rozprawa doktorska. Warszawa: PW 1972.
15. Lisicki W.: Pokrycie terytorium PRL programem radiofonicznym na falach średnich przy wykorzystaniu fali jonosferycznej, Studium koncepcyjne BSIPRIT, Warszawa 1969.
16. Norgard D.E.: The phase-shift method of single-sideband signal reception. Proc. IRE 1956, nr 12, s. 1735-1743.
17. Bulik J.E.: SSB broadcasting receiver circuits classification proposal and analysis. EBU-Review 1975 nr 153 s. 1-4.
18. Eden M., Rantenfeld F.: A comparison of the skywave reception quality of a conventional double-sideband AM transmission and of compatible single-sideband transmission. EBU Review 1969, nr 118, s. 258-262.
19. Liedtke G.R.: Kompatible AM - Demodulationsverfahren. Radioschau 1969, nr 2, s. 96.
20. Bruch W.: Ein neuartigen Empfänger für den Gerasterten Einseitenbandrundfunk. Rundfunktechn. Mitt. 1971 nr 3, s. 115-123.
21. Rautenfeld F.: Die Qualität des Raumwellen-Empfangs. Rundfunktechn. Mitt. 1969 nr 1, s. 15-28.

22. Bruch W.: Einseitenband-Mittelwellen Empfänger mit digitaler Senderwahl. Funk-schau 1972, nr 3, s. 69-73.
23. Langecker K.: Empfänger für Einseitenband-Rundfunk. Radio Mentor 1972 nr 6, s. 284-286.
24. Langer E.: AM broadcasting system reform a new chance for european radio setmakers. Components report VII 1973 nr 5, s. 108-111.
25. Doc. CCIRR G 10/1034 z dnia 20.11.1974 r.
26. Spieler H.: Einseitenband-Rundfunkempfänger mit ungewöhnlichen Eigenschaften. Funkschau 1972 nr 14, s. 485-488.



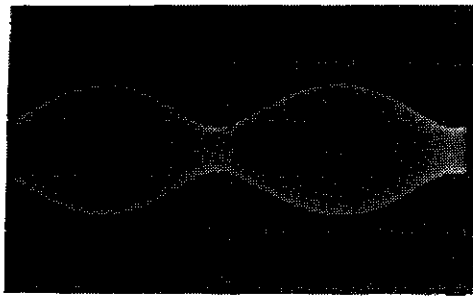
Rys. 1. Strefy odbioru na falach średnich



Rys. 2. Zmiany wypadkowego natężenia pola w funkcji częstotliwości

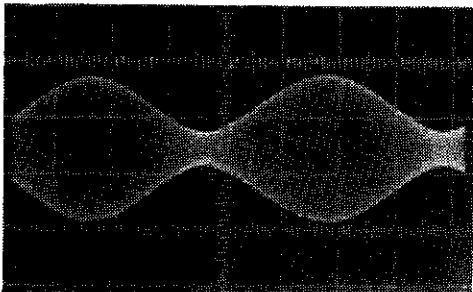
- przy równych amplitudach interferujących fal,
- - - przy różnych amplitudach interferujących fal

a/



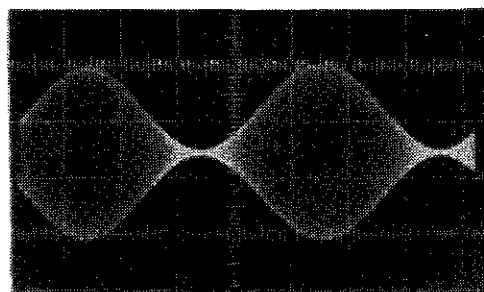
$$\frac{K/f_o + F/}{K} = 0; \quad h_2 = 11\%$$

b/



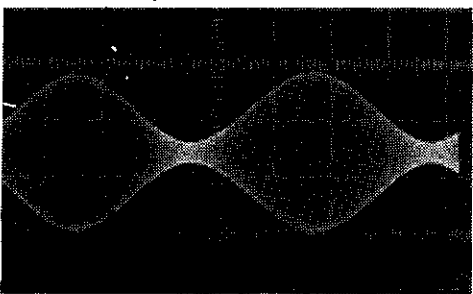
$$\frac{K/f_o + F/}{K} = 0,3; \quad h_2 = 4,5\%$$

d/



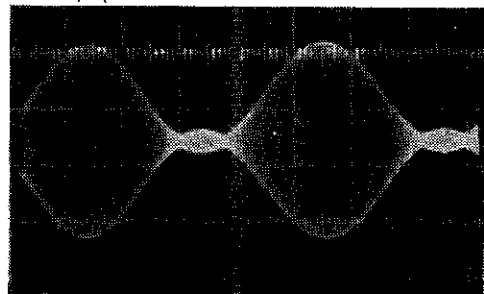
$$\frac{K/f_o + F/}{K} = 1; \quad h = 0\%$$

c/



$$\frac{K/f_o + F/}{K} = 0,6; \quad h_2 = 1,5\%$$

e/



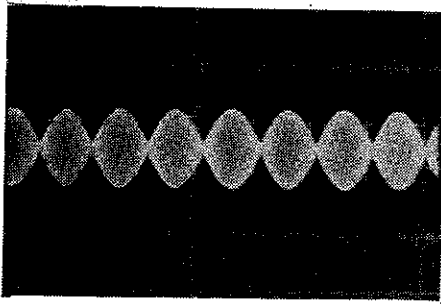
$$\frac{K/f_o + F/}{K} = 1,5 \quad h_2 = 6\%$$

Rys. 3. Zależność kształtu obwiedni sygnału zmodulowanego w systemie dwuwstęgowej modulacji amplitudowej od względnego współczynnika przenoszenia amplitudy składowa

bocznego  $\left[ \frac{K/f_o + F/}{K} \right]$

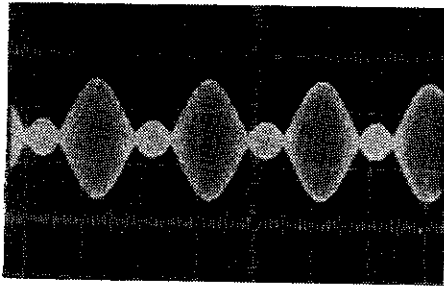
przy  $K/f_o / = K/f_o - F/ = K$ . Przy  $\frac{K/f_o - F/}{K} = 1; \quad m = 1$

a/



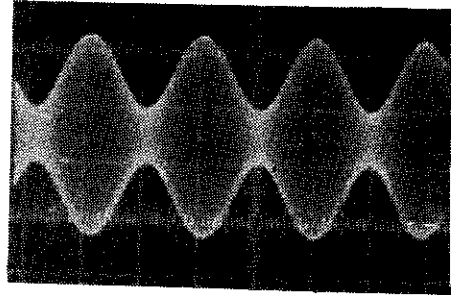
$$\frac{K/f_o/}{K} = 0; \quad h = \infty$$

b/



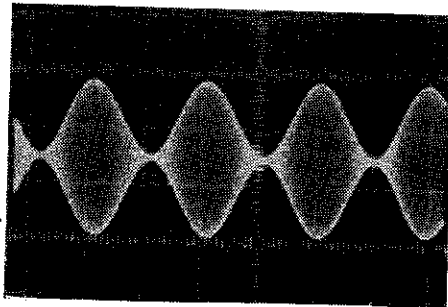
$$\frac{K/f_o/}{K} = 0,5; \quad h_2 = 45\%$$

d



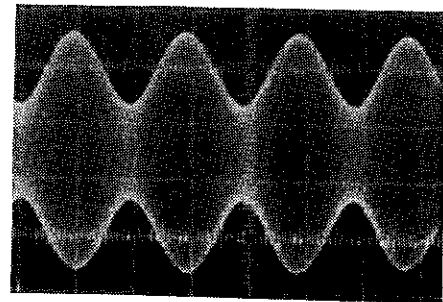
$$\frac{K/f_o/}{K} = 1,5; \quad h = 0\%$$

c/



$$\frac{K/f_o/}{K} = 1; \quad h = 0\%$$

e/

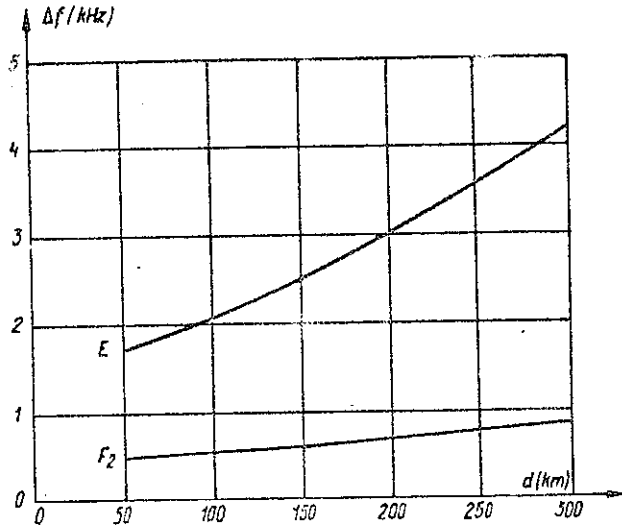


$$\frac{K/f_o/}{K} = 2; \quad h = 0\%$$

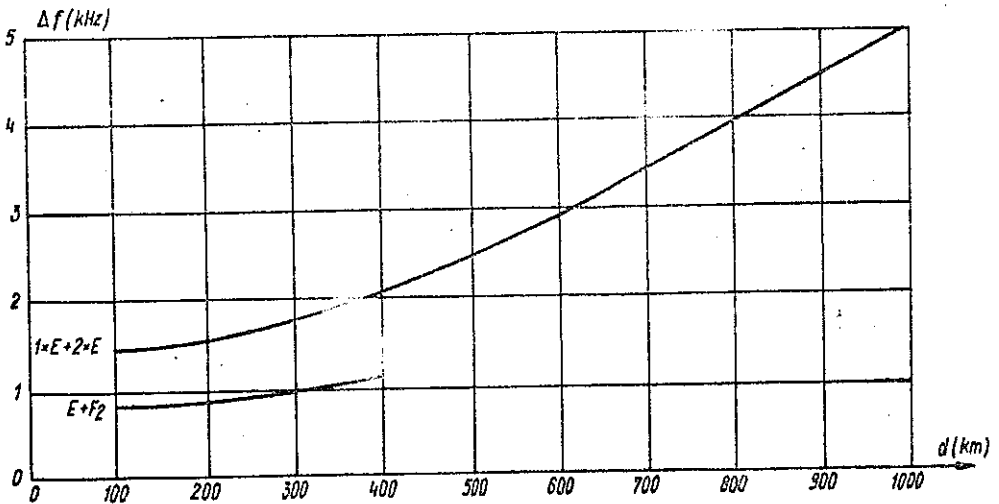
Rys. 4. Zależność kształtu obwiedni sygnału zmodulowanego w systemie dwuwstęgowej modulacióni amplitudowej od względnego współczynnika przenoszenia amplitudy składowego

nośnego  $\left[ \frac{K/f_o/}{K} \right]$  ;

przy  $K/f_o+ = K/f_o- = K$ . Przy  $\frac{K/f_o/}{K} = 1; \quad m = 1$

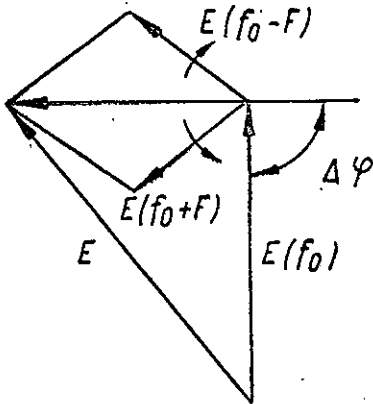


Rys. 5. Odstęp między sąsiednimi węzłami wypadkowego natężenia pola w funkcji odległości od stacji nadawczej przy interferencji fali przyziemnej i jonosferycznej odbitej od warstwy E lub F<sub>2</sub>

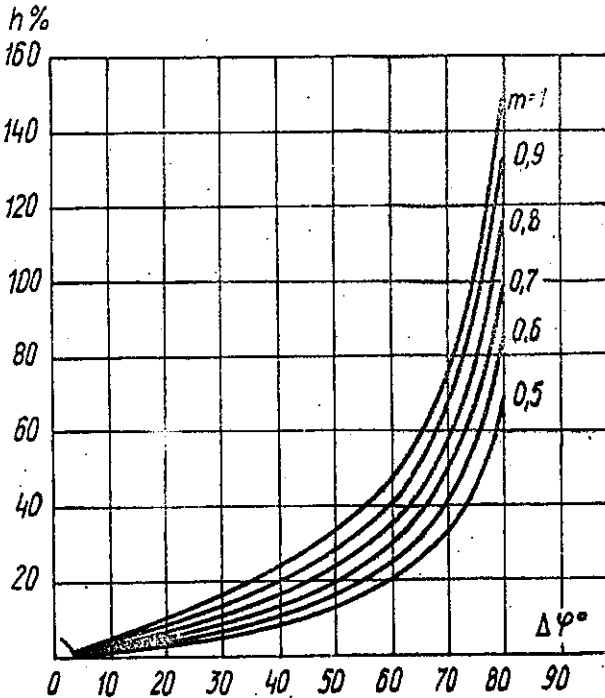


Rys. 6. Odstęp między sąsiednimi węzłami wypadkowego natężenia pola w funkcji odległości od stacji nadawczej przy interferencji fali jonosferycznej odbitej od warstw E i F<sub>2</sub>





Rys. 7. Usytuowanie fazowe wstęg bocznych modulacji względem fali nośnej przy występowaniu zniekształceń fazowych grupy falowej sygnału zmodulowanego w systemie dwuwstęgowej modulacji amplitudowej

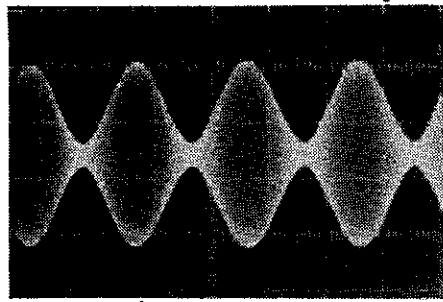


Rys. 9. Zależność zniekształceń nieliniarnych obwiedni sygnału w systemie dwuwstęgowej modulacji amplitudowej od asymetrii fazowej wstęg bocznych względem fali nośnej

Zależność kształtu obwiedni bez początkowych zniekształceń tłumieniowych

$$\begin{aligned} K/f_o/ &= K/f_o + F/ = \\ &= K/f_o - F/ = K \end{aligned}$$

a/



$$\Delta\psi = 0 \quad h_2 = 0 \quad /h_n = 0/$$

A

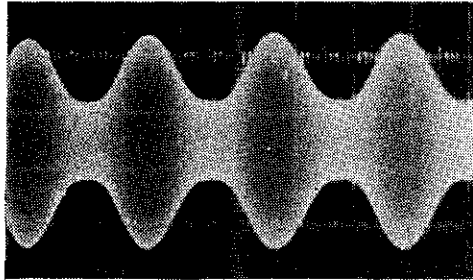
Zależność kształtu obwiedni z początkowymi zniekształceniami tłumieniowymi

$$\frac{K/f_o - F/}{K} = 2,5;$$

$$\frac{K/f_o + F/}{K} = 0,6025$$

$$\frac{K/f_o/}{K} = 1$$

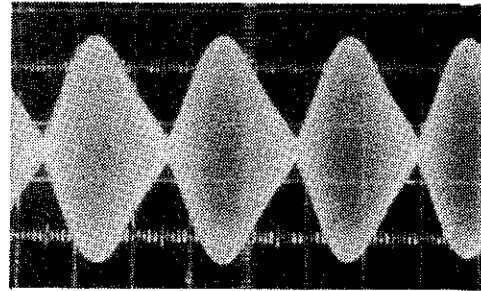
B



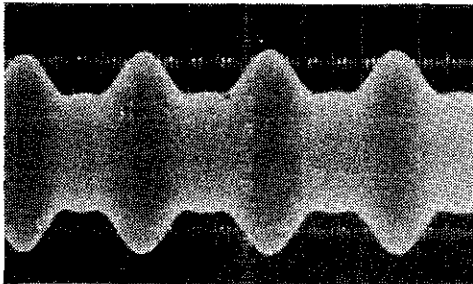
$$h_2 = 4,5\%$$

$$\Delta\psi = 20^\circ$$

b/



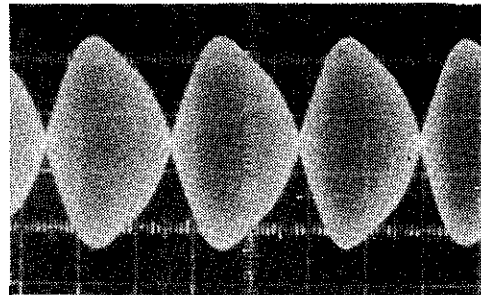
$$h_2 = 13\%$$



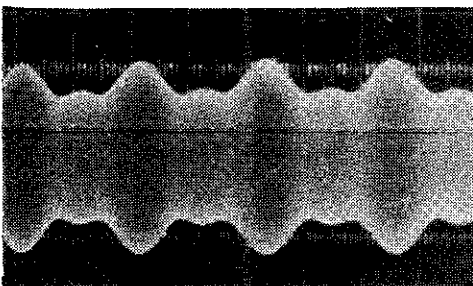
$$h_2 = 22\%$$

$$\Delta\psi = 50^\circ$$

c/



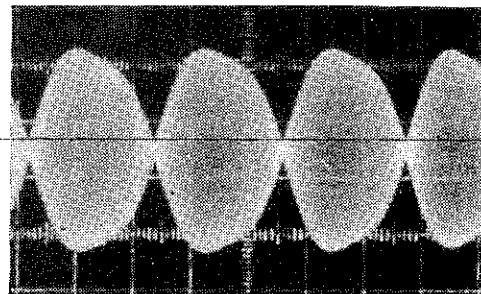
$$h_2 = 30\%$$



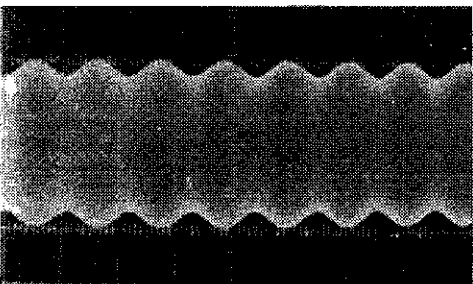
$$h_2 = 58\%$$

$$\Delta\psi = 70^\circ$$

d/



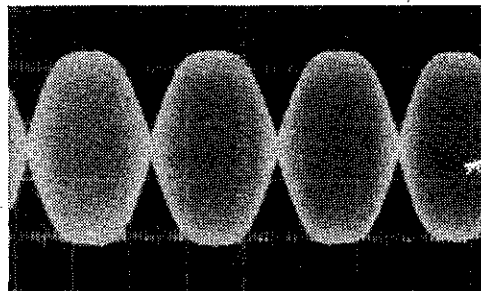
$$h_2 = 40\%$$



$$h_n = \infty$$

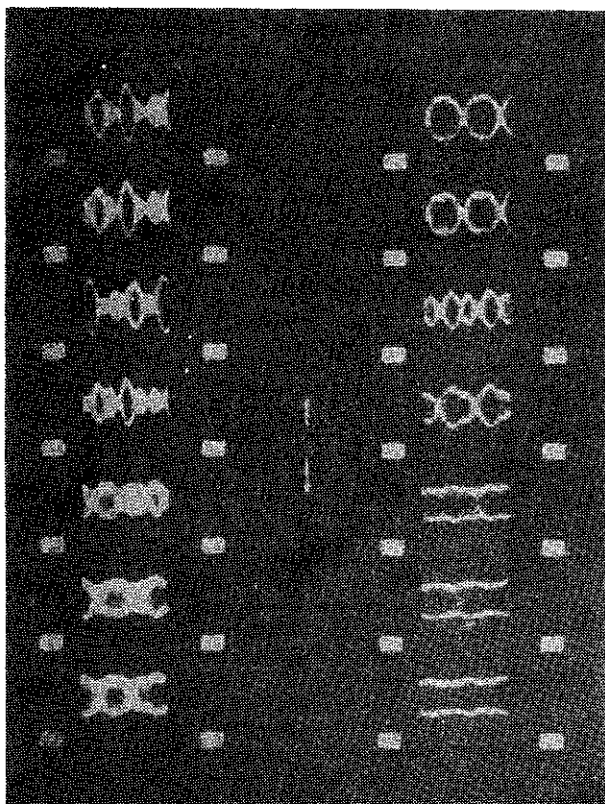
$$\Delta\psi = 90^\circ$$

e/



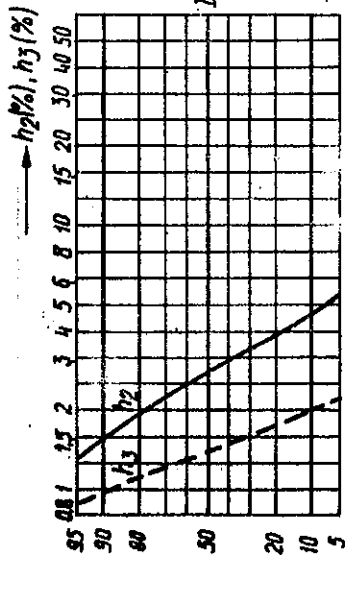
$$h_2 = 44\%$$

Rys. 8. Zależność kształtu obwiedni sygnału zmodulowanego od wartości parametru  $\Delta\psi$ , charakteryzującego zniekształcenia fazowe grupy falowej tego sygnału: A/ bez początkowych zniekształceń tłumieniowych; B/ z początkowymi zniekształceniami tłumieniowymi

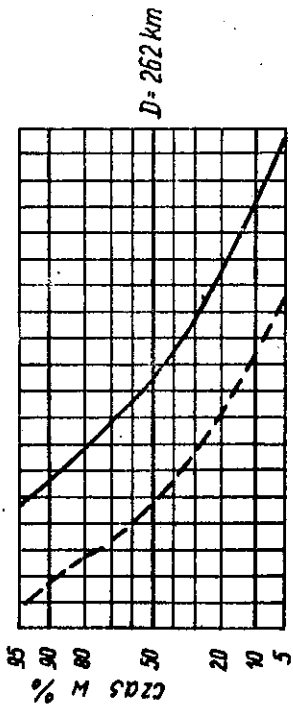
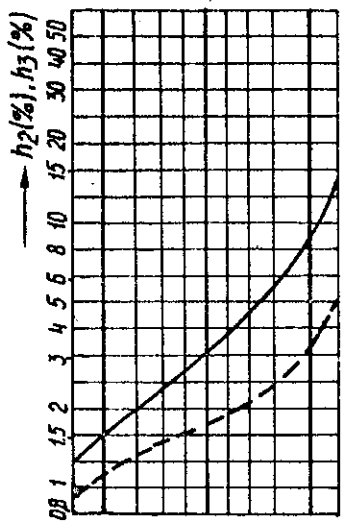


Rys. 10. Ilustracja zniekształceń obwiedni sygnału o dwuwstęgowej modulacji amplitudy wywoływanych zanikami selektywnymi

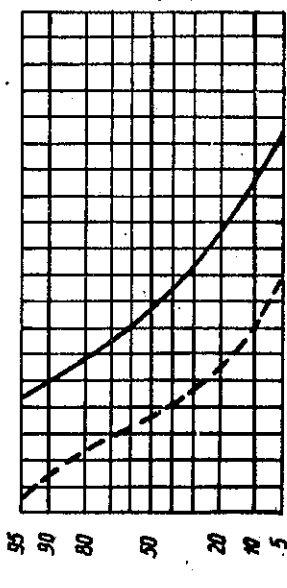
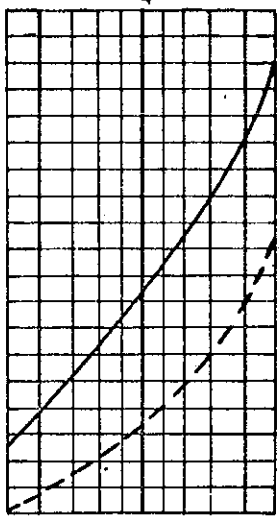
Długość trasy - 8.100 km, częstotliwość fali nośnej - 28,2 MHz, głębokość modulacji  $m = 50\%$ , częstotliwość sygnału modulującego - 1 kHz, okres zimowy godz. 14.00 /czas środkowo-europejski/



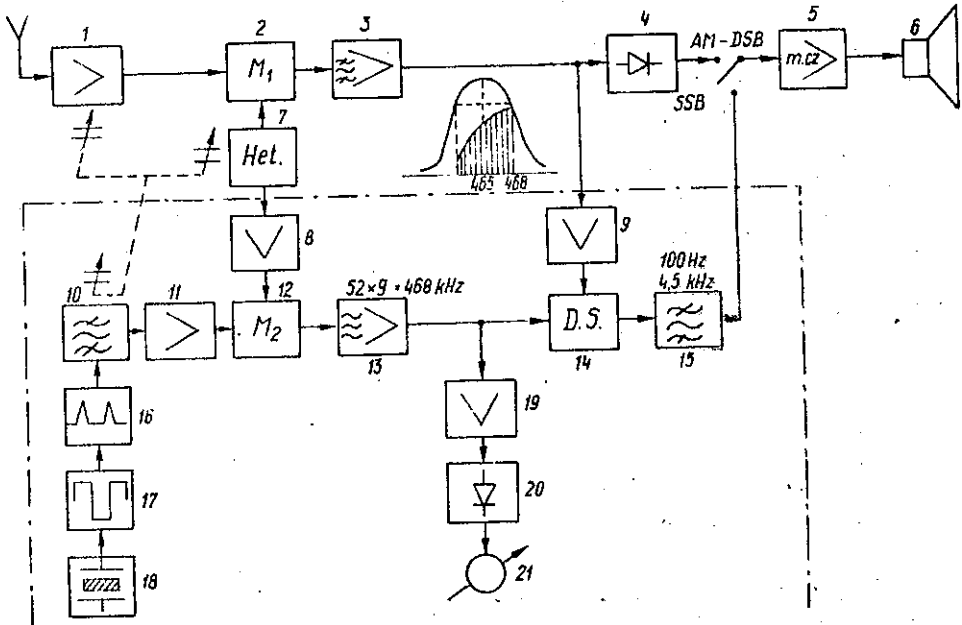
$D = 476 \text{ km}$



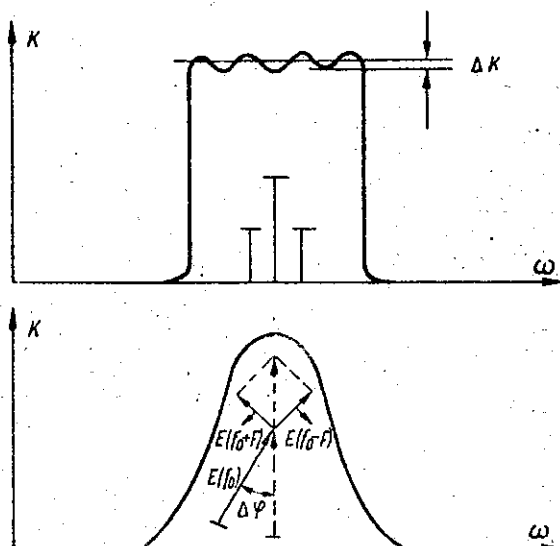
$D = 605 \text{ km}$



Rys. 11. Rozkład prawdopodobieństwa współczynników zniekształceń drugiej i trzeciej harmonicznej obwiedni sygnału zmodulowanego w systemie dwuwęzłowej modulacji amplitudowej przy różnych długościach drogi propagacji sygnału



Rys. 12. Schemat blokowy jednowstęgowego odbiornika radiofonicznego



$$\begin{array}{l}
 h_{\max} \leq 1\%; \quad \Delta K \leq \pm 0,25 \text{ dB} \\
 \Delta \varphi \leq \pm 2^\circ \quad m = 95\% \\
 \hline
 h_{\max} \leq 2\%; \quad \Delta K \leq \pm 0,4 \text{ dB} \\
 \Delta \varphi \leq \pm 2^\circ
 \end{array}$$

Rys. 13. Dopuszczalne tolerancje przebiegu charakterystyk przenoszenia toru transmisyjnego /tłumieniowej  $\Delta K$  i fazowo-częstotliwościowej  $\Delta\varphi$  /ze względu na zniekształcenia harmoniczne obwiedni wywołane naruszeniem wewnętrznej amplitudowo-fazowej struktury sygnału zmodulowanego

