

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
BIBLIOTEKA NAUKOWA

Nr

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK XVI

ZESZYT 3(55)

WARSZAWA 1969

WYDAWNICTWA NAUKOWO-TECHNICZNE

SPIS TREŚCI

Aleksander Makiedoński — Generacja sygnałów o modulacji jednowstęgowej 3

СОДЕРЖАНИЕ

A. Македонски — Генерация сигналов с однополосной модуляцией 73

CONTENTS

A. Makiedoński — Generation of the single sideband signals 73

SOMMAIRE

A. Makiedoński — Génération des signaux de modulation à bande latérale unique 74

INHALTSVERZEICHNIS

A. Makiedoński — Erregung von Signalen mit der Einseitenbandmodulation 74

PRACE INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK XVI

ZESZYT 3(55)

Prace Instytutu Łączności
Błędy dostrzeżone w druku

Str.	Wiersz	Jest	Powinno być
49	15 od góry	$\int^2(z) =$	$\int^2(z) =$
56	16 od góry	$c_0(t) =$	$c_0(t) =$
64	13 od góry	$-\hat{X}X+$	$-XX+$

WARSZAWA 1969

WYDAWNICTWA NAUKOWO-TECHNICZNE

Komitet Redakcyjny

Redaktor naczelny — prof. mgr inż. Sylwester Jarkowski

Redaktorzy działów:

adj. inż. Aleksy Brodowski, prof. mgr inż. Lesław Kędziński
Sekretarz Redakcji — Janina Janicka

Adres Redakcji:

Instytut Łączności, Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

WSZELKIE PRAWA ZASTRZEŻONE

Printed in Poland

Opracowano w Dziale Wydawniczym Instytutu Łączności

WNT. Warszawa 1970. Wydanie I. Nakład 600 egz. Ark. wyd. 6,2. Ark. druk. 4,75 (6,32/A). Format B-5. Papier druk. sat. kl. V. 70 g. Oddano do składania 26. 4. 1970 r. Podpisano do druku w sierpniu 1970 r. Druk ukończono w sierpniu 1970 r. Symbol 80442/INB. Cena zł 23.—

Poznańskie Zakłady Graficzne im. M. Kasprzaka w Poznaniu
Zlec. 4617/70 — B-4/681

ALEKSANDER MAKIEDOŃSKI

621.376.24

GENERACJA SYGNAŁÓW O MODULACJI JEDNOWSTĘGOWEJ

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 5.X.1968 r.

W oparciu o metody uogólnionego sumowania szeregów trygonometrycznych *Fouriera* rozpatrzono możliwości korekcji nierównomierności charakterystyki tłumieniowej szerokopasmowego przesuwnika fazy, stosowanego w układzie generacji sygnałów jednowstęgowych, spełniających warunek odpowiedniości w stosunku do „liniowego” detektora obwiedni.

Omówiono widmo sygnału zmodulowanego przy modulacji jednym i dwoma drganiami harmonicznymi.

Przedstawiono układ do wytwarzania sygnału CSSB o ściśle jednowstęgowym widmie i quasi odpowiedniej obwiedni (względem detektora liniowego) oraz rozpatrzono podstawowe wymagania stawiane oddzielnym elementom tego układu.

Przeanalizowano także pracę układów generacji sygnałów jednowstęgowych, opracowanych w Philips Research Laboratory oraz w Khan Research Laboratory, rozpatrując je jako rozwiązanie uproszczone przedstawionego układu ogólnego.

WSTĘP

Przy przekazywaniu informacji na falach długich, średnich i krótkich już od zarania rozwoju radiofonii jest stosowany system dwuwstęgowej modulacji amplitudy.

W tym systemie zarówno urządzenie kodujące (modulator), za pomocą którego odbywa się przyporządkowanie sygnałom modulującym małej częstotliwości sygnału zmodulowanego wielkiej częstotliwości, jak i urządzenie dekodujące (demodulator), realizujące operację odwrotną, są układowo nieskomplikowane, co w głównej mierze sprawiło, że w chwili obecnej system dwuwstęgowej modulacji amplitudowej jest powszechnie stosowany w tych zakresach fal.

Widmo emisji sygnału zmodulowanego w systemie AM składa się z fali nośnej oraz dwu symetrycznych względem niej wstęg bocznych.

Każda z nich niosąc tę samą informację o sygnale modulującym, daje zwiększenie zajętości pasma częstotliwości radiowych, co jest poważną wadą tego systemu modulacji.

Bezpośrednia eliminacja jednej ze wstęg bocznych emisji w nadajniku z modulacją amplitudową (np. za pomocą odpowiedniego filtra) prowadzi do takiej zmiany struktury sygnału zmodulowanego, że zawarta w nim informacja nie może być odtworzona bez znacznych zniekształceń za pomocą używanych dotychczas w radiofonii urządzeń odbiorczych (dodatek I). Do tego celu potrzebne są nowe urządzenia odbiorcze o znacznie bardziej złożonej konstrukcji.

Trudności, jakie występują przy wprowadzeniu do radiofonii na falach długich, średnich i krótkich prostego systemu jednowstęgowego (SSB), doprowadziły do wysunięcia propozycji nadawania dwuwstęgowego składników dolnego zakresu częstotliwości akustycznych i jednowstęgowego składników zakresu górnego. Tego rodzaju koncepcje zostały oparte na statystycznej analizie właściwości sygnałów modulujących, występujących w radiofonii [1÷3].

Oczekiwano przy tym, że taki złożony sygnał zmodulowany, zajmując niewiele szersze widmo emisji niż sygnał SSB, będzie miał nieznacznie tylko zniekształconą obwiednię i wobec tego będzie mógł być odbierany za pomocą konwencjonalnych odbiorników radiofonicznych sygnałów zmodulowanych amplitudowo. Praktyczne próby wykazały jednak, że wprowadzenie takiego systemu do radiofonii będzie wymagało zmiany wielu będących w eksploatacji nadajników radiofonicznych, a także nie potwierdziły one przewidywań dotyczących strony odbiorczej.

Koncepcje te stanowiły jednak inspirację do podjęcia prac badawczych zarówno teoretycznych jak i eksperymentalnych nad systemem modulującym, w którym sygnał zmodulowany, zawierając informację dającą się bez zniekształceń odtworzyć przez „liniowy” detektor obwiedni, posiadałby widmo jednowstęgowe [4], [5], [6], [7], [24].

Prace te zakończyły się sukcesem. Zarówno bowiem udowodniono teoretycznie możliwość istnienia sygnału zmodulowanego o takich własnościach [8], [13], jak i zbudowano układy, pozwalające otrzymywać zmodulowane sygnały o parametrach zbliżonych do założeń teoretycznych [9], [10], [21], [23], [25].

Nowy system modulacyjny, spełniający warunki odpowiedniości w odniesieniu do detektora „liniowego” obwiedni, będzie dalej oznaczony skrótem CSSB *).

*) Skróć CSSB jest używany w literaturze anglosaskiej i oznacza Compatible Single Sideband System. W literaturze radzieckiej używa się oznaczenia — OAFM (Optimalnaja Amplitudno-Fazowaja Modulacja), a w literaturze niemieckiej — KESB (Kompatiblen Einseitenband Modulation).

W tym systemie redukcja niepożądanego wstęgi bocznej emisji nadajnika jest realizowana przez równoczesną modulację amplitudy i fazy fali nośnej. Widmo sygnału CSSB, przy modulacji sygnałem harmonicznym, zawiera falę nośną oraz dwa składniki boczne leżące z jednej strony fali nośnej.

Przed zastosowaniem jednak CSSB w radiofonii należy przeprowadzić kompleksowe badania w celu wyjaśnienia szeregu problemów ważnych dla eksploatacji, jak np. jego odporność na powstające w torze transmisyjnym zniekształcenia przesyłanego sygnału, odporność na zakłócenia szumowe, impulsowe oraz pochodzące od nadajników pracujących w tym samym i sąsiednich kanałach, zmianę zasięgu nadajnika pracującego tym systemem, jak również należy dokonać wyboru racjonalnej metody generacji sygnału zmodulowanego.

Znane obecnie metody generacji tego typu sygnałów można podzielić na dwie grupy, różniące się od siebie sposobem wytwarzania zmodulowanego fazowo przebiegu nośnego.

Do pierwszej z tych grup zalicza się układy o bezpośredniej modulacji fazy fali nośnej nadajnika CSSB za pomocą odpowiednio przekształconego sygnału transmitowanego, a do drugiej układy o pośrednim sposobie wytwarzania zmodulowanych w fazie drgań — drogą nieliniarnych przekształceń konwencjonalnego (nie spełniającego w stosunku do „liniowego” detektora obwiedni warunku odpowiedniości) sygnału jednowstęgowego o nie wytłumionej fali nośnej. Praktyczne zastosowanie układów zaliczanych do pierwszej grupy (teoretycznie najbardziej uzasadnionej) jest w poważnym stopniu ograniczone możliwością realizacji szerokopasmowego przesuwnika fazy, który jest niezbędny w tym układzie. Wykorzystanie przedstawionej w pierwszej części tej pracy metody korekcji nierównomierności charakterystyki tłumieniowej takiego przesuwnika stwarza możliwości znacznego polepszenia parametrów sygnału CSSB, wytwarzanego za pomocą układów zaliczonych do pierwszej grupy. Natomiast w części drugiej pracy dokonano próby systematyzacji i logicznego powiązania różnych układów generacyjnych, zaliczonych do drugiej grupy z przedstawionym układem ogólnym, wynikającym z zastosowanej metody wyznaczania widma sygnału CSSB przy modulacji drganiem złożonym.

1. FUNKCJA MODULUJĄCA I SYGNAŁ ZMODULOWANY W SYSTEMIE CSSB

System modulacji jednowstęgowej, w którym obwiednia sygnału zmodulowanego jest taka, że informacja w niej zawarta może być odtworzona

bez zniekształceń za pomocą „liniowego” detektora obwiedni, zalicza się do multiplikatywnych systemów modulacji analogowych.

W systemach tych funkcja modulująca ^{*}, opisująca jednoznacznie dany rodzaj modulacji $G[x(t)]$, spełnia warunek:

$$G[x_1(t) \cdot x_2(t)] = G[x_1(t)] G[x_2(t)] \quad (1)$$

gdzie $x_1(t)$, $x_2(t)$ są rzeczywistymi funkcjami czasu, opisującymi sygnał transmitowany.

Jak łatwo sprawdzić, warunek (1) spełniają funkcje typu

$$G[x(t)] = e^{L \ln x(t)} \quad (2)$$

Funkcja modulująca dla systemu CSSB ma następującą postać [11];

$$G[x(t)] = [1 + kx(t)] e^{j \ln [1 + kx(t)]} \quad (3)$$

We wzorze powyższym k jest stałym współczynnikiem charakteryzującym głębokość modulacji amplitudy fali nośnej, zaś symbolem $\widehat{\ln}$ oznaczono funkcję będącą transformatą *Hilberta* funkcji $\psi(t) = \ln [1 + kx(t)]$

$$\widehat{\ln [1 + kx(t)]} = \psi_1(t) = \frac{1}{\pi} \int_{0+}^{\infty} \frac{\psi(t+\tau) - \psi(t-\tau)}{\tau} d\tau \quad (4)$$

Posługując się pojęciem funkcji modulującej i sygnału analitycznego [12], [33], przebieg zmodulowany w systemie CSSB może być opisany w następujący sposób:

$$s(t) = G[x(t)] e^{j\omega_0 t} = [1 + kx(t)] e^{j \ln [1 + kx(t)]} e^{j\omega_0 t} \quad (5)$$

gdzie ω_0 — pulsacja fali nośnej.

We wzorze (5) amplituda fali nośnej jest równa 1, zaś jej faza początkowa jest równa zeru. Uproszczenie takie jest dopuszczalne, gdyż jak wiadomo własności modulacji nie zależą od wyboru stałych parametrów charakteryzujących falę nośną (jej amplitudy, pulsacji i fazy początkowej). Zależność (5) można po rozwinięciu przedstawić w następującej postaci:

$$s(t) = [1 + kx(t)] \cdot \cos\{\omega_0 t + \widehat{\ln [1 + kx(t)]}\} + \\ + j [1 + kx(t)] \cdot \sin\{\omega_0 t + \widehat{\ln [1 + kx(t)]}\} \quad (6)$$

Rzeczywisty sygnał zmodulowany $e(t)$ w systemie CSSB reprezentowany przez sygnał analityczny (6) jest zatem równy

$$e(t) = \operatorname{Re} [s(t)] = [1 + kx(t)] \cos\{\omega_0 t + \widehat{\ln [1 + kx(t)]}\} = \\ = [1 + kx(t)] \cos[\omega_0 t + \psi_1(t)] \quad (7)$$

^{*} Użyta w artykule terminologię pozostawiono bez zmiany na życzenie autora (przyp. red.).

Sygnał zmodulowany w systemie dwuwstęgowej modulacji amplitudy, przy analogicznych jak w (5) parametrach fali nośnej, może być natomiast opisany następującym wyrażeniem:

$$e(t) = [1 + kx(t)] \cos \omega_0 t \quad (8)$$

Porównując (7) z (8) widzimy, że zmodulowany sygnał w systemie CSSB może być otrzymany z typowego sygnału o dwuwstęgowej modulacji amplitudowej przez dodatkową modulację fazową sygnałem o kształcie $\psi_1(t)$.

2. ANALIZA UKŁADU DO WYTWARZANIA Z SYGNAŁU PODLEGAJĄCEGO TRANSMISJI DWÓCH SYGNAŁÓW CZĄSTKOWYCH, SŁUŻĄCYCH DO JEDNOCZESNEJ MODULACJI FAZY I AMPLITUDY FALI NOŚNEJ NADAJNIKA CSSB

Wytworzenie sygnału o kształcie $\psi_1(t)$, dokładnie odpowiadającego zależności (4), nie jest fizycznie możliwe w przypadku ogólnym występowania losowych sygnałów modulujących. Spowodowane to jest tym, że jak wynika z analizy wyrażenia (4) wartość tego sygnału w danej chwili t zależy nie tylko od wartości sygnału modulującego $x(t)$ w chwili t , ale również od wszystkich przeszłych i przyszłych chwilowych wartości sygnału $x(t)$. Idealny układ integratora, służącego do wytwarzania z sygnału $\psi(t)$ sygnału $\psi_1(t)$, musiałby zatem mieć zdolność przewidywania wszystkich przyszłych wartości sygnału $x(t)$, co w ogólnym przypadku nie da się zrealizować.

Biorąc jednak pod uwagę to, że wpływ przyszłych i przeszłych wartości sygnału $\psi(t)$ na wartość sygnału $\psi_1(t)$ w chwili t maleje wraz ze wzrostem τ (ponieważ τ występuje w mianowniku wyrażenia (4)), można więc przez dobór wystarczająco dużej wartości górnej granicy całkowania, a także wprowadzając pewne opóźnienie czasowe sygnału transmitowanego, wytworzyć dwa sygnały $x(t - \tau_0)$ i $\psi_1(t - \tau_0)$, które w sposób przybliżony spełniają warunek:

$$\psi_1(t - \tau_0) \approx \ln [1 + kx(t - \tau_0)] \quad (9)$$

Popełniany przy tym błąd przez dobór odpowiednio dużej górnej granicy całkowania τ_0 może być sprowadzony do dowolnie małej wartości. Przed przystąpieniem do syntezy układu pozwalającego z sygnału $x(t)$ wytworzyć dwa sygnały spełniające możliwie z najmniejszym błędem warunek (9) należy najpierw odpowiedzieć na pytanie — jaką charakterystykę przenoszenia powinien mieć linearny czwórnik, aby jego sygnał wyjściowy $\psi_1(t)$ spełniał dokładnie warunek (4). Chociaż z góry wiadomo,

że czwórnik o takiej charakterystyce przenoszenia nie może być zrealizowany, tym niemniej przeprowadzone rozważania będą stanowiły wskazówkę umożliwiającą określenie struktury i charakterystyk przenoszenia układu praktycznego, który aproksymuje w wystarczającym stopniu układ teoretyczny, jeżeli nie liczyć pewnego nieistotnego dla transmisji opóźnienia czasowego sygnału. W celu określenia charakterystyk układu teoretycznego, pozwalającego wytworzyć z sygnału $\psi(t)$ sygnał $\psi_1(t)$, należy przedstawić wyrażenie (4) w następującej równoważnej postaci:

$$\psi_1(t) = \frac{1}{\pi} P \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\psi(t-\tau)}{t} d\tau \quad (10)$$

W wyrażeniu powyższym symbol P oznacza, że przy $t = 0$ całka rozumiana jest w pojęciu wartości głównej (w sensie *Cauchy*).

$$P \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\psi(t-\tau)}{t} d\tau \equiv \lim_{\epsilon \rightarrow 0} \left[\int_{-\infty}^{-\epsilon} \frac{\psi(t-\tau)}{t} d\tau + \int_{\epsilon}^{+\infty} \frac{\psi(t-\tau)}{t} d\tau \right] \quad (11)$$

Wykorzystując twierdzenie o splocie dwóch funkcji, łatwo sprawdzić, że funkcja $\psi_1(t)$ jest równa splotowi funkcji $\psi(t)$ i $\frac{1}{\pi t}$

$$\psi_1(t) = \left[\psi(t) * \frac{1}{\pi t} \right] = \frac{1}{\pi} P \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\psi(t-\tau)}{t} d\tau \quad (12)$$

Impulsowa charakterystyka przejścia $K(t)$ układu realizującego transformację *Hilberta*, przedstawiająca jak wiadomo odpowiedź układu na impuls jednostkowy *Diraca*, musi być zatem równa:

$$K(t) = \frac{1}{\pi t} \quad (13)$$

Częstotliwościowa charakterystyka przenoszenia układu $K(j\omega)$ powiązana jest z jego impulsową charakterystyką przejścia następującą zależnością:

$$K(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} K(t) e^{-j\omega t} dt \quad (14)$$

Podstawiając $K(t)$ z (13) do (14) można otrzymać:

$$\begin{aligned} K(j\omega) &= \int_{-\infty}^{+\infty} (\cos \omega t - j \sin \omega t) \frac{1}{\pi t} dt = \\ &= \frac{1}{\pi} P \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\cos \omega t}{t} dt - j \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\sin \omega t}{t} dt \end{aligned} \quad (15)$$

Wykorzystując następnie to, że funkcja $\frac{\sin \omega t}{t}$ jest funkcją parzystą, a wartość główna (w sensie Cauchy) całki $\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\cos \omega t}{t}$ jest równa zeru, można ostatecznie otrzymać następującą postać częstotliwościowej charakterystyki przenoszenia rozpatrywanego układu w postaci zespolonej

$$K(j\omega) = -j \operatorname{sgn} \omega \quad (16)$$

gdzie $\operatorname{sgn} \omega$ jest funkcją określoną jako

$$\operatorname{sgn} \omega = \begin{cases} 1 & \omega > 0 \\ 0 & \omega = 0 \\ -1 & \omega < 0 \end{cases} \quad (17)$$

Częstotliwościowej charakterystyce przenoszenia układu, przedstawionej jako funkcja pulsacji w postaci zespolonej

$$K(j\omega) = K_{\alpha}(\omega) + j K_{\phi}(\omega) \quad (18)$$

odpowiadają, jak wiadomo, dwie funkcje pulsacji o postaci rzeczywistej:

$K(\omega)$ — zwana charakterystyką amplitudowo-częstotliwościową układu
i $\varphi(\omega)$ — zwana charakterystyką fazowo-częstotliwościową

Przy czym:

$$K(\omega) = \sqrt{K_{\alpha}^2(\omega) + K_{\phi}^2(\omega)} \quad (19)$$

i

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{K_{\phi}(\omega)}{K_{\alpha}(\omega)} \quad (20)$$

Podstawiając do (19) i (20) wartości K_{α} i K_{ϕ} z wyrażenia (16), można otrzymać następujące równania opisujące charakterystyki przenoszenia rozpatrywanego układu:

$$K(\omega) = |\operatorname{sgn} \omega| = 1 \quad (21)$$

$$\varphi(\omega) = -\frac{\pi}{2} \quad (22)$$

Układ realizujący transformację Hilberta sygnału $\varphi(t)$ jest więc po prostu szerokopasmowym przesuwnikiem fazowym przesuwającym fazy wszystkich składników widmowych sygnału $\psi(t)$ o $\frac{\pi}{2}$, przy zachowaniu w postaci niezmięnionej wartości amplitud tych składników.

Jeżeli jednak widmo sygnału doprowadzanego do takiego przesuwnika fazowego jest ograniczone do wartości $f_{max} = W$, to wówczas wy-

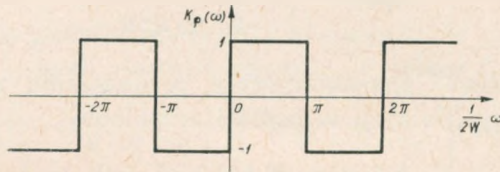
starczy, aby składowa urojona wyrażenia opisującego charakterystykę przenoszenia $[K_o(\omega)]$ spełniała warunek:

$$K_o(\omega) = \operatorname{sgn} \omega \quad (23)$$

tylko w pasmie częstotliwości zawartym w granicach:

$$-2\pi W < \omega < 2\pi W \quad (24)$$

Poza tym pasmem częstotliwości przebieg zależności $K_o(\omega)$ może być w zasadzie dowolny. Jeden z możliwych przebiegów zależności $K_o(\omega)$ jest przedstawiony na rys. 1. Przedstawiona na tym rysunku funkcja



Rys. 1. Zależność od pulsacji części urojonej wyrażenia (18) dla idealnego przesuw-
nika fazowego w przypadku sygnału o widmie ograniczonym

$K_o(\omega)$ może być aproksymowana szeregiem *Fouriera* o następującej postaci:

$$K_o(\omega) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n-1} \sin \omega \frac{2n-1}{2W} \quad (25)$$

Jeżeli teraz wziąć pod uwagę, że charakterystyka częstotliwościowa układu w formie zespolonej jest to odpowiedź danego układu na jednostkową falę harmoniczną

$$1_h(t) = \frac{1}{2} \left[e^{j(\omega t + \frac{\pi}{2})} + e^{-j(\omega t + \frac{\pi}{2})} \right], \quad (26)$$

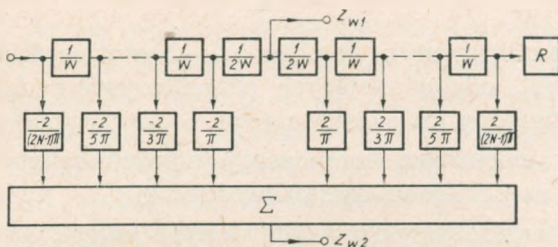
to sygnały typu $\sin \omega \frac{2n-1}{2W}$ będące składnikami szeregu (25), mogą być otrzymane z odczepów sztucznej linii opóźniającej, której każdy z elementarnych członów wprowadza opóźnienie czasowe sygnału τ_e równe:

$$\tau_e = \frac{1}{W} \quad (27)$$

Uwzględniając powyższe oraz pamiętając, że ujemne pulsacje w opisie zespolonym jednostkowej fali harmonicznego zostały wprowadzane w sposób czysto formalny (dla przedstawienia takiej fali w postaci sumy dwu wirujących w przeciwnych kierunkach z prędkościami (ω) fazorów), można zestawić następujący układ blokowy, służący do wytwarzania

dwóch sygnałów cząstkowych, spełniających w przybliżeniu warunek (4).

Zasadniczym elementem układu jest sztuczna linia opóźniająca, złożona z nieparzystej liczby $(2N - 1)$ jednostkowych członów opóźniających. Przy doprowadzeniu do zacisków wejściowych takiej linii, jednostkowej fali harmonicznej, z odczepów leżących na prawo od odgałęzienia

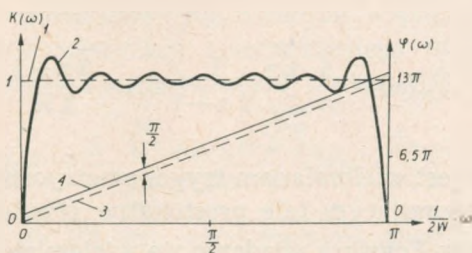


Rys. 2. Schemat blokowy szerokopasmowego przesuwnika fazowego

środkowego (w stronę końca linii opóźniającej) otrzymuje się ciąg sygnałów $U_{\theta(2n-1)}$ wyprzedzających w fazie sygnał pobrany z odgałęzienia środkowego (U_s), zaś z odczepów położonych w kierunku zacisków wejściowych linii ciąg sygnałów $U_{-\theta(2n-1)}$, opóźnionych w fazie w stosunku do sygnału U_s .

Ciągi sygnałów $U_{\theta(2n-1)}$ i $U_{-\theta(2n-1)}$, po odpowiednim stłumieniu amplitud każdej pary sygnałów obu ciągów o współczynnik $T_F(2n-1) = \frac{2}{(2n-1)\pi}$ oraz po odwróceniu o 180° faz sygnałów ciągu $U_{-\theta(2n-1)}$, są doprowadzane do sumatora urządzenia Σ .

Charakterystyka amplitudowo - częstotliwościowa rozpatrywanego układu przy przesyłaniu sygnałów od zacisków wejściowych do środka linii opóźniającej jest w całym zakresie przenoszonych częstotliwości płaska, zaś charakterystyka fazowa jest linearna, przechodząca przez środek układu współrzędnych (φ, ω) i mająca nachylenie $\frac{2N-1}{2W}$. Charakterystyki powyższe są przedstawione na rys. 3 liniami przerywanymi.



Rys. 3. Charakterystyki przenoszenia układu z rys. 2: 1, 2 — amplitudowo-częstotliwościowe, 3, 4 — fazowo-częstotliwościowe

Charakterystyka częstotliwościowa układu w postaci zespolonej i przy przesyłaniu sygnałów od zacisków wejściowych linii opóźniającej do zacisków wyjściowych sumatora Σ może być opisana równaniem:

$$K(j\omega) = e^{j\left[\frac{2N-1}{2W}\omega + \frac{\pi}{2}\right]} \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^N \frac{1}{2n-1} \sin \omega \frac{2n-1}{2W} \quad (28)$$

Przebieg charakterystyk amplitudowo-częstotliwościowej i fazowo-częstotliwościowej, odpowiadających charakterystyce danej równaniem (28), jest przedstawiony linią ciągłą na rys. 3 dla przypadku $N = 7$.

Rozpatrzmy możliwości kompensacji nierównomierności omawianej charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowej.

Z analizy charakterystyk przedstawionych na rys. 3 wynika, że przy doprowadzeniu do zacisków wejściowych takiego układu sygnału złożonego z i -składników widmowych o pulsacjach ω_i otrzymuje się na zaciskach wyjściowych Z_{w2} sygnał U_{Σ} , którego składniki widmowe mają fazy początkowe przesunięte dokładnie o kąt $\frac{\pi}{2}$ w stosunku do faz początkowych składników widmowych sygnału otrzymywanego ze środkowego odczepu linii opóźniającej (zaciski Z_{w1}). Amplitudy zaś składników widmowych sygnału na zaciskach Z_{w2} będą równe odpowiednim amplitudom składników widmowych sygnału na zaciskach Z_{w1} tylko w przybliżeniu. Nierównomierność charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowej rozpatrywanego układu sprawia, że w ogólnym przypadku sygnałów złożonych warunek kwadratury sygnałów na zaciskach Z_{w1} i Z_{w2} nie jest całkowicie spełniony.

Rozpatrzmy obecnie możliwości kompensacji nierównomierności omawianej charakterystyki. Łatwo zauważyć, że funkcja opisująca tę charakterystykę [równa modułowi funkcji zespolonej (28)] może być zapisana w następującej postaci:

$$K(\omega) = |\sigma_F(\omega)| \quad (29)$$

gdzie:

$$\sigma_{F,N}(\omega) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^N \frac{1}{2n-1} \sin \omega \frac{2n-1}{2W} \quad (30)$$

Wyrażenie (30) jest wielomianem trygonometrycznym *Fouriera* rzędu $R = 2N - 1$, aproksymującym falę prostokątną przedstawioną na rys. 1.

Z teorii szeregów *Fouriera* wiadomo, że wielomian trygonometryczny R -tego rzędu $P_R(x)$, otrzymany przez odrzucenie z szeregu *Fouriera* funkcji $f(x)$ składników wyższych rzędów (zaczynając od $R + 1$), aproksy-

muje funkcję $f(x)$ w taki sposób, że błąd średniokwadratowy Δ_R^2 jest najmniejszym w stosunku do wszystkich innych wielomianów trygonometrycznych tego samego rzędu, przy czym:

$$\Delta_R^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} [f(x) - P_R(x)]^2 dx \quad (31)$$

Jednocześnie jednak przy aproksymacji fali prostokątnej wielomianem trygonometrycznym *Fouriera* nie da się (nawet przy zwiększaniu rzędu tego wielomianu do dowolnie dużej, ale skończonej wartości) całkowicie wyeliminować pulsacji występujących w częściach krzywej odwzorowującej aproksymującą funkcję. Nie daje się również uniknąć znacznych odchyżeń wielomianu aproksymującego od wartości funkcji w okolicach punktów nieciągłości. Wprawdzie przy zwiększaniu liczby elementarnych członów linii opóźniającej zwiększa się rząd wielomianu aproksymującego pożądaną charakterystykę przenoszenia, przez co amplitudy pulsacji płaskiej części tej charakterystyki maleją (wyłączając krańce zakresu częstotliwości), to jednak zmniejszanie się amplitud pulsacji postępuje stosunkowo wolno. Nawet w przypadku gdy $R \rightarrow \infty$, amplitudy pulsacji na krańcach zakresu częstotliwości [wskutek występowania zjawiska *Gibbsa* (15)] wynoszą około 18% wartości modułu wyrażenia opisującego charakterystykę przenoszenia dla środkowych częstotliwości zakresu.

Znaczne zmniejszenie (względnie całkowite wyeliminowanie) pulsacji płaskich części funkcji aproksymującej falę prostokątną, przedstawioną na rys. 1, jest możliwe przy jej aproksymacji wielomianami trygonometrycznymi równomiernego przybliżenia. Są to wielomiany otrzymywane przy wykorzystaniu metod uogólnionego sumowania szeregów *Fouriera*. Wielomiany trygonometryczne odpowiadające tym metodom są konstruowane za pomocą określonych operacji nad skończonymi sumami szeregu *Fouriera* danej funkcji. W końcowym efekcie operacje te prowadzą się do pomnożenia współczynników *Fouriera* rozwinięcia danej funkcji przez specjalne „mnożniki zbieżności”, o wartościach zmniejszających się w miarę wzrostu kolejnych numerów współczynników *Fouriera*.

Wielomian trygonometryczny równomiernego przybliżenia dla fali prostokątnej można zapisać w następującej postaci [15]:

$$\sigma_N(\omega) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^N \frac{\mu_{2n-1}(r, R')}{2n-1} \sin \omega \frac{2n-1}{2W} \quad (32)$$

gdzie symbolem $\mu_{2n-1}(r, R')$ oznaczono mnożnik zbieżności równy:

$$\mu_{C(2n-1)}(r, R) = \frac{[r + R - (2n - 1)] ! R!}{[R(2n - 1)] ! (r + R) !} \quad (33)$$

w przypadku uogólnionego sumowania szeregów *Fouriera* metodą *Cesaro-Fejera*, a:

$$\mu_{R(2n-1)}(r, R) = \left(1 - \frac{2n-1}{R}\right)^r \quad (34)$$

w przypadku sumowania metodą *Riesza* oraz

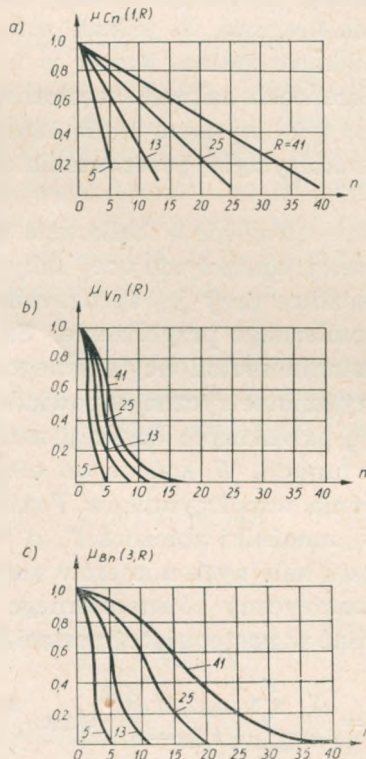
$$\mu_{B(2n-1)}(r, R) = \left[\cos \frac{(2n-1)\pi}{2R+1}\right]^r \quad (35)$$

w przypadku sumowania metodą *Bernsztejna-Rogosińskiego*, a także

$$\mu_{V(2n-1)}(R) = \frac{(R!)^2}{[R + (2n-1)]! [R - (2n-1)]!} \quad (36)$$

w przypadku sumowania metodą *de la Valle-Poissina*.

We wzorach powyższych symbolem r oznaczono parametr charakterystyczny mnożnika zbieżności, a symbolem $R = 2N - 1$ rząd wielomianu trygonometrycznego równomiernego przybliżenia.



Rys. 4. Krzywe opisujące obwiednie dyskretnych wartości mnożników zbieżności $\mu_n(r, N)$ w wielomianach trygonometrycznych:

a) *Cesaro-Fejera* (przy $r = 1$), b) *de la Valle-Poissina*, c) *Bernsztejna, Rogosińskiego* (przy $r = 3$)

Charakter zmienności wartości tych mnożników zbieżności w zależności od rzędu wielomianu aproksymującego i numeru harmonicznej jest pokazany na rys. 4 dla przypadku ogólnego, gdy szereg *Fouriera* rozwinięcia jakiejś funkcji zawiera oprócz nieparzystych harmonicznych również parzyste. Przedstawione na tym rysunku krzywe należy rozumieć jako obwiednie dyskretnej wartości mnożników zbieżności $\mu_n(r, R)$, przy $n = 0, 1, 2, 3, \dots$

Charakter zależności opisującej obwiednię dyskretnej wartości mnożników zbieżności w wielomianach trygonometrycznych *Riesza* (w przypadku, gdy pulsacje funkcji aproksymującej tym wielomianem falę prostokątną nie występują, co ma miejsce przy $r = 1$), jest podobny do charakteru zależności opisującej przy $r = 1$ obwiednię dyskretnej wartości mnożników zbieżności *Cesaro-Fejera*. Wynika to bezpośrednio z analizy zależności (34), która przy $r = 1$ przedstawia równanie linii prostej o nachyleniu $-\frac{1}{R}$, przechodzącej przez punkt o współrzędnych (0,1).

Nachylenie prostej będącej obwiednią dyskretnej wartości mnożników zbieżności *Cesaro-Fejera* przy $r = 1$ jest natomiast, jak to wynika z (33), równe $-\frac{1}{1+R}$. Występująca zatem, przy danym R , różnica w nachyleniach obu prostych będzie tym mniejsza, im R będzie większe.

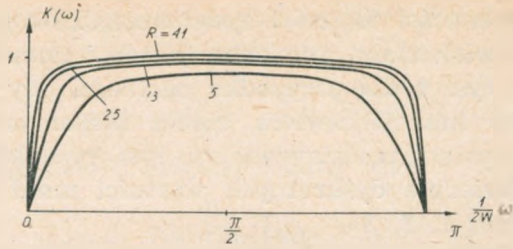
Praktyczny sposób korekcji nierównomierności amplitudowo-częstotliwościowej charakterystyki układu przesuwnika fazowego przedstawionego na rys. 2, przy wykorzystaniu omówionych powyżej metod uogólnianego sumowania szeregów *Fouriera*, sprowadza się więc do prostej operacji zmiany wartości tłumienia każdej pary tłumików T_F symetrycznie usytuowanej względem środkowego odgałęzienia linii opóźniającej.

Zmieniona wartość tłumienia każdej z N par tłumików, za pomocą których do sumatora Σ urządzenia są doprowadzane sygnały $U_{\theta(2n-1)}$ i $-U_{-\theta(2n-1)}$, powinna więc wynosić:

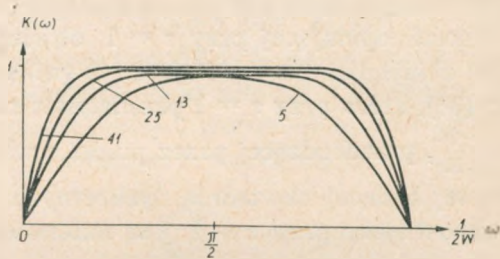
$$T_K(2n-1) = T_F(2n-1)\mu_{(2n-1)}(r, R) = \frac{2}{\pi(2n-1)}\mu_{(2n-1)}(r, R) \quad (37)$$

Przebieg w taki sposób skorygowanych amplitudowo-częstotliwościowych charakterystyk rozpatrywanego układu przesuwnika fazowego jest przedstawiony na rys. 5÷7. Na rysunku 8 przedstawiono dla porównania przebieg charakterystyk amplitudowo-częstotliwościowych tego samego układu bez kategorii $[T_k = T_p, \mu_{(2n-1)}(r, R) = 1]$ przy takiej samej liczbie $R = 2N - 1$ elementarnych członów sztucznej linii opóźniającej urządzenia.

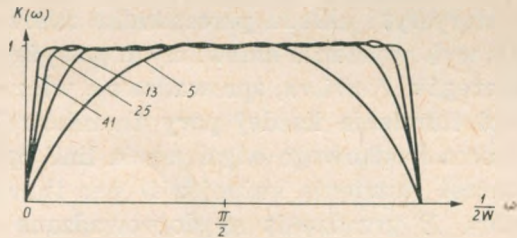
Z analizy przedstawionych na rys. 5÷8 charakterystyk przenoszenia wynika, że najmniejszą nierównomierność charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowej i w stosunkowo najszerszym pasmie będzie miał



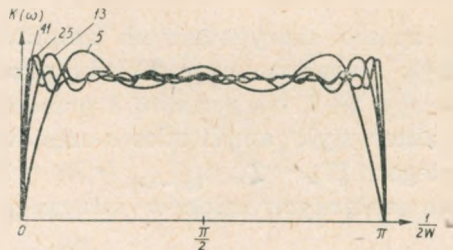
Rys. 5. Przebieg amplitudowo-częstotliwościowej charakterystyki przesuwnika fazowego po korekcji, przy wykorzystaniu metody uogólnionego sumowania szeregów trygonometrycznych *Fouriera*, podanej przez *Cesaro-Fejera*



Rys. 6. Przebieg amplitudowo-częstotliwościowej charakterystyki przesuwnika fazowego po korekcji, przy wykorzystaniu metody uogólnionego sumowania szeregów trygonometrycznych *Fouriera*, podanej przez *Valle-Poissina*



Rys. 7. Przebieg amplitudowo-częstotliwościowej charakterystyki przesuwnika fazowego po korekcji, przy wykorzystaniu metody uogólnionego sumowania szeregów trygonometrycznych *Fouriera*, podanej przez *Bernstejn-Rogosiński*

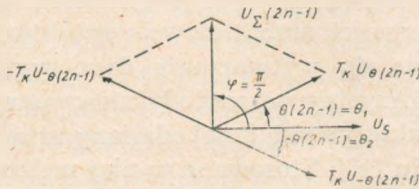


Rys. 8. Przebieg amplitudowo-częstotliwościowej charakterystyki przesuwnika fazowego z rys. 2 bez korekcji, przy różnej liczbie $R = 2N - 1$ elementarnych członów opóźniających w sztucznej linii opóźniającej przesuwnika

przesuwnik, w którym korekcję przeprowadzono przy wykorzystaniu uogólnionego sumowania szeregów *Fouriera* metodą *Bernsztejna-Rogośńskiego*. Przy $r = 3$ i $R = 41$ nierównomierność amplitudowo-częstotliwościowej charakterystyki przenoszenia rozpatrywanego układu, w pasmie częstotliwości o szerokości $B \approx 0,9 W$, nie przekracza wartości $\pm 0,1$ dB.

Przy większych wartościach parametru charakterystycznego r -mnożników zbieżności można uzyskać dalsze zmniejszenie amplitud pulsacji tej części charakterystyki, przy czym występujące równocześnie w tym przypadku niekorzystne zmniejszenie współczynnika wykorzystania pasma częstotliwości $\left(\frac{B}{W}\right)$ może być skompensowane zwiększeniem liczby elementarnych członów (N) sztucznej linii opóźniającej.

Należy zaznaczyć, że przeprowadzając w omawiany sposób korekcję nierównomierności amplitudowo-częstotliwościowej charakterystyki przesuwnika fazy z rys. 2, nie oddziałuje się na przebieg charakterystyki fazowo-częstotliwościowej rozpatrywanego układu. Wynika to bezpośrednio



Rys. 9. Wykres fazorowy ilustrujący zasadę wytwarzania sygnału $\bar{U}_{\Sigma}(2n-1)$ przesuniętego w fazie o kąt $\frac{\pi}{2}$ w stosunku do sygnału \bar{U}_s

nie z zasady wytwarzania na zaciskach wyjściowych sumatora Σ , sygnału \bar{U}_{Σ} , przesuniętego w fazie dokładnie o kąt $\frac{\pi}{2}$, w stosunku do sygnału \bar{U}_s , otrzymywanego ze środkowego odgałęzienia linii opóźniającej. Zasada ta może być zilustrowana za pomocą wykresu fazorowego przedstawionego na rys. 9.

Z wykresu tego wynika, że dowolny cząstkowy sygnał $\bar{U}_{\Sigma}(2n-1)$ sygnału wyjściowego sumatora jest zawsze przesunięty w fazie o kąt $+\frac{\pi}{2}$, względnie $-\frac{\pi}{2}$ w stosunku do sygnału pobieranego ze środkowego odgałęzienia linii opóźniającej, o ile będą tylko spełnione następujące warunki:

$$(T_k U_{\theta(2n-1)}) = (-T'_k U_{-\theta(2n-1)}) \quad (38)$$

$$\theta_1 = -\theta_2 \neq k\pi \quad (39)$$

$$k = 0, 1, 2, 3 \dots (2n-1)$$

Natomiast gdy:

$$\Theta_1 = \Theta(2n-1) = \frac{2n-1}{2W} \omega = k\pi, \quad (40)$$

co ma miejsce przy pulsacji *)

$$\omega = k \frac{2\pi W}{2n-1}, \quad (41)$$

amplituda sygnału cząstkowego $U_{\Sigma}(2n-1)$ jest równa zero i w tym przypadku nie można w ogóle mówić o przesunięciu fazowym tego sygnału. Zbiór cząstkowych sygnałów $U_{\Sigma}(2n-1)$ tworzy wyjściowy sygnał sumatora urządzenia. W ogólnym przypadku wzajemne przesunięcia fazowe sygnałów cząstkowych sygnału wyjściowego mogą się różnić od siebie o kąt π , jednak przesunięcie fazowe sygnału U_{Σ} (w stosunku do sygnału U_s) w zakresie częstotliwości $0 < \omega < 2\pi W$, będzie niezmiennie i zgodne z przesunięciem fazowym sygnału cząstkowego $U_{\Sigma}(2n-1)$, przy $n = 1$. Wynika to z niezmienności w powyższym zakresie częstotliwości znaku funkcji (32) opisującej falę prostokątną za pomocą wielomianu trygonometrycznego równomiernego przybliżenia. Rozpatrzona metoda korekcji nierównomierności amplitudowo-częstotliwościowej charakterystyki układu służącego do wytwarzania dwu sygnałów ortogonalnych różni się w sposób korzystny od metody stosowanej przy korekcji nierównomierności charakterystyki innej odmiany urządzenia, przeznaczonego do tego samego celu [16]. Stosowana w niej metoda korekcji polega na dodatkowym doprowadzaniu sygnałów korygujących do sumatora Σ . Są one doprowadzane z odpowiednich odczepów linii opóźniającej (będącej głównym elementem składowym również i tej odmiany układu przesuwnika) za pośrednictwem układu różniczkującego oraz kombinacji układów całkujących. Aby jednak sygnały korekcji nie oddziaływały na przebieg charakterystyki fazowo-częstotliwościowej przesuwnika, wprowadzone układy powinny w sposób ścisły realizować operacje całkowania i różniczkowania. Jak jednak wynika z teorii, synteza układów wykonujących powyższe operacje w sposób ścisły nie jest fizycznie możliwa. Układy dające się fizycznie zrealizować wykonują bowiem operacje całkowania i różniczkowania zawsze z pewnym błędem. Odchylenie zaś charakterystyk przenoszenia takich układów od przebiegu idealnego sprawia, że przy doprowadzeniu poprzez nie do sumatora Σ sygnałów korygujących, kąt przesunięcia fazowego sygnału, występującego na zaciskach wyjściowych sumatora, w stosunku do sygnału otrzymywanego ze środkowego odgałęzienia linii opóźniającej nie zachowuje w zakresie częstotliwości $0 < \omega < 2\pi W$ stałej wartości — równej $\frac{\pi}{2}$. W przypadku więc dopro-

*) Dla pulsacji zawartych w pasmie $0 \leq \omega \leq 2\pi W$.

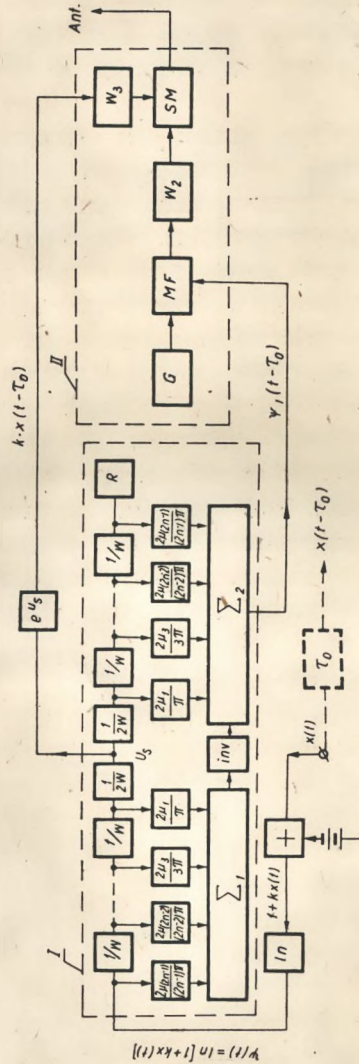
wadzenia do zacisków wejściowych takiego przesuwnika fazy sygnału złożonego jego sygnały wyjściowe nie spełniają ściśle nie tylko amplitudowych, ale i fazowych warunków ortogonalności.

Po rozpatrzeniu struktury oraz charakterystyk przenoszenia układu umożliwiającego wytworzenie w szerokim zakresie częstotliwości dwóch sygnałów, będących wzajemnie w kwadraturze, łatwo jest zestawić uproszczony schemat blokowy układu służącego do generacji sygnału jednowstęgowego, spełniającego w stosunku do detektora liniowego warunki odpowiedniości.

Schemat blokowy takiego układu jest pokazany na rys. 10. W układzie tym można wyodrębnić dwa podstawowe człony. Człon I będący rozpatrzonym poprzednio szerokopasmowym przesuwnikiem fazy o linearnej charakterystyce fazowo-częstotliwościowej oraz człon II będący konwencjonalnym dwuwstęgowym nadajnikiem z modulacją amplitudową, wyposażonym dodatkowo w modulator fazowy (*MF*). Do jednego z zacisków wejściowych tego modulatora, z generatora wzbudzającego (*G*), jest doprowadzany sygnał fali nośnej, natomiast do drugiego zacisku — sygnał modulujący $\psi_1(t - \tau_0)$. Zmodulowany w fazie przebieg wielkiej częstotliwości, po wzmocnieniu we wstępnym wzmacniaczu mocy nadajnika (*W*₂), jest doprowadzany do stopnia (*SM*), w którym jest przeprowadzana implitudowa modulacja tego sygnału. Ponieważ $\psi_1(t - \tau_0)$ nie jest transformatą *Hilberta* logarytmu sygnału pierwotnego, podlegającego transmisji, lecz logarytmu sygnału opóźnionego $x(t - \tau_0)$, sygnał więc doprowadzany do modulatora amplitudy nadajnika (*M*) musi być również sygnałem opóźnionym.

Sygnał taki może być otrzymany z zacisków wyjściowych członu opóźniającego (τ_0) lub z zacisków wyjściowych członu (e^{U_s}) realizującego operację odwrotną do operacji realizowanej przez człon logarytmujący (*ln*). Dla prawidłowej pracy członu logarytmującego jest jednak niezbędne wstępne przekształcenie sygnału pierwotnego $x(t)$ w sygnał nie mający ujemnych wartości chwilowych. Przekształcenie to jest dokonywane w członie oznaczonym na rys. 10 symbolem „+”. Otrzymywany z zacisków wyjściowych stopnia *SM* sygnał jednowstęgowy, który może już być bez zniekształceń odbierany za pomocą odbiorników wyposażonych w detektory „liniowe”, jest doprowadzany do anteny względnie może służyć do sterowania stopni wzmacniacza mocy nadajnika.

W zakończeniu należy zaznaczyć, że wzmacniacz wielkiej częstotliwości *W*₂ (rys. 10) w nadajniku CSSB powinien mieć znacznie szersze pasmo przenoszenia niż analogiczny wzmacniacz nadajnika o dwuwstęgowej modulacji amplitudowej. Wzmacniacz ten bowiem w nadajniku CSSB przenosi nie pojedyncze drganie sinusoidalne, a przebieg nośny zmodulowany w fazie sygnałem $\psi_1(t - \tau_0)$. Szerokość pasma tak zmodu-



Rys. 10. Schemat blokowy układu do wytwarzania sygnału CSSB metodą bezpośredniej amplitudowej i fazowej modulacji sygnału wielkiej częstotliwości

lowanego przebiegu jest, jak wiadomo, określona wartością dewiacji fazy i szerokością pasma sygnału modulującego. W nadajniku CSSB do modulatora fazowego jest doprowadzany sygnał $\psi_1(t - \tau_0) = \ln [1 + kx(t - \tau_0)]$. Z obliczeń wynika [16], że szerokość pasma takiego przebiegu jest w przybliżeniu równa $\frac{2}{\pi} p_m$, gdzie p_m jest najwyższą pulsacją w widmie sygnału $x(t)$, przy której występują jeszcze znaczne głębokości amplitudowej modulacji nadajnika CSSB.

Pulsacja ta jest określona statycznymi właściwościami transmitowanego sygnału, a jej wartość może być w przybliżeniu ustalona z wykresu przedstawionego na rys. 13.

3. WIDMO SYGNAŁU WIELKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI NA WYJŚCIU NADAJNIKA CSSB PRZY MODULACJI SYGNAŁEM HARMONICZNYM I SYGNAŁEM ZŁOŻONYM

Przy rozpatrywaniu widma przebiegu zmodulowanego w systemie CSSB można pominąć opóźnienie czasowe sygnału transmitowanego małej częstotliwości powstające w układach generacyjnych CSSB. Opóźnienie takie bowiem nie wpływa na widmo zmodulowanego sygnału.

W przypadku modulacji nadajnika CSSB sygnałem harmonicznym funkcja czasu opisująca sygnał transmitowany jest dana przez

$$kx(t) = m \cos pt \quad (42)$$

gdzie:

- p — pulsacja sygnału modulującego małej częstotliwości,
- m — współczynnik głębokości amplitudowej modulacji przebiegu wielkiej częstotliwości.

Podstawiając (42) do (3) otrzymuje się następujące wyrażenie dla funkcji modulującej w systemie CSSB w przypadku modulacji sygnałem harmonicznym

$$G[x(t)] = (1 + m \cos pt) e^{j\psi_1(t)} \quad (43)$$

przy czym

$$\psi_1(t) = \ln(1 + m \cos pt) \quad (44)$$

Dla znalezienia widma tego sygnału należy najpierw sprowadzić funkcję opisującą sygnał modulacji fazowej $\psi_1(t)$ do postaci jawnej.

Rozkładając $\psi(t)$ na szereg *Fouriera* otrzymuje się

$$\psi(t) = \ln(1 + m \cos pt) = b_0 + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos npt \quad (45)$$

Wartości amplitud poszczególnych harmonicznych szeregu *Fouriera* tej funkcji dla $n \geq 1$ są określone w [17] następującym wzorem:

$$b_n = \frac{2}{n} \left(\frac{\sqrt{1-m^2} - 1}{m} \right)^n \quad (46)$$

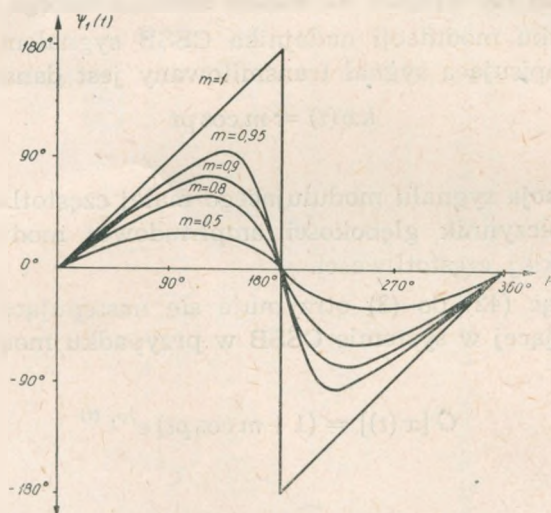
Funkcja $\psi_1(t)$ będąca transformatą *Hilberta* funkcji $\psi(t)$ jest zatem równa:

$$\psi_1(t) = \widehat{\ln(1 + m \cos pt)} = \sum_{n=1}^{n=\infty} b_n \sin npt \quad (47)$$

Po zsumowaniu składników szeregu (47) otrzymuje się następującą jawną postać funkcji $\psi_1(t)$:

$$\begin{aligned} \psi_1(t) &= 2 \operatorname{arctg} \frac{\sin pt}{\cos pt + \frac{1}{m} (1 + \sqrt{1-m^2})} = \\ &= \operatorname{arctg} \frac{m \sin pt + (1 - \sqrt{1-m^2}) \sin pt \cos pt}{1 + m \cos pt - (1 - \sqrt{1-m^2}) \sin^2 pt} \end{aligned} \quad (48)$$

Wykres rodziny funkcji $\psi_1(t)$, przy różnych wartościach parametru m , jest przedstawiony na rys. 11. Z analizy wyrażenia (48) i rys. 11 wynika, że nawet w najprostszym przypadku modulacji nadajnika CSSB



Rys. 11. Kształt sygnału $\psi_1(t)$ niezbędnego dla dodatkowej modulacji fazowej fali nośnej nadajnika CSSB w przypadku modulacji tego nadajnika sygnałem harmonicznym (cosinusoidalnym) o pulsacji p

sygnałem harmonicznym — kształt sygnału $\psi_1(t)$, który jest niezbędny do dodatkowej fazowej modulacji fali nośnej takiego nadajnika, jest stosunkowo złożony, wyłączając przypadek małych głębokości modulacji.

Widmo fali nośnej nadajnika CSSB zmodulowanej jedynie fazowo [sygnałem $\psi_1(t)$] może być określone po znalezieniu widma fazowej funkcji modulującej $e^{j\psi_1(t)}$. Funkcja ta jest jedną z dwu funkcji cząstkowych tworzących całkowitą funkcję modulującą w systemie CSSB.

Uwzględniając (48), można funkcję $e^{j\psi_1(t)}$ sprowadzić do następującej postaci:

$$e^{j\psi_1(t)} = \frac{1 + m_f e^{jpt}}{1 + m_f e^{-jpt}} \quad (49)$$

gdzie

$$m_f = \frac{1 - \sqrt{1 - m^2}}{m} \quad (50)$$

Wyrażenie (50) można z kolei łatwo rozwinąć w następujący szereg potęgowy:

$$e^{j\psi_1(t)} = m_f e^{jpt} + (1 - m_f^2)(1 - m_f e^{-jpt} + m_f^2 e^{-2jpt} - m_f^3 e^{-3jpt} + \dots) \quad (51)$$

Przy $m_f = 0$ ($m = 0$) i $m_f = 1$ ($m = 1$) funkcja ta zdąży w pierwszym przypadku do 1, a w drugim do e^{jpt} .

Z analizy wyrażenia (51) wynika, że widmo funkcji $e^{j\psi_1(t)}$ zawiera zarówno składniki o częstotliwościach dodatnich, jak i ujemnych, przy czym szerokość widma tej funkcji jest teoretycznie nieskończenie duża*).

Po znalezieniu funkcji cząstkowej $\psi_1(t)$ łatwo jest określić widmo całkowitej funkcji modulującej $G[x(t)]$.

Podstawiając (50) do (43) otrzymujemy:

$$\begin{aligned} G[x(t)] &= (1 + m \cos pt) \frac{1 + \frac{1 - \sqrt{1 - m^2}}{m} e^{jpt}}{1 + \frac{1 - \sqrt{1 - m^2}}{m} e^{-jpt}} = \\ &= \frac{1 + \sqrt{1 - m^2}}{2} \left(1 + \frac{1 - \sqrt{1 - m^2}}{m} e^{jpt} \right)^2 = \\ &= \frac{1 + \sqrt{1 - m^2}}{2} + m e^{jpt} + \frac{1 - \sqrt{1 - m^2}}{2} e^{2jpt} \end{aligned} \quad (52)$$

Podstawiając następnie (52) do (5) otrzymujemy następujące wyrażenie dla analitycznego sygnału zmodulowanego $s(t)$:

$$\begin{aligned} s(t) &= G[x(t)] e^{j\omega_0 t} = \frac{1 + \sqrt{1 - m^2}}{2} e^{j\omega_0 t} + \\ &+ m e^{j(\omega_0 + p)t} + \frac{1 - \sqrt{1 - m^2}}{2} e^{j(\omega_0 + 2p)t} \end{aligned} \quad (53)$$

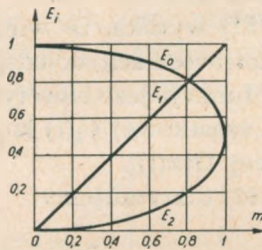
*) Szerokość pasma emisji sygnału opisywanego wzorem (51), określona zawartością w tym pasmie 99% energii całkowitej widma, jest przy $m_f < 1$ ograniczona ze względu na malejące wraz ze wzrostem odstępów pulsacji amplitudy składników widmowych dolnej wstęgi bocznej.

Rzeczywisty sygnał zmodulowany, odpowiadający przedstawieniu zespolonemu (53), jest równy:

$$\begin{aligned}
 e(t) = \operatorname{Re}[s(t)] &= \frac{1 + \sqrt{1 - m^2}}{2} \cos \omega_0 t + m \cos(\omega_0 + p)t + \\
 &+ \frac{1 - \sqrt{1 - m^2}}{2} \cos(\omega_0 + 2p)t = E_0 \cos \omega_0 t + E_1 \cos(\omega_0 + p)t + \\
 &+ E_2 \cos(\omega_0 + 2p)t
 \end{aligned} \quad (54)$$

Z równania (54) wynika, że przy modulacji nadajnika CSSB sygnałem harmonicznym sygnał zmodulowany $e(t)$ składa się z fali nośnej o amplitudzie E_0 oraz z dwóch położonych z tej samej strony fali nośnej składników bocznych, o amplitudach odpowiednio równych E_1 i E_2 .

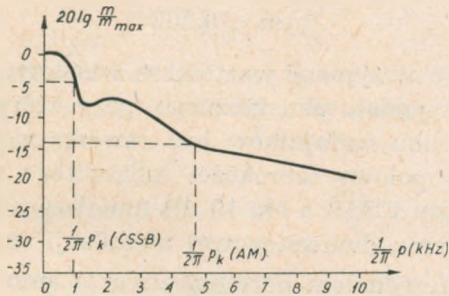
Zależność amplitud poszczególnych składników widmowych sygnału zmodulowanego od wartości parametru m jest przedstawiona na rys. 12.



Rys. 12. Zależność amplitud składników widmowych sygnału CSSB od współczynnika głębokości modulacji m

Z powyższego mogłoby się wydawać, że sygnał CSSB, zawierając przy modulacji sygnałem harmonicznym trzy składniki widmowe leżące w odstępach p i $2p$ od fali nośnej, zajmuje taką samą szerokość pasma emisji jak i sygnał o dwuwstęgowej modulacji amplitudowej. W rzeczywistości jednak, przy transmisji za pomocą nadajnika CSSB programów radiofonicznych, następuje poważne zmniejszenie szerokości pasma emisji takiego nadajnika w stosunku do pasma zajmowanego przez emisję konwencjonalnego nadajnika z modulacją amplitudową. Wynika to z nielinernej (przy niezbyt dużych m bliskiej do przebiegu kwadratowego) zależności amplitudy składnika bocznego drugiego rzędu (E_2) od współczynnika głębokości modulacji. Wiadomo bowiem, że występujące przy transmisji programów radiofonicznych sygnały modulujące są sygnałami szerokopasmowymi o nierównomiernym widmowym rozkładzie energii, przy czym umiarkowanie małe częstotliwości niosą jej znacznie więcej

niż duże częstotliwości akustyczne (rys. 13). W tych warunkach współczynniki głębokości modulacji spotykane przy większych częstotliwościach akustycznych mają na ogół małe wartości, przy których energia zawarta w składniku bocznym drugiego rzędu emisji nadajnika CSSB nie wpływa w sposób istotny na ogólny bilans energetyczny przebiegu zmodulowanego.



Rys. 13. Obwiednia widma typowego programu radiofonicznego (wg V.O. Voild [18])

Rozpatrzmy bowiem, przy jakich wartościach m energia zawarta w składniku bocznym drugiego rzędu nie przekracza zadanej względnej wartości ε .

$$\frac{E_2^2}{E_0^2 + E_1^2 + E_2^2} \leq \varepsilon \quad (55)$$

Podstawiając do (55) wartości amplitud odpowiednich składników widmowych sygnału (54) otrzymujemy:

$$2\sqrt{1-m^2} + m^2(1+2\varepsilon) - 2(1-2\varepsilon) \leq 0 \quad (56)$$

co po rozwiązaniu tej nierówności względem m daje

$$m \leq \sqrt{1 - \frac{1}{(1+2\varepsilon)^2} \left(1 - 2\varepsilon \sqrt{3 + \frac{1}{\varepsilon}}\right)^2} \quad (57)$$

Podstawiając do (57) przyjętą międzynarodowo dla określenia szerokości pasma emisji wielkość $\varepsilon = 0,01$ otrzymujemy:

$$m \leq 0,615 \quad (58)$$

Poczynając od tej wartości głębokości modulacji, szerokość pasma emisji nadajnika CSSB nie przekracza połowy teoretycznej szerokości całkowitego widma emisji takiego nadajnika (przy modulacji sygnałem harmonicznym).

Postępując analogicznie jak przy wyprowadzaniu zależności (57); można znaleźć następujące wyrażenie na maksymalną wartość współczynnika m , przy którym energia, zawarta w jednej z dwu symetrycznych

względem nośnej wstęp bocznych emisji nadajnika o dwuwstęgowej modulacji amplitudowej, nie przekracza tej samej wartości ε .

$$m \leq 2 \sqrt{\frac{\varepsilon}{1-2\varepsilon}} \quad (59)$$

co przy $\varepsilon = 0,01$ daje

$$m \leq 0,202 \quad (60)$$

Porównując obie otrzymane wartości m widzimy, że amplitudy składników widmowych sygnału akustycznego, przy których zasadnicza część (99%) mocy emisji obu nadajników jest zawarta w pasmie o szerokości nie przekraczającej połowy szerokości całkowitego widma emisji — są w przypadku systemu CSSB o ok. 10 dB mniejsze niż w przypadku konwencjonalnego systemu dwuwstęgowej modulacji amplitudowej.

Przy modulacji sygnałem harmonicznym o amplitudzie zmieniającej się zgodnie z zależnością przedstawioną na rys. 13 — uzyskuje się zatem blisko 5-krotne zawężenie skutecznej szerokości pasma emisji zajmowanej przez sygnał CSSB, w porównaniu z szerokością pasma zajmowaną przez sygnał o dwuwstęgowej modulacji amplitudy. Na zakończenie rozważań dotyczących widma sygnału występującego na wyjściu nadajnika CSSB zauważmy, że zmiana amplitudy fali nośnej nadajnika CSSB, zachodząca w procesie modulacji sygnałem sinusoidalnym, nie wywołuje zmian składowej stałej napięcia wyjściowego detektora obwiedni w odbiorniku. Wynika to zarówno z wyrażenia (43), jak również z bezpośredniej analizy obwiedni sygnału (54). Rzeczywiście, rozkładając ten sygnał na składowe wzajemnie ortogonalne, otrzymujemy:

$$e(t) = A(t) \cos \omega_0 t + B(t) \sin \omega_0 t \quad (61)$$

gdzie

$$A(t) = \frac{1 + \sqrt{1-m^2}}{2} + m \cos pt + \frac{1 - \sqrt{1-m^2}}{2} \cos 2pt \quad (62)$$

$$B(t) = -m \sin pt - \frac{1 - \sqrt{1-m^2}}{2} \cos 2pt \quad (63)$$

Obwiednia $c(t)$ sygnału (61) jest równa:

$$c(t) = \sqrt{A^2(t) + B^2(t)} \quad (64)$$

Podstawiając do (64) wartości $A(t)$ i $B(t)$ z (62), (63) i wykonując nieskomplikowane przekształcenia trygonometryczne, otrzymujemy ostatecznie:

$$c(t) = 1 + m \cos pt \quad (65)$$

W ogólnym przypadku transmisja sygnałów pozbawionych składowej stałej może być w systemie CSSB przeprowadzana bez zniekształceń nieliniarnych również przy niezmienniej w procesie modulacji amplitudzie fali nośnej. Łatwo bowiem zauważyć, że amplitudy trzech składników widmowych sygnału (53) są ze sobą powiązane zależnością:

$$E_2 = \frac{E_1^2}{4E_0} = \frac{m_1^2}{4E_0} \quad (66)$$

Przy stałej amplitudzie fali nośnej ($E_0 = 1$), chwilowa wartość zmodulowanego sygnału w systemie CSSB przy takim założeniu może być wyrażona następująco:

$$e_0(t) = \cos \omega_0 t + m_1 \cos(\omega_0 + p)t + \frac{m_1^2}{4} \cos(\omega_0 + 2p)t \quad (67)$$

Postępując analogicznie jak przy wyprowadzaniu (65), otrzymuje się tu wyrażenie na obwiednię sygnału (67):

$$c(t) = \left(1 + \frac{m_1^2}{4}\right) \left(1 + \frac{m_1}{1 + \frac{m_1^2}{4}} \cos pt\right) = 1 + \frac{m_1^2}{4} + m_1 \cos pt \quad (68)$$

Z analizy tego wyrażenia wynika, że występujący we wzorach (67) i (68) parametr m_1 (do wartości którego nadal jest proporcjonalna amplituda sygnału modulującego) nie może być nazywany w tym przypadku współczynnikiem głębokości modulacji amplitudy przebiegu (67), ponieważ jest on teraz równy:

$$m = \frac{m_1}{1 + \frac{m_1^2}{4}} \quad (69)$$

Chociaż jednak głębokość modulacji amplitudowej m przebiega (67) nie jest proporcjonalna do napięcia sygnału modulującego, to obwiednia tego przebiegu nie wykazuje zniekształceń liniarnych czy nieliniarnych, jak również zniekształceń dynamiki *).

Odpowiedni sygnał jednowstęgowy o niezmienniej amplitudzie fali nośnej może być otrzymany zarówno przy użyciu układu z rys. 10 uzupełnionego dodatkowo kompresorem w obwodzie wejściowym sygnału zmodulowanego (po stopniu SM układu 2 rys. 10), jak też wytworzony

*) Przy odbiorze sygnału (67) za pomocą współczesnych odbiorników radiofonicznych wyposażonych w układy automatycznej regulacji wzmacnienia, w których sygnałem sterującym jest napięcie składowej stałej obwiedni, wystąpią, правда niezbyt duże, zniekształcenia dynamiki (kompresja) transmitowanego sygnału małej częstotliwości.

w znacznie prostszy sposób metodą nieliniarnego (kwadratowego) przekształcenia konwencjonalnego sygnału jednowstęgowego:

$$e_{k_0}(t) = \cos 0,5 \omega_0 t + 0,5 m_1 \cos (0,5 \omega_0 + p) t, \quad (70)$$

gdzie:

0,5 ω_0 — pulsacja fali nośnej pierwotnego sygnału jednowstęgowego,
0,5 m_1 — współczynnik głębokości modulacji sygnału jednowstęgowego proporcjonalny do amplitudy drgania modulującego.

Poddając sygnał $\sqrt{2} e_{k_0}(t)$ przekształceniu kwadratowemu, otrzymujemy:

$$\begin{aligned} [\sqrt{2} e_{k_0}(t)]^2 &= 1 + \frac{m_1^2}{4} + m_1 \cos pt + \cos \omega_0 t + \\ &+ m_1 \cos(\omega_0 + p) + \frac{m_1^2}{4} \cos(\omega_0 + 2p)t = \quad (71) \\ &= 1 + \frac{m_1^2}{4} + m_1 \cos pt + e_0(t) \end{aligned}$$

Po przekształceniu kwadratowym otrzymaliśmy więc trzy sygnały: składową stałą, niezniekształcone drganie modulujące małej częstotliwości oraz sygnał jednowstęgowy postaci (67), spełniający warunek odpowiedniości w stosunku do detektora liniowego. Każdy z tych sygnałów może być przy tym oddzielony od pozostałych za pomocą prostych metod. Opisany sposób wytwarzania sygnału jednowstęgowego, spełniającego warunek odpowiedniości w stosunku do detektora liniowego, nie jest przypadkowy. Wiadomo bowiem, że przekształcenie kwadratowe sygnału jednowstęgowego $e_k(t)$, kompatybilnego w stosunku do kwadratowego detektora obwiedni [11], również w ogólnym przypadku sygnałów modulujących $kx(t)$

$$e_k(t) = \sqrt{1+kx(t)} \cos 0,5 [\omega_0 t + \psi_1(t)] \quad (72)$$

$$\begin{aligned} [\sqrt{2} e_k(t)]^2 &= [1+kx(t)] [1+\cos(\omega_0 t + \psi_1(t))] = \\ &= 1+kx(t)+e(t) \end{aligned} \quad (73)$$

daje w wyniku sygnał modulujący oraz sygnał jednowstęgowy $e(t)$, kompatybilny względem detektora liniowego. Z drugiej strony wiadomo, że konwencjonalny sygnał jednowstęgowy w przypadku modulacji drganiem harmonicznym spełnia warunek kompatybilności (odpowiedniości) w stosunku do detektora kwadratowego. Detektor taki jest przecież przetwornikiem kwadratowym, wyposażonym na wyjściu w filtr dolnoprzepustowy, odfiltrowujący trzy pierwsze składniki sygnału (71).

Zależność (73), pozwalająca z widma sygnału $e_k(t)$ wyznaczyć widmo sygnału $e(t)$, będzie pomocna przy analizie widma emisji nadajnika CSSB w przypadku modulacji drganiem złożonym. Ze względu bowiem na liczbę występujących niewiadomych (amplitudy poszczególnych składników widmowych) znacznie łatwiej jest najpierw wyznaczyć widmo sygnału $e_k(t)$, a potem z niego widmo sygnału $e(t)$ niż bezpośrednio widmo sygnału $e(t)$.

Przejdźmy z kolei do rozpatrzenia widma sygnału CSSB przy modulacji drganiem złożonym.

Przy modulacji drganiem złożonym, składającym się z dwóch sygnałów cząstkowych

$$kx(t) = m_p \cos pt + m_q \cos qt \quad (74)$$

dla wymiernego stosunku pulsacji

$$p = \frac{l}{n} q \quad (75)$$

gdzie l, n — nie mające wspólnego dzielnika liczby naturalne, ($l < n$).

Można znaleźć takie $\Omega = \frac{q}{n}$, przy którym:

$$p = l\Omega, \quad q = n\Omega \quad (76)$$

W tych warunkach sygnał modulujący jest równy:

$$kx(t) = m_p \cos l\Omega t + m_q \cos n\Omega t \quad (77)$$

Rozwińmy w szereg potęgowy, wyrażenie $\ln [1 + kx(t)]$

$$\ln [1 + kx(t)] = kx(t) - \frac{[kx(t)]^2}{2} + \frac{[kx(t)]^3}{3} - \frac{[kx(t)]^4}{4} + \dots \quad (78)$$

Łatwo zauważyć, że przy $kx(t)$ spełniającym warunek (77) widmo sygnału $\ln[1 + kx(t)]$, a więc i widmo sygnału $\psi_1(t) = \widehat{\ln[1 + kx(t)]}$, ma strukturę ziarnistą o odstępach pulsacji Ω . Przy fazowej modulacji fali nośnej sygnałem $\psi_1(t)$ o dewiacji $\Theta_{max} = 0,5\psi_{1max}$ widmo sygnału zmodulowanego będzie mieć również strukturę ziarnistą o takim samym odstępach pulsacji. Modulując dodatkowo taki przebieg w amplitudzie sygnałem $1 + kx(t)$ (o odstępach pulsacji wynoszącym również Ω) otrzymuje się sygnał $e_k(t)$ o następującej ogólnej postaci:

$$e_k(t) = Y_0 [\cos 0,5 \omega_0 t + \sum_{i=1}^n Y_i \cos (0,5 \omega_0 + i \Omega) t], \quad (79)$$

gdzie Y_0 — amplituda fali nośnej, Y_i — względne amplitudy składników bocznych.

Jeśli chcemy obecnie, aby sygnał małej częstotliwości, uzyskiwany w wyniku demodulacji przebiegu (79) za pomocą kwadratowego detektora obwiedni, nie różnił się od sygnału transmitowanego $kx(t)$, to należy spełnić warunek:

$$\begin{aligned} (1 + \sum_{i=1}^n Y_i \cos i \Omega t)^2 + \left(\sum_{i=1}^n Y_i \sin i \Omega t \right)^2 = \\ = m_p \cos l \Omega t + m_q \cos n \Omega t \end{aligned} \quad (80)$$

Przyrównując współczynniki przy jednakowych argumentach sinusów i kosinusów lewej i prawej strony równania (80), można wyznaczyć ściśle wartości niewiadomych amplitud składników widmowych Y_i . Zaniechajmy ścisłego rozwiązania zagadnienia z powodu znacznych trudności, dopuśćmy istnienie w sygnale zdemodulowanym, oprócz składowych pożądaných o pulsacjach $l\Omega$ i $n\Omega$, również i składowych niepożądaných (intermodulacyjnych), o pulsacjach $i\Omega$ ($i \neq l$, $i \neq n$), które nie występowały w sygnale modulującym $kx(t)$. Zażądajmy jednak przy tym, aby amplituda każdego z niepożądaných składników nie przekraczała dowolnie małej wartości δ_i . Wypełnienie takiego warunku prowadzi do następującego układu równań:

$$\begin{aligned} Y_1 + Y_1 Y_2 + Y_2 Y_3 + \dots + Y_{n-1} Y_n &= \delta_1 \\ Y_2 + Y_1 Y_3 + Y_2 Y_4 + \dots + Y_{n-2} Y_n &= \delta_2 \\ Y_3 + Y_1 Y_4 + Y_2 Y_5 + \dots + Y_{n-3} Y_n &= \delta_3 \\ \dots & \\ Y_1 + \dots + Y_{n-1} Y_n &= \frac{1}{2} m_p \\ \dots & \\ Y_{n-1} + Y_1 Y_n &= \delta_{n-1} \\ Y_n &= \frac{1}{2} m_q \end{aligned} \quad (81)$$

Przy różnych stosunkach wartości pulsacji p i q , to jest przy różnych wartościach l i n , układ równań nieliniowych (81) będzie zawierał różną liczbę niewiadomych Y_i i posiadał 2^n rozwiązań. Praktyczne znaczenie ma jednak tylko takie rozwiązanie, które można otrzymać tą samą metodą, niezależnie od wartości liczb l i n . Taką metodą jest np. metoda iteracyjna, polegająca na wyznaczeniu ciągu rozwiązań przybliżonych układu (81), zbieżnego do rozwiązania ścisłego [19]. Początkowe przybliżenie widma sygnału zmodulowanego wynika z fizycznych własności, jakie musi mieć ten sygnał, aby przy kwadratowej demodulacji

powstawały przede wszystkim składniki obecne w sygnale modulującym (77). Początkowym przybliżeniem widma sygnału zmodulowanego będzie więc sygnał $e_{k0}(t)$, składający się z fali nośnej o pulsacji $0,5 \omega_0$ oraz dwóch składników bocznych o pulsacjach $0,5\omega_0 + p = 0,5\omega_0 + l\Omega$, $0,5\omega_0 + q = 0,5\omega_0 + n\Omega$ i amplitudach odpowiednio równych:

$$Y_l = \frac{1}{2} m_p \quad \text{oraz} \quad Y_n = \frac{1}{2} m_q \quad (82)$$

W wyniku kwadratowej detekcji takiego sygnału, oprócz składników pożądaných o pulsacjach $p = l\Omega$ i $q = n\Omega$, powstaje również niepożądane drganie intermodulacyjne o pulsacji $q - p = (n - l)\Omega$ i o amplitudzie:

$$\delta_{n-l} = \frac{1}{2} m_p m_q \quad (83)$$

Dla eliminacji tego drgania w widmie przebiegu jednowstęgowego powinien być obecny składnik o pulsacji $0,5\omega_0 + (n-l)\Omega$ i amplitudzie równej

$$Y_{l-n} = -\frac{1}{2} \delta_{n-l} \quad (84)$$

Tak więc po pierwszej iteracji otrzymuje się sygnał jednowstęgowy o następującej postaci:

$$e_{k1}(t) = \cos 0,5\omega_0 t + \frac{1}{2} m_p \cos(0,5\omega_0 + l\Omega)t + \\ + \frac{1}{2} m_q \cos(0,5\omega_0 + n\Omega)t - \frac{1}{4} m_p m_q \cos[0,5\omega_0 + (n-l)\Omega]t \quad (85)$$

Przebieg będący kwadratem obwiedni sygnału (85), nie zawierając składnika intermodulacyjnego o pulsacji $(n-l)$, zawiera jednak nowy składnik niepożądany o pulsacji $(n-2l)$

$$\delta_{n-2l} \cos(n-2l)\Omega t = -\frac{1}{4} m_p^2 m_q \cos(n-2l)\Omega t, \quad (86)$$

a ponadto dodatkowy składnik o pulsacji $l\Omega$, równej pulsacji jednego ze składników sygnału modulującego (77),

$$\delta_l \cos l\Omega t = -\frac{1}{4} m_p m_q^2 \cos l\Omega t \quad (87)$$

Dla eliminacji składnika niepożądanego (86) w drugiej iteracji wystarczyłoby do widma sygnału (85) dodać dodatkowo składnik o pulsacji $0,5\omega_0 + (n-2l)\Omega$ i o amplitudzie:

$$Y_{n-2l} = -\frac{1}{2} \delta_{n-2l} \quad (88)$$

W związku jednak z tym, że w praktycznych układach syntezy przebiegu jednowstęgowego byłoby trudno wydzielić selektywnie z kwadratu obwiedni sygnału (85) tylko składnik (86), w drugiej iteracji do widma sygnału (85) należy dodać oprócz składnika (88) również składnik o pulsacji $0,5\omega_0 + l\Omega$ i o amplitudzie $-\frac{1}{2} \delta_l$.

W wyniku tego otrzymuje się następujące trzecie przybliżenie poszukiwanego sygnału:

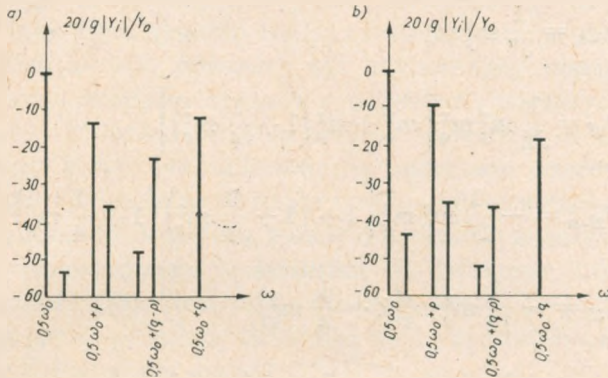
$$\begin{aligned}
 e_{k2}(t) = & \cos 0,5\omega_0 t + \frac{1}{2} m_p \left(1 + \frac{1}{4} m_q^2\right) \cos(0,5\omega_0 + l\Omega) t + \\
 & + \frac{1}{2} m_q \cos(0,5\omega_0 + n\Omega) t - \frac{1}{4} m_p m_q \cos[0,5\omega_0 + (n-l)\Omega] t + \\
 & + \frac{1}{8} m_p^2 m_q \cos(0,5\omega_0 + |n-2l|\Omega) t.
 \end{aligned} \tag{89}$$

Wykonując analogiczną metodą następną iterację, można otrzymać jednowstęgowy sygnał $e_{k3}(t)$, o następujących składnikach widmowych *).

Pulsacja składnika	Amplituda składnika	
$0,5\omega_0$	$Y_0 = 1$	
$0,5\omega_0 + l\Omega$	$Y_l = \frac{1}{2} m_p \left(1 + \frac{1}{4} m_q^2 + \frac{1}{16} m_p^2 m_q^2\right)$	(90)
$0,5\omega_0 + l-n \Omega$	$Y_{l-n} = -\frac{1}{4} m_p m_q \left(1 + \frac{1}{4} m_q^2\right)$	(91)
$0,5\omega_0 + 2l\Omega$	$Y_{2l} = -\frac{1}{16} m_p^2 m_q^2$	(92)
$0,5\omega_0 + 2l-n \Omega$	$Y_{2-ln} = \frac{1}{8} m_p^2 m_q \left(1 + \frac{1}{4} m_q^2\right)$	(93)
$0,5\omega_0 + 3l-n \Omega$	$Y_{3l-n} = -\frac{1}{16} m_p^3 m_q \left(1 + \frac{1}{4} m_q^2\right)$	(94)
$0,5\omega_0 + n\Omega$	$Y_n = \frac{1}{2} m_q$	(95)

*) $Y_{il-jn} = 0$, jeżeli $|il - jn| > n$; $i = 0, 1, 2, \dots$, $j = 0, 1, 2, \dots$

Na rysunku 14 przedstawiono widmo sygnału $e_{k3}(t)$ ze składnikami obliczonymi według wzorów (90 do 95) w przypadku, gdy stosunek pulsacji sygnałów modulujących $p/q = 0,3$, a współczynniki m_p i m_q , charak-



Rys. 14. Widmo sygnału jednowstęgowego, spełniającego warunek odpowiedniości w stosunku do detektora kwadratowego, przy modulacji przebiegiem złożonym zawierającym dwa drgania harmoniczne o stosunku pulsacji $p/q = 0,3$ — dla przypadku, gdy: a) $m_p = m_q = 0,5$; b) $m_p = 0,75$, $m_q = 0,25$

teryzujące cząstkowe współczynniki głębokości modulacji amplitudowej sygnału $e_{k3}(t)$, są odpowiednio równe:

$$m_p = m_q = 0,5 \quad \text{i} \quad m_p = 0,75, \quad m_q = 0,25$$

Kontynuując opisany proces iteracyjny można znaleźć dalsze, bardziej dokładne rozwiązania układu równań (81). Pozwoli to wyznaczyć amplitudy pozostałych składników bocznych, otrzymując w rezultacie sygnał jednowstęgowy o dowolnie małych zniekształceniach intermodulacyjnych i harmonicznym kwadracie obwiedni. Jednak jak łatwo się przekonać, już po trzech iteracjach składniki niepożądane, występujące w kwadracie obwiedni takiego sygnału jednowstęgowego, mają amplitudy nie przekraczające poziomu -46 dB ($0,5^0/0$) w stosunku do wypadkowej amplitudy sygnału pożądanego. Podstawiając bowiem do (80) amplitudy odpowiednich składników widma przebiegu $e_{k3}(t)$, można otrzymać następujące wzory na amplitudy składników widma sygnału małej częstotliwości, uzyskanego w wyniku kwadratowej detekcji przebiegu $e_{k3}(t)$:

Pulsacja składnika Amplituda składnika

$$p = l\Omega \quad C_l \approx m_p \left(1 - \frac{1}{16} m_q^4 \right) \quad (96)$$

$$q = n\Omega \quad C_n \approx m_q \quad (97)$$

$$0 \quad C_0 \approx 1 + \frac{1}{4} \left(m_p^2 + m_q^2 + \frac{3}{4} m_p^2 m_q^2 \right) \quad (98)$$

$$|l-n| \quad \delta_{l-n} = \frac{1}{32} m_p^3 m_q \quad (99)$$

$$2l\Omega \quad \delta_{2l} = \frac{1}{32} m_p^2 m_q^2 \left[m_q^2 + m_p^2 \left(1 + \frac{1}{4} m_q^2 \right) \right] \quad (100)$$

$$|2l-n|\Omega \quad \delta_{2l-n} = -\frac{1}{16} m_p^2 m_q^3 \left[1 + \left(1 + \frac{1}{4} m_q^2 \right) \left(1 + \frac{1}{4} m_p^2 \right) \right] \quad (101)$$

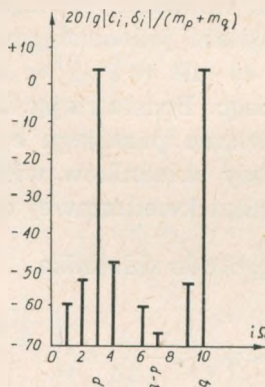
$$3l\Omega \quad \delta_{3l} = -\frac{1}{16} m_p^3 m_q^2 \left(1 + \frac{1}{4} m_q^2 \right) \quad (102)$$

$$|3l-n|\Omega \quad \delta_{3l-n} = \frac{1}{16} m_p^3 m_q^3 \left(1 + \frac{1}{4} m_q^2 \right) \left(1 + \frac{1}{8} m_p^2 \right) \quad (103)$$

$$|4l-n|\Omega \quad \delta_{4l-n} = -\frac{1}{16} m_p^4 m_q \left(1 + \frac{1}{4} m_q^2 \right) \left[\left(1 + \frac{1}{4} m_q^2 \right)^2 + \frac{1}{16} m_p^2 m_q^2 \right] \quad (104)$$

$$|5l-n|\Omega \quad \delta_{5l-n} = \frac{1}{128} m_p^5 m_q^3 \left(1 + \frac{1}{4} m_q^2 \right) \quad (105)$$

Wzory (96 do 105) zostały otrzymane przy podstawieniu do (80) wszystkich wymienionych w (90 do 95) składników widma sygnału $e_{k3}(t)$. Jeżeli jednak któryś z tych składników leży poza pasmem pulsacji $0,5\omega_0 \div$



Rys. 15. Widmo kwadratu obwiedni sygnału jednowstęgowego z rys. 14a

$\div 0,5 + q$, to wówczas — dla zachowania tej samej szerokości widma sygnału zmodulowanego co i sygnału modulującego — należy składnik taki z sygnału zmodulowanego odrzucić (np. przy użyciu odpowiedniego filtra środkowoprzepustowego). Aby nie prowadziło to do wzrostu zniekształceń nieliniarnych sygnału małej częstotliwości po detektorze kwadratowym, detektor taki powinien być wyposażony dodatkowo w filtr dolnoprzepustowy, tłumiący sygnały o pulsacjach większych od q .

Na rysunku 15 przedstawiono widmo kwadratu obwiedni sygnału jednowstęgowego z rys. 14a, obliczone na podstawie wzorów (96 do 105).

Obecnie, po znalezieniu widma sygnału jednowstęgowego, odpowiedniego w stosunku do detektora kwadratowego, wyznaczmy widmo sygnału CSSB, odpowiedniego w stosunku do detektora liniowego, wykorzystując zależność (73). Realizując przekształcenie kwadratowe sygnału $e_{k3}(t)$ i odrzucając niepożądane składniki małej częstotliwości (symbol \tilde{z}) otrzymuje się następujący sygnał CSSB *):

$$e_3(t) = [\sqrt{2} e_{k3}(t)]^2 | \tilde{z} = E_0 + \sum_{i=1}^{i=2n} E_i \cos[\omega_0 + i \Omega(t)] \quad (106)$$

Amplitudy poszczególnych składników widmowych E_i sygnału (106) są powiązane z odpowiednimi składnikami widmowymi Y_i sygnału $e_{k3}(t)$ następującymi zależnościami:

Pulsacja składnika Amplituda składnika

$$\omega_0 \quad E_0 = 0 \quad (107)$$

$$\omega_0 + l \Omega \quad E_l = 2(Y_l + Y_n Y_{l-n}) \quad (108)$$

$$\omega_0 + |l-n| \Omega \quad E_{l-n} = 2Y_{l-n} \quad (109)$$

$$\omega_0 + |l+n| \Omega \quad E_{l+n} = 2Y_l Y_n \quad (110)$$

$$\omega_0 + 2l \Omega \quad E_{2l} = Y_l^2 + 2(Y_{2l} + Y_n Y_{2l-n}) \quad (111)$$

$$\omega_0 + |2l-n| \Omega \quad E_{2l-n} = 2(Y_{2l-n} + Y_l Y_{l-n}) \quad (112)$$

$$\omega_0 + |2l+n| \Omega \quad E_{2l+n} = 2Y_n Y_{2l} \quad (113)$$

$$\omega_0 + |3l-2n| \Omega \quad E_{2l-2n} = Y_{l-n}^2 \quad (114)$$

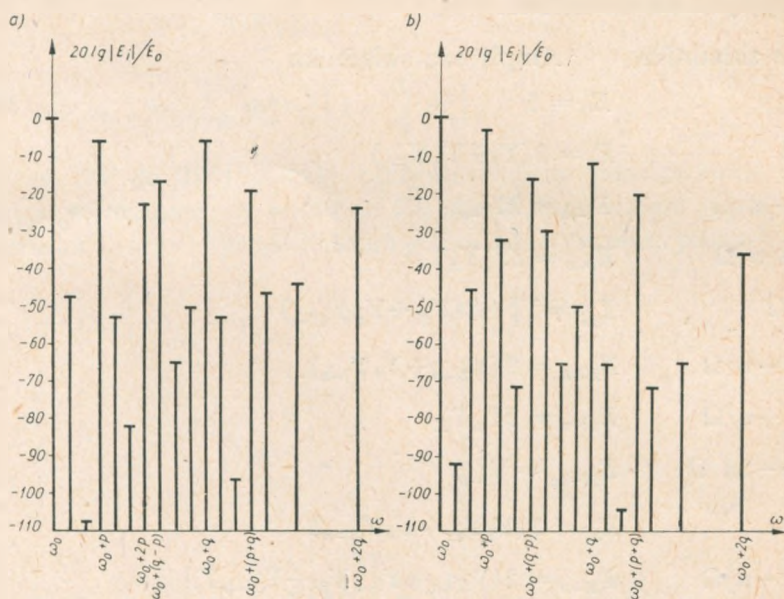
$$\omega_0 + 3l \Omega \quad E_{3l} = 2(Y_l Y_{2l} + Y_n Y_{3l-n}) \quad (115)$$

$$\omega_0 + |3l-n| \Omega \quad E_{3l-n} = 2(Y_{3l-n} + Y_{l-n} Y_{2l} + Y_{2l-n} Y_l) \quad (116)$$

* Obwiednia sygnału (106) będzie zawierać te same składniki widmowe co i kwadrat obwiedni sygnału jednowstęgowego $e_{k3}(t)$ — wzory (96 do 105). Wynika to bezpośrednio z analizy zależności (73), (79), (80).

Pulsacja składnika	Amplituda składnika	
$\omega_0 + 3l - 2n \Omega$	$E_{3l-2n} = 2Y_{l-n} Y_{2l-n}$	(117)
$\omega_0 + 4l \Omega$	$E_{4l} = Y_{2l}^2$	(118)
$\omega_0 + 4l - n \Omega$	$E_{4l-n} = 2(Y_l Y_{3l-n} + Y_{2l-n} Y_{2l})$	(119)
$\omega_0 + 4l - 2n \Omega$	$E_{4l-2n} = Y_{2l-n}^2 + 2Y_{l-n} Y_{3l-n}$	(120)
$\omega_0 + 5l - n \Omega$	$E_{5l-n} = 2Y_{3l-n} Y_{2l}$	(121)
$\omega_0 + 5l - 2n \Omega$	$E_{5l-2n} = 2Y_{2l-n} Y_{3l-n}$	(122)
$\omega_0 + 6l - 2n \Omega$	$E_{6l-2n} = Y_{3l-n}^2$	(123)
$\omega_0 + n \Omega$	$E_n = 2Y_n$	(124)
$\omega_0 + 2n \Omega$	$E_{2n} = Y_n^2$	(125)

Na rysunku 16 przedstawiono widma sygnału CSSB przy modulacji przebiegiem złożonym, zawierającym dwa drgania harmoniczne o parametrach analogicznych do przypadków pokazanych na rys. 14. Widma te obliczono na podstawie zależności (107) do (125). Jak widać, dominujący-



Rys. 16. Widmo sygnału jednowstęgowego, odpowiedniego względem detektora liniowego, przy modulacji przebiegiem złożonym, zawierającym dwa drgania harmoniczne o stosunku pulsacji $p/q = 0,3$, otrzymane przez kwadratowe przekształcenie sygnałów o widmach przedstawionych odpowiednio na rys. 14a) i b)

mi składnikami tych widm są poza falą nośną składniki odpowiadające pulsacjom podstawowym obu cząstkowych sygnałów modulujących (p , q), drganiom ich harmonicznym ($2p$, $2q$), a także pierwszym produktem mieszania ($p \pm q$). Położone pomiędzy tymi składnikami inne drgania mają wyraźnie mniejsze poziomy, nie przekraczające w stosunku do fali nośnej -40 dB (1%).

Rysunek 16 pokazuje ponadto wpływ zmiany wzajemnych stosunków amplitudowych pomiędzy cząstkowymi drganiami modulującymi na rozkład widmowy energii sygnału zmodulowanego.

Metoda wyznaczania widma sygnału CSSB, przy modulacji przebiegiem złożonym zawierającym więcej niż dwa drgania cząstkowe o wymiernym stosunku pulsacji, nie odbiega od rozpatrzonego wyżej przypadku modulacji sygnałem dwutonowym.

Przy dowolnej skończonej liczbie cząstkowych składników modulujących o pulsacjach

$$p_i = \frac{l_i}{n_i} q \quad (126)$$

gdzie:

q — największa pulsacja występująca w sygnale modulującym,
 l_i, n_i — nie mające wspólnego dzielnika liczby naturalne ($l_i < n_i$).

Widmą obu sygnałów jednowstęgowych $e_k(t)$ i $e(t)$, odpowiednich w stosunku do detektorów kwadratowego i liniowego, będą mieć również strukturę ziarnistą o skoku pulsacji równym

$$\Omega = \frac{q}{\gamma}, \quad (127)$$

przy czym γ jest najmniejszą wspólną wielokrotną wszystkich n_i naturalnych.

Warunek, aby informacja zawarta w kwadracie obwiedni przebiegu $e_k(t)$ także i w tym przypadku nie różniła się od sygnału transmitowanego, prowadzi do układu równań różniącego się od (81) tylko tym, że nie w dwóch, a w większej liczbie równań współczynniki δ_i są zamienione współczynnikami $\frac{1}{2} m_i$.

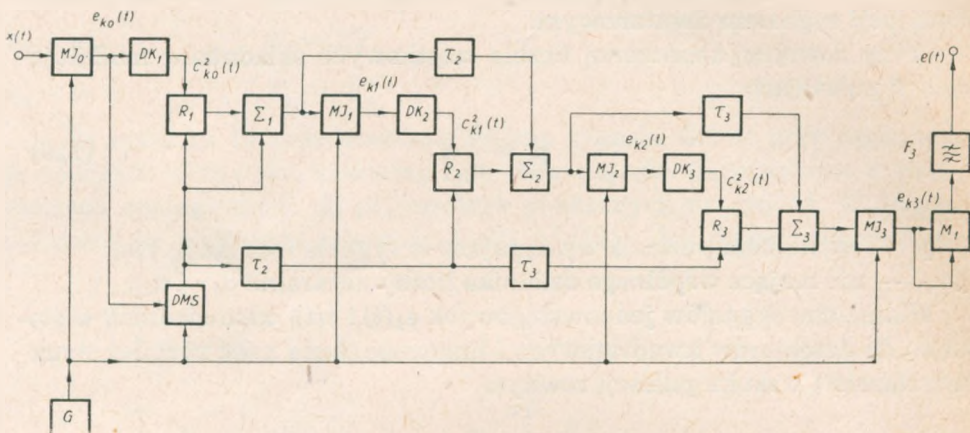
Przy niewymiernym stosunku pulsacji cząstkowych sygnałów modulujących poszczególne składniki widmowe przebiegu $e(t)$ leżą nieskończenie blisko siebie — z tym jednak, że ogólna liczba składników widmowych tego przebiegu, leżących w pasmie $\omega_0 \div \omega_0 + 2q$, jest skończona [10].

Również i w tym przypadku znaczące amplitudy mają (poza falą nośną) jedynie składniki o pulsacjach odpowiadających pulsacjom pierwszym i drugim harmonicznym sygnałów cząstkowych (p_i , q_i , $2p_i$, $2q_i$) oraz pierwszym produktem mieszania drgań cząstkowych.

4. WYTWARZANIE SYGNAŁU CSSB ZA POMOCĄ NIELINEARNYCH PRZEKSZTAŁCENŃ KONWENCJONALNEGO SYGNAŁU JEDNOWSTĘGOWEGO

Opisana poprzednio metoda wyznaczania widma sygnału CSSB przy modulacji przebiegiem złożonym może stanowić podstawę do syntezy układu pozwalającego wytworzyć sygnał o widmie praktycznie ściśle jednowstęgowym, będący quasi odpowiednim w stosunku do detektora liniowego.

Uproszczony schemat blokowy takiego układu jest przedstawiony na rys. 17.



Rys. 17. Uproszczony schemat blokowy układu do wytwarzania sygnału zmodulowanego o widmie jednowstęgowym i quasi-kompatybilnej obwiedni

W tym układzie można wydzielić trzy podstawowe człony funkcjonalne:

- człon wytwarzający konwencjonalny sygnał jednowstęgowy $e_{k0}(t)$ o nie wytłumionej fali nośnej,
- człon korekcji widma i obwiedni sygnału $e_{k0}(t)$, pozwalający wytworzyć z tego sygnału, metodą kolejnych przybliżeń, sygnał $e_{kn}(t)$, dostatecznie mało różniący się od idealnego sygnału jednowstęgowego, odpowiedniego w stosunku do detektora kwadratowego,
- człon realizujący przekształcenie sygnału jednowstęgowego, quasi odpowiedniego w stosunku do detektora kwadratowego, w sygnał jednowstęgowy quasi odpowiedni w stosunku do detektora liniowego.

Pierwszy z tych członów zawiera generator fali nośnej G oraz modulator jednowstęgowy MJ_0 .

W skład członu b wchodzi n szeregowo połączonych stopni korekcji-

nych (w rozpatrywanym przypadku $n = 3$), z których każdy zawiera: kwadratowy detektor obwiedni z filtrem dolnoprzepustowym DK_n , układ R_n porównujący kwadrat obwiedni sygnału $e_{k(n-1)}$ z sygnałem transmitywnym $kx(t)$ i wytwarzający sygnał różnicowy δ_n , układ sumujący Σ_n oraz modulator jednowstęgowy MJ_n . Pierwszy stopień korekcji wyposażony ponadto jest w detektor synchroniczny DMS , a drugi i następne stopnie — w układy opóźniające τ_n .

Ostatni z członów podstawowych zawiera układ M_1 , realizujący przekształcenie kwadratowe sygnału $e_{kn}(t)$, oraz filtr F_3 (środkowo względnie górnoprzepustowy $\tilde{~}; \tilde{~}$) do wydzielenia z sygnału $e_{kn}(t)$ jego składników wielkiej częstotliwości.

Człony a i c układu z rys. 17 są od dawna stosowane w praktyce i ich wykonanie w taki sposób, aby amplituda pozapasmowych składników widma sygnału jednowstęgowego nie przekraczały wymaganych w radiokomunikacji poziomów, nie przedstawia w chwili obecnej zasadniczych trudności.

Znacznie trudniejszym problemem jest realizacja członu korekcji widma i obwiedni sygnału jednowstęgowego. Jest to spowodowane koniecznością przeprowadzania w drugim i następnych stopniach tego członu precyzyjnej kompensacji opóźnień czasowych wprowadzanych przez filtry środkowoprzepustowe lub przesuwniki fazowe modulatorów jednowstęgowych, a także filtry dolnoprzepustowe detektorów kwadratowych. Można bowiem wykazać, że w kolejnej iteracji dla eliminacji z kwadratu obwiedni sygnału $e_{kn}(t)$ przewidzianych składników intermodulacyjnych zarówno amplitudy jak i fazy początkowe sygnałów korekcji, wytwarzanych na zaciskach wyjściowych układów R_n , muszą pozostawać w ściśle określonych stosunkach z amplitudami i fazami początkowymi pozostałych składników widmowych sygnału na wejściu odpowiedniego modulatora jednowstęgowego.

I tak fazy początkowe składników widmowych sygnałów małej częstotliwości, doprowadzanych *) do modulatorów jednowstęgowych $MJ_n (n \geq 1)$, powinny być równe zeru względnie π (dla niektórych składników korekcji) lub też różnić się od tych wartości o $\varphi(\Omega)$ — proporcjonalnie do pulsacji danego składnika.

Jeżeli natomiast chodzi o zmianę wzajemnych stosunków amplitudowych pomiędzy składnikami widmowymi rozpatrywanego sygnału, to

*) Warunek ten dotyczy układów, w których sygnał jednowstęgowy jest wytwarzany metodą filtracji. Przy wytwarzaniu tego sygnału metodą kompensacji — ten sam warunek powinien spełniać sygnał na wyjściu szerokopasmowego przesuwnika fazowego w układzie modulatora jednowstęgowego.

dopuszczalne są jedynie takie zmiany, które można traktować jako równoważne zmianom amplitud drgań cząstkowych transmitowanego sygnału $kx(t)$.

Aby sygnały wejściowe modulatorów jednowstęgowych w drugim i w następnych stopniach korekcji spełniały powyższe warunki, to dolno-przepustowe filtry detektorów DK_n w tych stopniach powinny mieć linearne charakterystyki fazowe i płaskie charakterystyki tłumieniowe w pasmie częstotliwości $0 \div \frac{q}{2\pi}$, gdzie q jest największą pulsacją występującą w widmie sygnału $x(t)$.

Identyczną zależność powinny mieć przebiegi charakterystyk przenoszenia szerokopasmowych przesuwników fazowych w układach generacji sygnałów jednowstęgowych z wykorzystaniem metody kompensacji względnie (w pasmie pulsacji $0,5\omega_0 \div 0,5\omega_0 + q$) charakterystyki przenoszenia filtrów pasmowo-przepustowych w układach wykorzystujących metodę filtracji. Dla zapewnienia właściwych stosunków amplitudowo-fazowych pomiędzy składnikami widmowymi sygnału doprowadzanego do modulatora jednowstęgowego MJ_1 pierwszego stopnia korekcji można i w tym stopniu włączyć układy opóźniające, analogiczne do zastosowanych w następnych stopniach. Jednak znacznie lepsze wyniki można uzyskać przy zastosowaniu w tym stopniu *) detekcji synchronicznej, pozwalającej odtworzyć transmitowany sygnał zasadniczo bez zniekształceń nieliniarnych. Zniekształcenia fazowe i tłumieniowe tego sygnału są równe zniekształceniom fazowym i tłumieniowym jego odpowiedników wielkiej częstotliwości w widmie sygnału $e_{k0}(t)$.

Przy takim układzie pierwszego stopnia korekcji zniekształcenia fazowe wprowadzane przy transmisji sygnału akustycznego przez elementy modulatora jednowstęgowego MJ_0 mogą być dowolne, a zniekształcenia tłumieniowe są ograniczone wyłącznie dopuszczalnymi zniekształceniemi tłumieniowymi sygnału transmitowanego. Wykonanie filtrów dolnoprzepustowych stosowanych w detektorach DK_1 i DMS pierwszego stopnia korekcji jest również znacznie łatwiejsze niż filtrów detektorów DK_n następnych stopni korekcji, pomimo identycznych wymagań odnośnie przebiegu ich charakterystyk fazowych i tłumieniowych w pasmie przepustowym ($0 \div q$). Filtry dolnoprzepustowe pierwszego stopnia korekcji powinny bowiem wprowadzać znaczne tłumienie dopiero przy pulsacjach leżących w pobliżu pulsacji fali nośnej sygnału $e_{kn}(t)$, a filtry następnych stopni powinny już skutecznie tłumić sygnały o pulsacjach większych od q .

*) Podobne rozwiązanie nie może być stosowane w następnych stopniach korekcji, gdyż sygnał otrzymany w wyniku detekcji synchronicznej będzie zawierał oprócz składników obecnych w pierwotnym sygnale modulującym $x(t)$ również i składniki intermodulacyjne.

Przy realizacji układu z rys. 17 mogą wystąpić poważne trudności w utrzymaniu zniekształceń nieliniarnych obwiedni sygnału wyjściowego $e(t)$ na wymaganym dla służby radiofonicznej poziomie wskutek trudnych do uniknięcia (zwłaszcza w drugim i w następnych stopniach korekcji) błędów amplitudowo-fazowych. Z tego też względu układ ten, pozwalając wytworzyć sygnał o prawie ściśle jednowstęgowym widmie, nadaje się do zastosowania przede wszystkim w urządzeniach nadawczych służby profesjonalnej. Dopuszczalny poziom zniekształceń nieliniarnych transmitowanego sygnału jest tu bowiem znacznie wyższy, natomiast szczególną uwagę zwraca się na tłumienie pozapasmowych składników widma emisji zmodulowanego sygnału.

Dla służby radiofonicznej byłoby raczej bardziej przydatne urządzenie nadawcze wytwarzające sygnał zmodulowany o obwiedni możliwie ściśle odpowiedniej w stosunku do detektora liniowego i widmie quissi jednowstęgowym. Poddając sygnał wyjściowy $e(t)$ układu z rys. 17 dodatkowym przekształceniom (eliminacja obwiedni zniekształconej i odtworzenie obwiedni właściwej) można wytworzyć sygnał zmodulowany o powyższych właściwościach. Chociaż taki sygnał nie ma widma ściśle jednowstęgowego, to jednak będzie on w dalszej części tej pracy oznaczany jako CSSB. Jest to uzasadnione tym, że sygnał taki spełnia warunek odpowiedniości dla radiofonii, oraz że zasadnicza część energii takiego sygnału jest nadal skoncentrowana głównie w jednej wstędze bocznej.

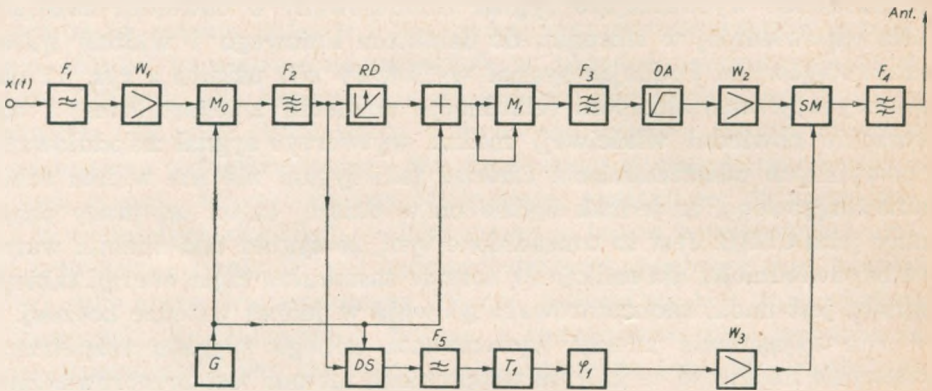
Dla wyjaśnienia zasady wytwarzania takiego sygnału rozpatrzmy urządzenie nadawcze, w którym wspomnianą metodą jest przeprowadzana korekcja zniekształceń obwiedni sygnału, uzyskiwanego w wyniku kwadratowego przekształcenia drgania $e_{k0}(t)$, będącego początkowym przybliżeniem sygnału jednowstęgowego, spełniającego warunek odpowiedniości w stosunku do kwadratowego detektora.

Schemat blokowy urządzenia ^{*)}, do którego wchodzi dwa spośród trzech głównych członów funkcjonalnych układu poprzednio omówionego (człony a, c) jest przedstawiony na rys. 18. Do elementów przetransponowanych z poprzedniego układu i służących do tego samego celu należy zaliczyć również demodulator synchroniczny DMS (przedstawiony na rys. 18 w postaci detektora DS i filtra dolnoprzepustowego F_5), a także filtr dolnoprzepustowy F_1 nie pokazany na uproszczonym schemacie blokowym (rys. 17), który jest zwykle używany w obwodach wejściowych urządzeń jednowstęgowych do ograniczania widma częstotliwości transmitowanego sygnału.

Sygnał o wytłumionej fali nośnej, który występuje na wyjściu modu-

^{*)} Jest to podstawowa odmiana układu urządzenia opracowanego w N.V. Philips Research Laboratories, Eindhoven, Holandia [21].

latora jednowstęgowego MJ_0 (przedstawionego na rys. 18 w postaci modulatora zrównoważonego M_0 i filtra F_2) jest doprowadzany do układu M_1 o charakterystyce kwadratowej, po przejściu przez regulator dynamiki RD i układ sumujący „+”. Po wydzieleniu za pomocą filtra F_3 składników wielkiej częstotliwości sygnału $e^2_{k_0}(t)$ sygnał będzie miał widmo ściśle jednowstęgowe, lecz zniekształconą obwiednię w przypadku modulacji sygnałem złożonym. Sygnał taki jest następnie doprowadzany do ogranicznika amplitudy OA . Sygnał nośny po ograniczeniu i odpowiednim wzmocnieniu jest doprowadzany z kolei do modulatora SM , w którym jest on modulowany amplitudowo pierwotnym sygnałem modulującym odtworzonym w demodulatorze synchronicznym (DS, F_5).



Rys. 18. Schemat blokowy układu do wytwarzania sygnału CSSB metodą Philipsa (odmiana podstawowa)

Znajdujące się w torze małej częstotliwości układy T_1 i φ_1 są przeznaczone do korekcji charakterystyki tłumieniowej i fazowej wzmacniacza W_3 sterującego modulator amplitudowy SM .

Przejdźmy teraz do wyznaczenia widma sygnału CSSB wytwarzanego tą metodą. W przypadku modulacji nadajnika sygnałem harmonicznym widmo sygnału zmodulowanego, występującego na wyjściu filtra wyjściowego F_4 , może być znalezione w oparciu o już wyprowadzone zależności. Załóżmy na razie, że znajdujący się w torze wielkiej częstotliwości rozpatrywanego urządzenia regulator dynamiki RD nie zmienia stosunku pomiędzy współczynnikiem modulacji sygnału jednowstęgowego doprowadzanego do układu M_1 o charakterystyce kwadratowej, a napięciem małej częstotliwości doprowadzanym do modulatora amplitudowego SM . W takim przypadku sygnał jednowstęgowy występujący na wejściu układu M_1 jest, jak to już podano wyżej, opisywany zależnością (70), a sygnał na wyjściu filtra F_3 zależnością (67).

Podstawiając do (67) wyznaczony z (69) współczynnik m_1 równy

$$m_1 = \frac{1 - \sqrt{1 - m^2}}{m}, \quad (128)$$

znajdujemy następujące równoważne przedstawienie sygnału (67):

$$e(t) = \frac{2}{1 + \sqrt{1 - m^2}} \left[\frac{1 + \sqrt{1 - m^2}}{2} \cos \omega_0 t + m \cos(\omega_0 + p)t + \right. \\ \left. + \frac{1 - \sqrt{1 - m^2}}{2} \cos(\omega_0 + 2p)t \right] \quad (129)$$

Z porównania otrzymanej zależności z (54), (53) i (43) wynika, że sygnał (129) może być również wyrażony przez:

$$e(t) = \frac{2}{1 + \sqrt{1 - m^2}} (1 + m \cos pt) \cos[\omega_0 + \psi_1(t)] \quad (130)$$

Przeprowadzając idealne ograniczanie amplitudy tego sygnału (możliwe tylko przy $m < 1$) otrzymujemy:

$$e_f'(t) = a \cos[\omega_0 t + \psi_1(t)] \quad (131)$$

Występujący we wzorze (131) stały współczynnik „ a ” jest zależny od parametrów ogranicznika amplitudy OA . Tak więc, zmodulowany fazowo sygnał nośny, doprowadzany do modulatora SM rozpatrywanego urządzenia, po sprowadzeniu jego amplitudy do 1 jest równy:

$$e_f(t) = \cos[\omega_0 t + \psi_1(t)] \quad (132)$$

Pamiętając, że widmo funkcji modulującej sygnału $-e^{j\psi_1(t)}$ jest dane przez (51), a widmo sygnału zmodulowanego

$$e_f(t) = R_e e^{j\psi_1(t)} e^{j\omega_0 t} \quad (133)$$

nie różni się niczym (poza przesunięciem na skali częstotliwości o wartość $2\pi\omega_0$) od widma jego funkcji modulującej, to podstawiając do (51) zamiast m_f współczynnik $\frac{m_1}{2}$, wynikający z porównania (50) z (128), otrzymujemy bezpośrednio następujące rozwinięcie funkcji (132) w szereg trygonometryczny:

$$e_f(t) = A_1 \cos(\omega_0 + p)t + A_0 \cos \omega_0 t - A_{-1} \cos(\omega_0 - p)t + \\ + A_{-2} \cos(\omega_0 - 2p)t - A_{-3} \cos(\omega_0 - 3p)t + \dots \\ + (-1)^n A_{-n} \cos(\omega_0 - np)t, \quad (134)$$

gdzie:

$$A_1 = \frac{m_1}{2}; \quad A_0 = 1 - \frac{m_1^2}{4}; \quad A_{-1} = \frac{m_1}{2} \left(1 - \frac{m_1^2}{4}\right); \quad A_{-2} = \\ = \frac{m_1^2}{4} \left(1 - \frac{m_1^2}{4}\right); \quad A_{-n} = \frac{m_1^n}{2^n} \left(1 - \frac{m_1^2}{4}\right); \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (135)$$

Łatwo sprawdzić, że otrzymany w wyniku amplitudowej modulacji sygnałem odpowiadającym jego pierwotnej obwiedni sygnał zmodulowany jest dokładnie równy sygnałowi doprowadzanemu do wejścia ogranicznika *OA*.

W przypadku gdy wzmacniacz W_3 nie przenosi składowej stałej*), amplitudowa modulacja sygnału (134) drganiem typu $1 + 2d \cos pt$ prowadzi do powstania sygnału zmodulowanego o widmie:

$$e(t) = E_2 \cos(\omega_0 + 2p)t + E_1 \cos(\omega_0 + p)t + E_0 \cos \omega_0 t + \\ + E_{-1} \cos(\omega_0 - p)t - E_{-2} \cos(\omega_0 - 2p)t + \dots \\ + (-1)^{n+1} E_{-n} \cos(\omega_0 - np)t, \quad (136)$$

gdzie:

$$E_2 = d \frac{m_1}{2} \\ E_1 = \frac{m_1}{2} + d \left(1 - \frac{m_1^2}{4}\right) \\ E_0 = 1 - \frac{m_1^2}{4} + d \frac{m_1^3}{8} \\ E_{-1} = \left(1 - \frac{m_1^2}{4}\right) \left[d \left(1 + \frac{m_1^2}{4}\right) - \frac{m_1}{2} \right] \\ E_{-2} = \frac{m_1}{2} \left(1 - \frac{m_1^2}{4}\right) \left[d \left(1 + \frac{m_1^2}{4}\right) - \frac{m_1}{2} \right] \\ E_{-3} = \frac{m_1^2}{4} \left(1 - \frac{m_1^2}{4}\right) \left[d \left(1 + \frac{m_1^2}{4}\right) - \frac{m_1}{2} \right] \\ E_{-n} = \frac{m_1^{n-1}}{2^{n-1}} \left(1 - \frac{m_1^2}{4}\right) \left[d \left(1 + \frac{m_1^2}{4}\right) - \frac{m_1}{2} \right] \quad (137)$$

Z analizy zależności (137) wynika, że amplitudy składników dolnej wstęgi bocznej E_{-n} sygnału (136) stają się równe zero, gdy $2d = \frac{4m_1}{4+m_1^2}$, a więc w przypadku, gdy $2d$ jest równe rzeczywistemu współczynnikowi głębokości amplitudowej modulacji sygnału jednostkowego, doprowadzanego do ogranicznika *OA*.

Pożądaną zależność pomiędzy amplitudą sygnału małej częstotliwości ($2d$) doprowadzanego do modulatora *SM* a współczynnikiem modulacji

*) Jeżeli np. wzmacniaczem tym jest stosowany powszechnie w nadajnikach radiofonicznych o dwuwstęgowej modulacji amplitudy, pracujący w klasie B, transformatorowy wzmacniacz mocy m.cz.

sygnału jednowstęgowego przed przekształceniem kwadratowym można uzyskać przez wtrącenie w tor małej częstotliwości układu z rys. 18 — kompresora dynamiki, o charakterystyce przenoszenia:

$$\nu_k = \frac{8}{4 + m_1^2}, \quad (138)$$

względnie przez wtrącenie w tor wielkiej częstotliwości — ekspandora zwiększającego ν_e krotnie,

$$\nu_e = 2 \frac{1 - \sqrt{1 - m_1^2}}{m_1^2} \quad (139)$$

współczynnik głębokości modulacji sygnału jednowstęgowego, doprowadzonego do układu M_1 o charakterystyce kwadratowej.

Chociaż w obu powyższych przypadkach widmo zmodulowanego sygnału występującego na wyjściu urządzenia z rys. 18, przy modulacji sygnałem sinusoidalnym, jest ściśle jednowstęgowe, a obwiednia pozbawiona zniekształceń nieliniarnych, to jednak oba sygnały nie są identyczne. Podstawiając bowiem do (137) właściwą wartość współczynnika

$2d = \frac{m_1}{2} \nu_k$ otrzymujemy:

$$e(t) = \frac{4}{4 + m_1^2} [\cos \omega_0 t + m_1 \cos(\omega_0 + p)t + \frac{m_1^2}{4} \cos(\omega_0 + 2p)t] \quad (140)$$

Ponieważ obwiednia sygnału odwzorowanego w nawiasie kwadratowym zależności (140) jest dana przez (68), to łatwo udowodnić, że obwiednia sygnału zmodulowanego, wytwarzanego przy wykorzystaniu pierwszej metody, jest równa:

$$c(t) = 1 + \frac{4}{4 + m_1^2} m_1 \cos pt \quad (141)$$

Przy zastosowaniu w torze wielkiej częstotliwości ekspandora (zwiększającego ν_e krotnie współczynnik głębokości modulacji sygnału jednowstęgowego doprowadzanego do układu M_1 o charakterystyce kwadratowej) widmo przebiegu w.c. na wyjściu ogranicznika OA może być wyznaczone bezpośrednio przez podstawienie do wzorów (135) współczynnika $\frac{m_1}{2} \nu_e$ zamiast współczynnika $\frac{m_1}{2}$. Postępując podobnie ze współczynnikami $\left(\frac{m_1}{2}\right)^n$ we wzorach (137) oraz uwzględniając, że w tym przypadku współczynnik $2d$ charakteryzujący amplitudę sygnału małej częstotliwości doprowadzanego do modulatora SM jest równy m_1 , otrzymujemy ostatecznie:

$$e(t) = \frac{1 + \sqrt{1 - m_1^2}}{2} \cos \omega_0 t + m_1 \cos(\omega_0 + p)t + \frac{1 - \sqrt{1 - m_1^2}}{2} \cos(\omega_0 + 2p)t$$

Obwiednia takiego sygnału, jak to już określono wyżej, jest oczywiście równa:

$$c(t) = 1 + m_1 \cos pt \quad (143)$$

Z przeprowadzonych rozważań wynika, że w urządzeniach przeznaczonych do transmisji sygnałów radiofonicznych należy stosować drugie rozwiązanie (z ekspandorem w torze wielkiej częstotliwości nadajnika). Zastosowanie pierwszego rozwiązania prowadzi, jak to wynika z porównania (141) z (143), do powstawania zniekształceń dynamiki sygnału transmitowanego. Ponadto, jeśli kompresor nie jest idealny, to mogą występować zniekształcenia nieliniarne obwiedni sygnału zmodulowanego. W drugim rozwiązaniu to nie występuje w przypadku zastosowania nie-idealnego ekspandora.

Taka właściwość układu z ekspandorem pozwala na aproksymację charakterystyki przenoszenia ekspandora (139) za pomocą łatwiejszej do realizacji układu przybliżonej zależności ν_{ep} . Po rozwinięciu w szereg potęgowy funkcji $\sqrt{1-m_1^2}$ i uwzględnieniu pierwszych trzech składników tego szeregu, wyrażenie (139) można bowiem sprowadzić do następującej postaci:

$$\nu_e \approx \nu_{ep} = 1 + \frac{m_1^2}{4} \quad (144)$$

Widmo zmodulowanego sygnału występującego na wyjściu urządzenia wyposażonego w ekspandor o takiej charakterystyce przenoszenia można znaleźć metodą podobną do zastosowanej przy wyprowadzaniu wzoru (142). Zamieniając bowiem we wzorach (137) współczynniki $\frac{m_1}{2}$ i $2d$ współczynnikami $\frac{m_1}{2} \nu_{ep}$ i m_1 otrzymujemy:

$$E_2 = \frac{m_1^2}{4} \left(1 + \frac{m_1^2}{4} \right)$$

$$E_1 = m_1 + \frac{m_1^5}{16} \left(1 + \frac{m_1^2}{8} \right)$$

$$E_0 = 1 - \frac{m_1^2}{4} \left(1 + \frac{m_1^2}{4} \right) \left[1 - \frac{m_1^2}{4} \left(1 + \frac{m_1^2}{4} \right) \right]$$

$$E_{-1} = \frac{m_1^5}{32} \left(2 - \frac{m_1^2}{2} - \frac{m_1^4}{16} - \frac{m_1^6}{16} - \frac{m_1^8}{16^2} \right)$$

dla $n \geq 1$

$$E_{-n} = \left[\frac{m_1}{2} \left(1 + \frac{m_1^2}{4} \right) \right]^{n-1} E_{-1} \quad (145)$$

W tym przypadku, jak to można było z góry oczekiwać, widmo sygnału zmodulowanego nie jest ściśle jednowstęgowe. Z analizy ostatniego wzoru (145) wynika, że wartości amplitud składników dolnej wstęgi bocznej tworzą malejący postęp geometryczny o ilorazie postępu równym:

$$g = \frac{m_1}{2} \left(1 + \frac{m_1^2}{4} \right) \quad (146)$$

Poziom każdego n -tego składnika dolnej wstęgi bocznej będzie więc mniejszy od poziomu składnika poprzedniego ($n-1$) o wartość:

$$\Delta E = 20 \lg \frac{m_1}{2} \left(1 + \frac{m_1^2}{4} \right) \text{ dB} \quad (147)$$

Na rysunku 19 przedstawiono zależność względnych poziomów (w stosunku do poziomu fali nośnej przy $m_1 = 0$) — pierwszego (E_{-1}) i drugiego (E_{-2}) składnika wstęgi niepożądanego od współczynnika głębokości modulacji amplitudy m_1 . Ponieważ wartość ΔE (147) jest równa różnicy rzędnych dla E_{-1} i E_{-2} to wykorzystując rys. 19 można wyznaczyć również poziomy dalszych składników dolnej wstęgi bocznej.

Przejdźmy z kolei do wyznaczenia energii zawartej w niepożądanego wstędze bocznej. Średnia wartość energii za okres częstotliwości modulującej zawarta w niepożądanego wstędze bocznej jest równa sumie energii cząstkowych składników tej wstęgi, proporcjonalnych do E_{-n}^2 . Ponieważ zaś ciąg wartości E_{-n}^2 tworzy również malejący postęp geometryczny o ilorazie g^2 , to moc sygnału niepożądanego wstęgi wydzielana na rezystancji równej 1Ω wynosi:

$$P_d = \sum_{n=1}^{\infty} E_{-n}^2 = \frac{E_{-1}^2}{1-g^2} \quad (148)$$

Podstawiając do (148) E_{-1} z (145) i g z (146) otrzymujemy:

$$P_d = \frac{m_1^{10}}{256} \left(1 + \frac{m_1^2}{8} \right)^2 \left[1 - \frac{m_1^2}{4} \left(1 + \frac{m_1^2}{4} \right)^2 \right] \quad (149)$$

Całkowita moc sygnału za okres częstotliwości modulującej jest zatem równa:

$$P_{\Sigma} = E_2^2 + E_1^2 + E_0^2 + P_d \quad (150)$$

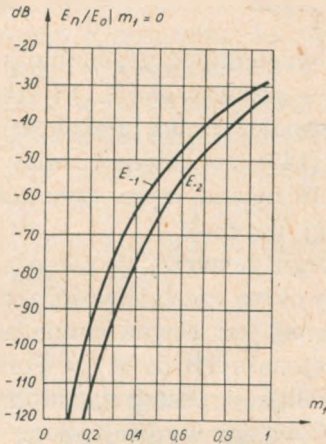
Po podstawieniu do (150) skutecznych wartości napięć składników pożądanego wstęgi bocznej oraz energii zawartej w niepożądanego wstędze bocznej i po wykonaniu niezbędnych przekształceń algebraicznych otrzymujemy:

$$P_{\Sigma} = 1 + \frac{1}{2} m_1^2 \quad (151)$$

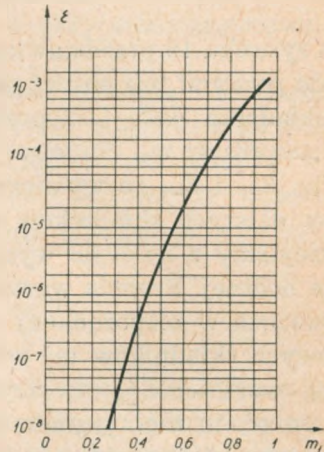
Względna część mocy lub energii zawartej w niepożądanym wstędze bocznej będzie zatem wynosić:

$$\varepsilon = \frac{P_d}{P_\Sigma} \cdot 100\% = \frac{m_1^{10} \left(1 + \frac{m_1^2}{8}\right)^2}{2,56 \frac{m_1^2}{1 + \frac{m_1^2}{2}}} \left[1 - \frac{m_1^2}{4} \left(1 + \frac{m_1^2}{4}\right)^2\right] (\%) \quad (152)$$

Na rysunku 20 przedstawiono obliczony na podstawie wzoru (152) przebieg zależności $\varepsilon = f(m_1)$.



Rys. 19. Zależność poziomu pierwszych dwóch składników niepożądanego wstęgi bocznej od współczynnika głębokości modulacji m_1 , dla urządzenia nadawczego z ekspandorem o charakterystyce przenoszenia wyrażonej zależnością (144)



Rys. 20. Zależność względnej wartości mocy zawartej w niepożądanym wstędze bocznej quasi-jednowstęgowego sygnału CSSB, wytwarzanego za pomocą urządzenia nadawczego z ekspandorem o charakterystyce przenoszenia aproksymowanej zależnością (144)

Z przeprowadzonej analizy wynika, że w przypadku modulacji sygnałem sinusoidalnym moc zawarta w niepożądanym wstędze bocznej nie przekracza 0,22% całkowitej mocy sygnału zmodulowanego, nawet przy znacznej głębokości modulacji tego sygnału ($m \approx 1$). Przy $m < 0,9$ istnienie niepożądanego wstęgi bocznej nie będzie w praktyce prawie zupełnie wpływać na szerokość pasma emisji sygnału wyjściowego. W urządzeniu nadawczym wyposażonym w ekspandor o charakterystyce przenoszenia opisywanej wzorem (144) szerokość pasma emisji jest zatem głównie określona szerokością pasma pożądanego wstęgi bocznej.

Dla ścisłości należy zaznaczyć, że chociaż energia zawarta w dolnej wstędze bocznej jest bardzo mała, eliminacja tej wstęgi, np. za pomocą

odpowiednich filtrów, prowadzi do powstania zniekształceń harmonicznych obwiedni sygnału zmodulowanego. Wartości tych zniekształceń mogą być obliczone na podstawie analizy przeprowadzonej w [22].

W przypadku gdy sygnał modulujący jest przebiegiem złożonym, obliczenie składowych widma sygnału zmodulowanego (wytwarzanego przez urządzenie nadawcze o układzie blokowym przedstawionym na rys. 18) jest znacznie trudniejsze i nie może być przeprowadzone w oparciu o już wyprowadzone zależności. W przypadku ogólnym sygnał jednowstęgowy $e_{k0}(t)$ doprowadzany do układu M_1 o charakterystyce kwadratowej (z pominięciem regulatora dynamiki RD) może być opisany przytoczoną w dodatku zależnością (I-1). Jeżeli pulsacja fali nośnej takiego sygnału wynosi $0,5\omega_0$, a sygnał $kx(t)$ oznaczmy w skrócie przez X , to w wyniku przekształcenia kwadratowego i filtracji otrzymuje się sygnał o postaci:

$$c_0(t) = [\sqrt{2e_{k0}}(t)]^2(\sim) = [(1+X)^2 - \hat{X}^2] \cos \omega_0 t - 2\hat{X}(1+X) \sin \omega_0 t \quad (153)$$

Obwiednia tego sygnału $c_0(t)$ jest równa:

$$c_0(t) = \sqrt{[(1+X)^2 - \hat{X}^2]^2 + 4\hat{X}^2(1+X)^2} = (1+X)^2 + \hat{X}^2 \quad (154)$$

Po ograniczeniu amplitudy sygnału (153) powstanie nowy sygnał, który w postaci ogólnej można zapisać jako:

$$e_f(t) = U \cos \omega_0 t - V \sin \omega_0 t = \cos[\omega_0 t + 2\psi_{k0}(t)] \quad (155)$$

Taki sygnał (o stałej amplitudzie) można oczywiście otrzymać tylko w tym przypadku, gdy głębokość modulacji amplitudowej sygnału (153) jest mniejsza od 1.

Przeprowadzając amplitudową modulację sygnału $e_f(t)$ sygnałem odpowiadającym obwiedni pierwotnej (154), powinno się znowu otrzymać sygnał (153).

$$\begin{aligned} & (U \cos \omega_0 t - V \sin \omega_0 t) [(1+X)^2 + \hat{X}^2] = \\ & = [(1+X)^2 - \hat{X}^2] \cos \omega_0 t - 2\hat{X}(1+X) \sin \omega_0 t \end{aligned} \quad (156)$$

Przyrównując do siebie współczynniki przy sinusach i cosinusach lewej i prawej strony równania (156), otrzymujemy:

$$\begin{aligned} U &= \frac{(1+X)^2 - \hat{X}^2}{(1+X)^2 + \hat{X}^2} = 1 - 2\hat{X}^2 + 4X\hat{X}^2 - 6X^2\hat{X}^2 + 2\hat{X}^4 + \\ & + 8\hat{X}^3X^2 - 8\hat{X}X^4 \dots \\ V &= \frac{2\hat{X}(1+X)}{(1+X)^2 + \hat{X}^2} = 2\hat{X} - 2X\hat{X} - 2\hat{X}^3 + 2X^2\hat{X} + 6X\hat{X}^3 - 2X^3\hat{X} + \\ & + 2\hat{X}^5 + 2X^4\hat{X} - 12X^2\hat{X}^3 \end{aligned} \quad (157)$$

Po wyznaczeniu amplitud składowych ortogonalnych sygnału (155) można określić widmo zmodulowanego sygnału, występującego na wyjściu urządzenia z rys. 18, przy modulacji amplitudy sygnału $e_f(t)$ drga-

niem podlegającym transmisji ($2X$), a nie sygnałem odpowiadającym obwiedni pierwotnej (154), która, jak to wynika z (I-2), znacznie różni się od drgania transmitowanego.

$$\begin{aligned} & (U \cos \omega_0 t - V \sin \omega_0 t) (1 + 2X) = \\ & = (1 + 2X - 2\hat{X}^2 + 2X^2 \hat{X}^2 + 2\hat{X}^4 - 4X\hat{X}^4 - 4X^3 \hat{X}^2 \dots) \cos \omega_0 t + \\ & - (2X + 2X \hat{X} - 2X^2 \hat{X} - 2\hat{X}^3 + 2X^3 \hat{X} + 2X \hat{X}^3 + 2\hat{X}^5 \dots) \sin \omega_0 t \quad (158) \end{aligned}$$

Niech transmitowany sygnał składa się z dwóch drgań cząstkowych o amplitudach m_p , m_q i pulsacjach p , q :

$$\begin{aligned} X &= \frac{1}{2} (m_p \cos pt + m_q \cos qt) \\ \hat{X} &= \frac{1}{2} (m_p \sin pt + m_q \sin qt) \quad (159) \end{aligned}$$

Podstawiając (159) do (158) i wykonując niezbędne przekształcenia, otrzymuje się następujące wzory na amplitudy składników widmowych *) sygnału zmodulowanego występującego na wyjściu rozpatrywanego urządzenia:

$$\begin{aligned} E_0 &= 1 - \frac{1}{4} (m_p^2 + m_q^2) \left[1 - \frac{1}{4} (m_p^2 + m_q^2) \right] \\ E_{+p} &= m_p \left[1 - \frac{1}{4} \left(\frac{1}{2} m_p^2 + m_q^2 \right) \right] \\ E_{+2p} &= \frac{1}{4} m_p^2 \\ E_{-p} &= \frac{1}{8} m_p^3 + \frac{1}{4} m_p m_q^2 - \frac{1}{32} m_p^5 - \frac{3}{16} m_p^3 m_q^2 - \frac{3}{32} m_p m_q^4 \\ E_{-2p} &= -\frac{1}{16} m_p^2 (m_p^2 + 3m_q^2) \\ E_{+p+q} &= \frac{1}{2} m_p m_q \\ E_{+p-q} &= -\frac{1}{4} m_p m_q \left[1 - \frac{1}{2} (m_p^2 + m_q^2) \right] \end{aligned}$$

*) W tym przypadku widmo zawiera wyłącznie składniki kosinusowe — indeksy łącznie ze swoimi znakami odpowiadają odstępowi pulsacji danego składnika od fali nośnej.

$$E_{-p-q} = -\frac{3}{16} m_p m_q (m_p^2 + m_q^2)$$

$$E_{+2p-q} = -\frac{1}{8} m_p^2 m_q$$

$$E_{-2p+q} = \frac{1}{8} m_p^2 m_q \left(1 - \frac{3}{4} m_q^2\right) - \frac{1}{16} m_p m_q^4$$

$$E_{-3p+q} = -\frac{1}{16} m_p^3 m_q$$

$$E_{+2p-2q} = \frac{1}{16} m_p^2 m_q^2$$

$$E_{-3p} = \frac{1}{8} m_p^3 \left(\frac{1}{4} m_p^2 + m_q^2\right)$$

$$E_{-2p-q} = \frac{1}{8} m_p^2 m_q \left(m_p^2 + \frac{3}{2} m_q^2\right)$$

$$E_{-3p+2q} = -\frac{1}{32} m_p^3 m_q^2$$

$$E_{-4p+q} = \frac{1}{32} m_p^4 m_q \quad (160)$$

Pozostałe składniki widma (aż do rzędu 5) mogą być znalezione metodą zamiany w odpowiednich wzorach indeksów p na q . Zamieniając np. indeksy w 5 wzorze zależności (160), otrzymujemy:

$$E_{-2q} = -\frac{1}{16} m_q^2 (m_q^2 + 3m_p^2) \quad (161)$$

Zależności (160) zostały wyprowadzone przy założeniu braku w urządzeniu z rys. 18 układu do regulacji dynamiki.

Rozpatrzmy teraz, czy w przypadku modulacji nadajnika sygnałem złożonym wprowadzenie regulatora dynamiki pozwoli również na skuteczne zmniejszenie poziomu składników widmowych niepożądanego wstępnego bocznego sygnału. Jeżeli np. w torze małej częstotliwości układu z rys. 18 (po filtrze F_5) zostanie wtrącony kompresor dynamiki o charakterystyce przenoszenia ν , to zredukowany sygnał wyjściowy urządzenia będzie opisywany wzorem:

$$e(t) = (U \cos \omega_0 t - V \sin \omega_0 t) (1 + \nu X) \quad (162)$$

Podstawiając do (162) amplitudy składowych ortogonalnych (157) możemy obliczyć (metodą analogiczną do zastosowanej poprzednio) ampli-

tudy składników widmowych sygnału (162). Ograniczmy się do rozparzenia składowych dominujących w niepożądanym wstępie bocznej. Składowymi tymi są: składniki pierwszego rzędu E_{-p} , E_{-q} oraz składniki kombinowane E_{+p-q} . Amplitudy składnika pierwszego rzędu np. E_{-p} i jednego ze składników kombinowanych E_{-p-q} są odpowiednio równe:

$$E_{-p} = \frac{\nu \cdot m_p}{4} \left[1 - \frac{1}{16} (m_p^4 + 6m_p^2 m_q^2 + 3m_q^4) \right] - \frac{1}{2} m_p + \frac{1}{8} m_p^3 + \frac{1}{4} m_p m_q^2 \quad (163)$$

$$E_{-p-q} = \frac{1}{2} m_p m_q \left(1 - \frac{1}{2} \nu \right) - \frac{3}{16} m_p m_q (m_p^2 + m_q^2) \quad (164)$$

Składniki boczne E_{-p} i E_{-p-q} nie będą występować w widmie sygnału (162), jeżeli charakterystyka przenoszenia regulatora dynamiki będzie w pierwszym przypadku opisywana wzorem:

$$\nu_{-p} = \frac{2 \left[1 - \frac{1}{4} (m_p^2 + 2m_q^2) \right]}{1 - \frac{1}{16} (m_p^4 + 6m_p^2 m_q^2 + 3m_q^4)} \quad (165)$$

a w drugim:

$$\nu_{-p-q} = 2 - \frac{3}{4} (m_p^2 + m_q^2) \quad (166)$$

Porównując (166) z (165) widzimy, że otrzymane wyrażenia nie są tożsamościowo równe. Dla eliminacji z widma sygnału (162) niepożądanego składnika E_{-p-q} charakterystyka przenoszenia kompresora powinna (w przypadku ogólnym) mieć inny przebieg, niż by to wynikało z warunku zaniku niepożądanego składnika E_{-p} . W odróżnieniu więc od rozparzonego poprzednio przypadku modulacji sygnałem sinusoidalnym, przy modulacji drganiem złożonym nie można metodą kompresji dynamiki sygnału małej częstotliwości (względnie równoważnej ekspansji dynamiki sygnału jednowstęgowego przed przekształceniem kwadratowym) uzyskać całkowitego stłumienia wszystkich składników niepożądanego wstępu bocznej, chociaż poziomy niektórych z nich mogą być znacznie zmniejszone. Tak np. przy braku w układzie z rys. 18 regulatora dynamiki ($\nu = 2 = \text{const}$), poziom składnika E_{-p} przy $m_p = m_q \rightarrow 0,5$ wynosi $-28,6$ dB w stosunku do poziomu fali nośnej bez modulacji, a poziom składnika E_{-q-q} wynosi $-32,5$ dB.

Wprowadzenie kompresji dynamiki sygnału małej częstotliwości, np. według zależności (165), spowoduje zmniejszenie do zera amplitudy składnika E_{-p} (przy dowolnych wartościach współczynników m_p , m_q , spełniają-

cych nierówność $m_p + m_q < 1$). Ponadto zmniejszony zostanie również poziom składnika E_{-p-q} z $-32,5$ dB przy $m_p = m_q \rightarrow 0,5$ oraz $-33,26$ dB przy $m_p = 0,75$ i $m_q \rightarrow 0,25$ dB odpowiednio do $-45,68$ dB oraz $-46,3$ dB.

Inaczej jednak wygląda sprawa ze składnikiem widmowym E_{+p-q} . Kompresja dynamiki sygnału doprowadzanego do amplitudowego modulatora SM układu z rys. 18 nie tylko nie spowoduje zmniejszenia amplitudy tego składnika, ale wywoła nawet pewne, wprawdzie niewielkie, jej zwiększenie. Można bowiem wykazać, że przy regulatorze dynamiki wtrąconym w tor małej częstotliwości amplitudą składnika E_{+p-q} jest wyrażana zależnością:

$$E_{+p-q} = -\frac{1}{4} m_p m_q \left[1 - \frac{1}{4} \nu (m_p^2 + m_q^2) \right] \quad (167)$$

Jeżeli np. przy $\nu = 2 = \text{const}$ (bez regulacji dynamiki) poziom tego składnika (przy wspomnianych uprzednio wartościach współczynników m_p i m_q) wynosi odpowiednio $-26,5$ dB i $-29,8$ dB, to wprowadzenie kompresji dynamiki według zależności (165) spowoduje zwiększenie amplitudy składnika E_{+p-q} odpowiednio do poziomu $-26,16$ dB i $-29,3$ dB.

Wymieniona wyżej wada układu z rys. 18, ograniczająca jego zastosowanie do przypadków, gdy wymagania odnośnie tłumienia niepożądanego wstęgi bocznej nie są zbyt duże (rzędu -30 dB przy $m = 80\%$), może być usunięta tylko poprzez zmniejszenie różnicy pomiędzy obwiednią sygnału jednowstęgowego doprowadzanego do ogranicznika amplitudy OA a obwiednią pożądaną $1 + kx(t)$ odpowiadającą sygnałowi transmitowanemu.

Na podstawie poprzednio przeprowadzonych rozważań (zależności 83, 85) można udowodnić, że wprowadzenie do układu z rys. 18 członu korekcji, zawierającego tylko pierwszy stopień dający się łatwo zrealizować (rys. 17), pozwala zmniejszyć zniekształcenia intermodulacyjne obwiedni z $12,5\%$ ($-18,1$ dB) do $3,23\%$ ($-29,8$ dB) przy $m_p = m_q \rightarrow 0,5$.

Jeżeli natomiast pierwszym przybliżeniem sygnału jednowstęgowego $e_k(t)$ spełniającego warunek odpowiedniości w stosunku do kwadratowego detektora obwiedni będzie sygnał quasi-jednowstęgowy

$$\begin{aligned} e'_{k1}(t) = & \cos 0,5 \omega_0 t + \frac{1}{2} m_p \cos (0,5 \omega_0 + p) t + \frac{1}{2} m_q \cos (0,5 \omega_0 + q) t + \\ & - \frac{1}{8} m_p m_q \cos [0,5 \omega_0 + (q-p)] t - \frac{1}{8} m_p m_q \cos [0,5 \omega_0 - (q-p)] t, \end{aligned} \quad (168)$$

w którym składniki powodujące eliminację drgania intermodulacyjnego o pulsacji $q - p$ z widma kwadratu jego obwiedni występują z obu stron fali nośnej — to obwiednia sygnału $[\frac{1}{2} e'_{k1}(t)]^2$ (\sim) będzie się różniła od

przebiegu transmitowanego obecnością tylko dwóch składników intermodulacyjnych o pulsacjach 2_{q-p} i 2_{p-q} i amplitudach:

$$\delta_{2q-p} = -\frac{1}{8} m_p^2 m_q$$

$$\delta_{2q-2p} = \frac{1}{32} m_p^2 m_q^2 \quad (169)$$

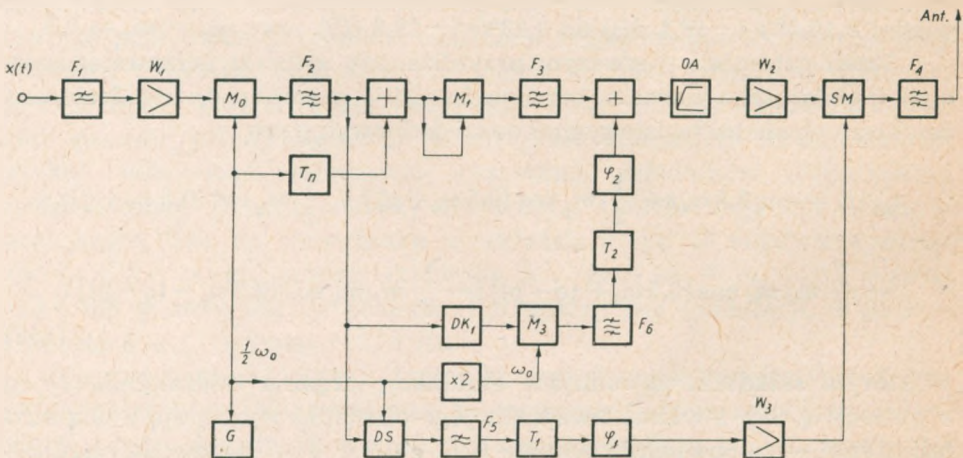
Przy $m_p = m_q \rightarrow 0,5$ względne wartości amplitud tych składników intermodulacyjnych w stosunku do amplitudy sygnału pożądanego

$$C_p + C_q = m_p + m_q - \frac{1}{4} m_p^2 m_q^2 - \frac{1}{8} m_p m_q^2 \quad (170)$$

wynoszą odpowiednio: 1,61% (−35,8 dB) i 0,2% (−54 dB).

Można więc oczekiwać, że doprowadzenie do ogranicznika amplitudy OA w urządzeniu z rys. 18 zamiast sygnału (153) sygnału $[V\sqrt{2} e_{k1}(t)]^2 (\sim)$ względnie $[V\sqrt{2} e_{k1}(t)]^2 (\sim)$ powinno wywołać znaczne zmniejszenie poziomu składników niepożądanego wstęgi bocznej sygnału CSSB na wyjściu urządzenia.

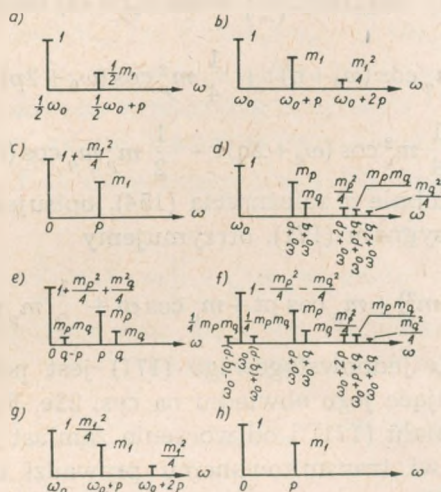
Zmniejszenie zniekształceń intermodulacyjnych obwiedni sygnału doprowadzanego do ogranicznika OA i wynikające stąd zmniejszenie poziomu składników niepożądanego wstęgi bocznej sygnału CSSB można uzyskać również inną metodą. Składniki korekcji mogą bowiem być wprowadzane nie tylko do widma sygnału $e_{k0}(t)$, ale również i bezpośrednio do widma sygnału $[V\sqrt{2} e_{k0}(t)]^2 (\sim)$. Składniki te można usytuować asymetrycznie względnie symetrycznie do fali nośnej sygnału $[V\sqrt{2} e_{k0}(t)]^2 (\sim)$



Rys. 21. Schemat blokowy ulepszonej odmiany układu do wytwarzania quasi-jednostwęgowego sygnału CSSB (metoda Philipsa)

Ponieważ szczegółowa porównawcza analiza wymienionych odmian układów generacji sygnału CSSB wykracza poza ramy pracy, rozpatrzmy więc tylko rozwiązanie, w którym wykorzystano ostatnią ze wspomnianych metod korekcji. Rozwiązanie to było sprawdzone w praktyce [23].

Schemat blokowy takiego urządzenia jest pokazany na rys. 21. Widma sygnałów powstających na wyjściach odpowiednich członów tego układu przy wyłączonym i włączonym stopniu korekcji zniekształceń intermodulacyjnych obwiedni przebiegu jednowstęgowego przed ograniczeniem amplitudy są przedstawione odpowiednio na rys. 22a—22f i 22g, 22h.



Rys. 22. Widma sygnałów w charakterystycznych punktach układu z rys. 21 przy stopniu korekcji wyłączonym (a÷f) i włączonym (g, h): a) na wejściu członu M_1 w przypadku modulacji jednym drganiem sinusoidalnym; b), d), g) na wejściu ogranicznika amplitudy OA, w przypadku modulacji jednym (rys. 22b, g) i dwoma (rys. 22d) drganiami sinusoidalnymi; c), e) obwiedni przebiegów z rys. 22b) i d); f) głównych składowych sygnału na wyjściu całego urządzenia; h) obwiedni sygnału powstającego w wyniku powtórnej modulacji amplitudy przebiegu nośnego uzyskiwanego przez ograniczenie amplitudy sygnału o widmie jak na rys. 22g)

W skład stopnia korekcji zniekształceń intermodulacyjnych obwiedni sygnału $[V\sqrt{2} e_{k0}(t)]^2(\sim)$ wchodzi: detektor DK_1 o charakterystyce kwadratowej, zrównoważony modulator amplitudy M_3 , filtr środkowoprzepustowy F_6 , a także podwajacz częstotliwości $\times 2$ oraz korektory T_2, φ_2 (tłumieniowy i fazowy).

Ulepszona odmiana urządzenia poza wymienionym stopniem korekcji nie różni się niczym od poprzednio rozpatrzonej odmiany podstawowej. Przy wyłączonym więc członie korekcji będą ważne wszystkie zależności otrzymane przy analizie pracy układu podstawowego przy wyłączonym regulatorze dynamiki. Przy modulacji nadajnika sygnałem

sinusoidalnym, sygnały jednowstęgowe otrzymywane przed, a także po przekształceniu kwadratowym i filtracji będą więc opisywane podobnie jak w poprzednim układzie wzcrami (67) i (70). Widma obu tych sygnałów są pokazane na rys. 22a i 22b. Obwiednią sygnału z rys. 22b będzie przy tym drganie (68) o widmie przedstawionym na rys. 22c.

Przy modulacji sygnałem złożonym (składającym się z dwu drgań sinusoidalnych) sygnał jednowstęgowy występujący na wejściu ogranicznika OA jest opisywany wzorem (153). Wzór ten po podstawieniu do niego X i \hat{X} z (159) można sprowadzić do postaci:

$$\begin{aligned} e_0(t) = [1 + 2e_{k_0}(t)]^2 |(\sim) = & \cos \omega_0 t + m_p \cos(\omega_0 + p)t + \\ & + m_q \cos(\omega_0 + q)t + \frac{1}{4} m_p^2 \cos(\omega_0 + 2p)t + \\ & + \frac{1}{4} m_q^2 \cos(\omega_0 + 2q)t + \frac{1}{2} m_p m_q \cos(\omega_0 + p + q)t \quad (171) \end{aligned}$$

Postępując podobnie z zależnością (154), opisującą w postaci ogólnej obwiednię $c_0(t)$ — sygnału (171), otrzymujemy

$$c_0(t) = 1 + \frac{1}{4} (m_p^2 + m_q^2) + m_p \cos pt + m_q \cos qt + \frac{1}{2} m_p m_q \cos(p + q)t \quad (172)$$

Widmo sygnału jednowstęgowego (171) jest pokazane na rys. 22d, a widmo odpowiadające jego obwiedni na rys. 22e. Eliminacja zniekształconej obwiedni sygnału (171) i odtworzenie zamiast niej obwiedni odpowiadającej sygnałowi transmitowanemu prowadzi do wytworzenia sygnału o widmie (160).

Wybierając z widma tego sygnału tylko główne składniki decydujące o jego podstawowych własnościach, otrzymuje się sygnał o widmie podanym na rys. 22f. Ponieważ nie mamy tu wszystkich składników widma, wynikających chociażby tylko ze wzorów (160), więc obwiednia tego sygnału nie odpowiada ściśle sygnałowi transmitowanemu. Różni się jednak ona od tego sygnału w znacznie mniejszym stopniu niż obwiednia sygnału (171).

Z porównania widma sygnałów z rys. 22d i 22f wynika, że zmniejszenie zniekształceń obwiedni sygnału z rys. 22f następuje dzięki obecności w jego widmie składników bocznych o amplitudach $\frac{1}{4} m_p m_q$ i pulsacjach $\omega_0 \pm (q - p)$. Stopień korekcji jest właśnie przeznaczony do uzupełnienia widma sygnału (171) tymi składnikami bocznymi. Składniki korekcji są wytwarzane w modulatorze M_3 w wyniku amplitudowej modulacji sygnału $\cos \omega_0 t$ drganiem różnicowym, które w przypadku ogólnym powinno być równe:

$$\delta = 2X - [c_0(t) - 1] \quad (173)$$

Podstawiając do tego wzoru $c_0(t)$ z (154) otrzymujemy:

$$\delta = - (X^2 + \widehat{X}^2) \quad (174)$$

Ponieważ obwiednia $c_0(t)$ sygnału $[\sqrt{2} e_{k0}(t)]^2$ (\approx) jest równa kwadratowi obwiedni sygnału $e_{k0}(t)$, więc drganie (173) może być uzyskane za pomocą układu różnicowego, porównującego $c_{k0^2}(t)$ z sygnałem transmitowanym, zgodnie z zasadą przedstawioną w układzie ogólnym z rys. 17. Może być ono także otrzymane bezpośrednio w wyniku detekcji kwadratowej sygnału $e_{k0}(t)$ pozbawionego fali nośnej. Można bowiem udowodnić, że drganie będące kwadratem obwiedni sygnału:

$$e_{k0}(t) - \cos 0,5 \omega_0 t = X \cos 0,5 \omega_0 t - \widehat{X} \sin 0,5 \omega_0 t \quad (175)$$

różni się jedynie znakiem od drgania (174). Ostatnia ze wspomnianych metod jest właśnie stosowana w odmianie urządzenia z rys. 21.

W przypadku gdy sygnał transmitowany składa się z dwu drgań cząstkowych, to X i \widehat{X} są dane zależnością (159). Podstawiając (159) do (174) otrzymujemy:

$$\delta = - \frac{1}{4} (m_p^2 + m_q^2) - \frac{1}{2} m_p m_q \cos (q-p) t \quad (176)$$

Modulując amplitudowo tym drganiem (w zrównoważonym modulatorze M_3) sygnał fali nośnej ($\cos \omega_0 t$), otrzymujemy:

$$\begin{aligned} \delta_{\approx} = & - \frac{1}{4} (m_p^2 + m_q^2) \cos \omega_0 t - \frac{1}{4} m_p m_q \cos [\omega_0 + (q-p)] t + \\ & - \frac{1}{4} m_p m_q \cos [\omega_0 - (q-p)] t \end{aligned} \quad (177)$$

Łatwo sprawdzić, że po zsumowaniu takiego drgania z sygnałem (171) otrzymamy sygnał o widmie jak na rys. 22f. W przypadku zaś modulacji nadajnika jednym drganiem sinusoidalnym o pulsacji p ($m_p \equiv m_1 \neq 0$, $m_q = 0$) otrzymamy sygnał o widmie jak na rys. 22g.

Do ogranicznika amplitudy OA przy włączonym stopniu korekcji jest zatem doprowadzony w tej wersji układu nie sygnał $e_0(t) = [\sqrt{2} e_{k0}(t)]^2$ (\approx), który jest pierwszym przybliżeniem idealnego sygnału CSSB, lecz sygnał o dalszym przybliżeniu:

$$e'_1(t) = e_0(t) + \delta_{\approx} \quad (178)$$

Jego obwiednia $c'_1(t)$ w mniejszym *) stopniu różni się od obwiedni od-

*) Przy zachowaniu właściwych stosunków amplitudowo-fazowych pomiędzy sygnałami $e_0(t)$ i δ_{\approx} . Znajdujące się w torze sygnału różnicowego δ_{\approx} człony $T_2 \varphi_2$ są przeznaczone do kompensacji zniekształceń amplitudowych i fazowych obu sygnałów powstających w filtrze dolnoprzepustowym detektora DK_1 , a także w filtrach środkowoprzepustowych F_3 i F_6 . Zniekształcenia te nie były uwzględnione we wzorach (153) i (175) oraz we wzorach od nich pochodnych.

powiadającej sygnałowi transmitowanemu $[1 + kx(t)]$ niż obwiednia sygnału $e_0(t)$. Dzięki temu tłumienie dodatkowych składowych widma sygnału o odtworzonej obwiedni, uzyskiwane w ulepszonej odmianie urządzenia, jest znacznie większe. Poziomy tych składowych maleją bowiem w sposób progresywny [23] wraz ze zmniejszaniem się różnicy pomiędzy obwiednią sygnału doprowadzanego do ogranicznika OA a obwiednią sygnału wytwarzanego w wyniku powtórnej modulacji amplitudy sygnału wyjściowego z ogranicznika. Uzyskiwane w praktyce tłumienie składowych leżących na zewnątrz pożądanego wstęgi bocznej sygnału CSSB wynosi -50 dB, przy głębokości modulacji równej 80% [23]. Taki poziom tłumienia składowych pozapasmowych odpowiada tłumieniu uzyskiwanemu w nadajnikach dużej mocy, pracujących w konwencjonalnym systemie modulacji jednowstęgowej (który nie spełnia w stosunku do liniowego detektora obwiedni warunku odpowiedniości).

Do grupy układów, w których sygnał CSSB jest wytwarzany w wyniku nieliniarnych przekształceń konwencjonalnego sygnału jednowstęgowego $e_{k0}(t)$ — zalicza się również układ opracowany przez *L. R. Kahna* [24], [25]. Idea tego układu wywodzi się niewątpliwie z wcześniejszych jego prac, dotyczących sposobów wzmacniania sygnałów jednowstęgowych przy wykorzystaniu w urządzeniu nadawczym oddzielnej transmisji obwiedni sygnału jednowstęgowego i jej w.c.z. zapełnienia [26]. Sprawdzając doświadczalnie ten sposób wzmacniania, nie trudno zauważyć, że sygnał uzyskiwany w wyniku powtórnej modulacji amplitudowej zachowuje przy małych głębokościach modulacji charakter widma praktycznie jednowstęgowy także w przypadku, gdy powtórna modulacja amplitudowa jest przeprowadzana sygnałem transmitowanym, a nie obwiednią pierwotną sygnału jednowstęgowego przed ograniczeniem (która zgodnie z (I-2) nie odpowiada sygnałowi transmitowanemu). Nie wynika to zresztą tylko z przeprowadzonych doświadczeń.

Rozwijając bowiem w szereg potęgowej funkcję (I-3), opisującą chwilową wartość fazy sygnału zmodulowanego w konwencjonalnym systemie jednowstęgowym z nie wytłumioną falą nośną (emisja A3H), otrzymujemy:

$$\psi_{k0}(t) = \arctg \frac{\hat{X}}{1 + X} = \hat{X} - X\hat{X} + X^2\hat{X} - \frac{1}{3}\hat{X}^3 - X^3\hat{X} + XX^3 + X^4\hat{X} + \\ - 2X^2\hat{X}^3 + \frac{1}{5}\hat{X}^5 + \dots \quad (179)$$

Z drugiej strony, biorąc w kwadraturze kolejno składniki wzoru (78), otrzymuje się (przy zastosowaniu tych samych oznaczeń uproszczających

$kx(t) = X$) następujące wyrażenie ogólne na fazę chwilową sygnału zmodulowanego w idealnym systemie CSSB:

$$\psi_1(t) = \hat{X} - \frac{1}{2} \hat{X}^2 + \frac{1}{3} \hat{X}^3 - \frac{1}{4} \hat{X}^4 + \dots \quad (180)$$

Przy małych głębokościach modulacji wpływ składników wyższego rzędu na charakter przebiegu obu tych funkcji jest stosunkowo mały i w tym przypadku:

$$\psi_{k0}(t) \approx \psi_1(t) \quad (181)$$

Przy średnich i dużych głębokościach modulacji składniki wyższe powodują występowanie istotnych różnic w przebiegu obu tych funkcji. Prowadzi to do pojawienia się w sygnale o odtworzonej obwiedni, znacznej liczby składników bocznych, z których część jest położona w niepożądanym wstędku bocznej tego sygnału. Teoretyczne badania widma sygnału zmodulowanego dla wersji układu, w której do wejścia ogranicznika amplitudy jest bezpośrednio doprowadzony sygnał $e_{k0}(t)$, wykazały, że tłumienie niepożądanych składowych widma emisji jest niezadowalające również w przypadku pewnej modyfikacji układu [20], [21], [22], [24]. Modyfikacja miała przy tym polegać na wyborze optymalnej wartości stosunku współczynników głębokości modulacji sygnału jednowstęgowego $e_{k0}(t)$ przed ograniczaniem amplitudy i sygnału o odtworzonej obwiedni $e(t)$ (na wyjściu urządzenia). Analiza wykazała, że optymalne tłumienie składników niepożądanych występuje w przypadku, gdy stosunek wartości tych współczynników α wynosi od 1 do 1,5. Przy $\alpha = 1$ uzyskuje się optymalne tłumienie składników niepożądanych przy małych i dużych głębokościach modulacji (za wyjątkiem niepożądanego składnika bocznego pierwszego rzędu), a przy $\alpha = 1,5$ — przy średnich głębokościach modulacji (występujących najczęściej).

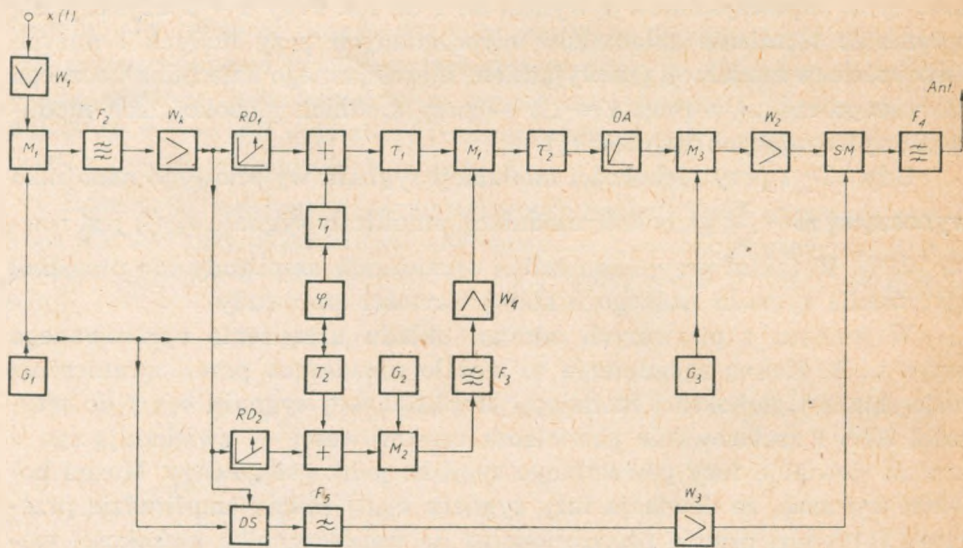
Gdy $\alpha > 1$ przy głębokości modulacji sygnału wyjściowego nadajnika wynoszącej $m = \frac{1}{\alpha}$, głębokość modulacji amplitudy sygnału $e_{k0}(t)$ jest równa 100%. W takim przypadku żaden ogranicznik amplitudy nie umożliwi otrzymania sygnału nośnego o stałej wartości amplitudy.

W jednym z pierwszych odmian układu urządzenia opracowanego przez L. R. Kahna zagadnienie to zostało rozwiązane przez ograniczenie maksymalnej głębokości modulacji amplitudowej sygnału $e_{k0}(t)$ do wartości 90% i zastosowanie powielacza częstotliwości — zwiększającego α krotnie dewiację fazy pierwotnego sygnału jednowstęgowego. Można bowiem wykazać, że dewiacja fazy sygnału $e_{k0}(t)$ równa amplitudzie przebiegu (179) jest prawie proporcjonalna do współczynnika głębokości modulacji tego sygnału (za wyjątkiem głębokości bliskich 100%). Dla ścisłości należy jednak zaznaczyć, że proporcjonalność dewiacji fazy, w sto-

sunkowo szerokim zakresie zmian współczynnika głębokości modulacji amplitudy, nie upoważnia do utożsamiania, w takim samym zakresie zmian tego współczynnika — układu z powielaczem z układem rozpatrywanym w pracach [27÷30]. Przy powielaniu częstotliwości zmienia się bowiem wyłącznie amplituda funkcji opisującej fazę chwilową a kształt samej funkcji pozostaje niezmienny. Przy zmianie zaś współczynnika głębokości modulacji amplitudowej sygnału $e_{k0}(t)$ wraz ze zmianą amplitudy fazy chwilowej zmienia się w przypadku ogólnym kształt funkcji (179) opisującej fazę chwilową tego sygnału.

Szczególny przypadek, przy którym zmianie amplitudy funkcji (179) praktycznie nie towarzyszy zmiana kształtu tej funkcji występuje tylko przy stosunkowo niewielkich głębokościach modulacji amplitudowej sygnału $e_{k0}(t)$. Tylko więc w tym zakresie głębokości modulacji układ zawierający powielacz częstotliwości można utożsamiać z układem nie zawierającym tego powielacza, ale pracującym przy $\alpha > 1$.

Przeprowadzone próby pierwotnej wersji układu Kahna [31], [32] wykazały znaczną podatność tego układu na przemodulowanie, jak również niedostateczne tłumienie niepożądanych składników widma emisji sygnału wyjściowego. Skłoniło to *L. R. Kahna* do opracowania ulepszonej odmiany układu [25], [34], w którym funkcja opisująca fazę chwilową sygnału doprowadzanego do ogranicznika amplitudy jest lepszym przybliżeniem pożądanej zależności niż funkcja $1,4 \psi_{k0}(t)$. Schemat blokowy ulepszonej odmiany urządzenia jest przedstawiony na rys. 23.



Rys. 23. Schemat blokowy ulepszonej odmiany urządzenia do wytwarzania sygnału CSSB metodą Kahna

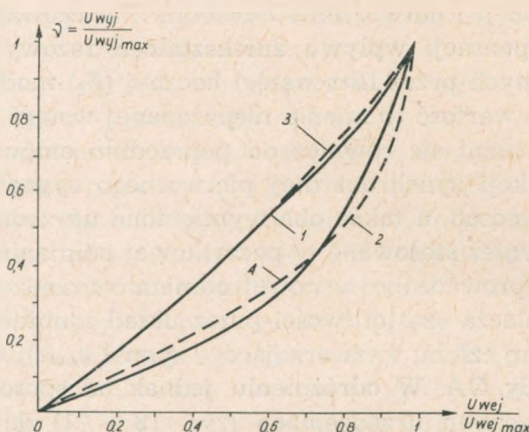
Stosunkowo złożona struktura tego urządzenia nie jest jednak przeszkodą do wyodrębnienia z niego dwu podstawowych członów funkcjonalnych, analogicznych do zastosowanych w poprzednio rozpatrzonych urządzeniach. Są nimi układ do wytwarzania konwencjonalnego sygnału jednowstęgowego (człon a — układu z rys. 17) oraz rozpatrzony poprzednio układ eliminacji i odtworzenia obwiedni. Zastosowany w tym układzie sposób kompensacji wpływu zniekształceń fazowych i tłumieniowych wprowadzanych przez filtr wstęgi bocznej (F_2) modulatora zrównoważonego (M_0) na wartość tłumienia niepożądanego wstęgi bocznej sygnału wyjściowego nie różni się również od poprzednio omówionego sposobu, opartego na detekcji synchronicznej pierwotnego sygnału jednowstęgowego. Powyższy sposób, a także oba wymienione uprzednio człony funkcjonalne były również stosowane w początkowej odmianie układu *Kahna*.

Ulepszenie wprowadzone w nowej odmianie urządzenia polegało na zastąpieniu powielacza częstotliwości przez układ mnożący M_1 , włączony pomiędzy wyjściem członu wytwarzającego sygnał $e_{k_0}(t)$, a wejściem ogranicznika amplitudy *OA*. W odróżnieniu jednak od sposobu stosowanego w wyżej rozpatrzonych urządzeniach (rys. 18 i 21) do zacisków wejściowych układu mnożącego M_1 w urządzeniach *Kahna* są doprowadzane sygnały jednowstęgowe o niejednakowych parametrach. Konieczność przesuwu *) częstotliwości nośnych sygnałów jednowstęgowych $e_{k_0}(t)$ i $e'_{k_0}(t)$ doprowadzanych do obu wejść układu mnożącego M_1 jest wyłącznie warunkowana zastosowaniem układu mnożącego zrealizowanego w oparciu o zwykły mieszacz częstotliwości i filtr środkowo-przepustowy, wydzielający sygnał o pulsacji sumarycznej. Nieidentyczność współczynników głębokości modulacji amplitudy sygnałów $e_{k_0}(t)$ i $e'_{k_0}(t)$ — (k i k') wpływa natomiast w sposób zasadniczy na pracę układu z rys. 23.

Różne wartości współczynników głębokości modulacji sygnałów $e_{k_0}(t)$ i $e'_{k_0}(t)$ uzyskiwane wskutek doprowadzenia do układów sumujących „+” fal nośnych o niejednakowych amplitudach (tłumiki T_1, T_2), są przyczyną tego, że wytworzony na wyjściu układu mnożącego sygnał $[e_{k_0}(t) \cdot e'_{k_0}(t)]$ (\sim) nie jest równy sygnałowi $e_{k_0}^2(t)$ (\sim). Obwiednia sygnału nie jest więc wolna od zniekształceń nieliniarnych nawet w przypadku modulacji nadajnika jednym drganiem harmonicznym. Parametry elementów składowych układu przedstawionego na rys. 22 zostały tak dobrane, że przy 100% głębokości amplitudowej modulacji sygnału wyjściowego urządzenia wartości współczynników głębokości modulacji amplitudowej sygnałów $e_{k_0}(t)$ i $e'_{k_0}(t)$ wynoszą odpowiednio 1 i 0,5. Przy innych głębokościach modulacji stosunek wartości tych współczyn-

*) Przesuw częstotliwości nośnych realizowany jest przez człon przemiany częstotliwości (M_2, G_2, F_3).

ników jest inny, określony przez charakterystyki przenoszenia ekspandorów dynamiki RD_1 i RD_2 , poprzedzających oba układy sumujące „+”. Charakterystyki przenoszenia ekspandorów dynamiki [34] zastosowanych w układzie *Kahna* są przedstawione na rys. 24 (krzywe 1,2). Na tym sa-



Rys. 24. Charakterystyki przenoszenia ekspandorów dynamiki stosowanych w urządzeniach do wytwarzania quasi-jednowstęgowych sygnałów CSSB.

1, 2 — charakterystyki przenoszenia ekspandorów RD_1 i RD_2 stosowanych w układzie *Kahna*; 3, 4 — charakterystyki przenoszenia opisywane zależnościami (144) i (139)

mym rysunku (krzywe 3,4) pokazano dla porównania również charakterystyki przenoszenia ekspandorów stosowanych w poprzednio rozpatrzonym urządzeniu, którego schemat blokowy jest przedstawiony na rys. 18.

Z porównania krzywych przedstawionych na rys. 24 wynika, że charakterystyka przenoszenia ekspandora RD_2 w układzie *Kahna* niewiele różni się od zależności (139), przy spełnieniu której zmodulowany sygnał, wytwarzany za pomocą układu *) rys. 18, przy modulacji sygnałem harmonicznym, ma widmo ściśle jednowstęgowe. Natomiast charakterystyka przenoszenia ekspandora RD_1 prawie dokładnie odpowiada przebiegowi funkcji (144), przy której amplitudy widmowych składników sygnału zmodulowanego, występującego na wyjściu urządzenia rys. 18, są wyrażone zależnością (145).

Wyznaczenie widma sygnału zmodulowanego wytwarzanego przez układ *Kahna*, w przypadku ogólnym, jest zadaniem złożonym. Należy przede wszystkim znaleźć widmo fazowo zmodulowanej fali nośnej dopro-

*) Również w przypadku gdy wzmacniacz mocy amplitudowego modulatora nie przenosi składowej stałej.

wadzonej do amplitudowego modulatora SM. Można przy tym udowodnić, że taka fala nośna powstaje również w przypadku, gdy w urządzeniu z rys. 23 zamiast jednego ogranicznika amplitudy znajdują się dwa ograniczniki, wtrącone w tory sygnałów $e_{k_0}(t)$ i $e'_{k_0}(t)$ — przed układem mnożącym M_2 . Sygnały $e_{k_0}(t)$ i $e'_{k_0}(t)$ mogą być bowiem przedstawione w postaci:

$$\begin{aligned} e_{k_0}(t) &= c_{k_0}(t) \cos [\omega_1 t + \psi_{k_0}(t)] \\ e'_{k_0}(t) &= c'_{k_0}(t) \cos [\omega_2 t + \psi'_{k_0}(t)] \end{aligned} \quad (182)$$

a po ich pomnożeniu i filtracji składników sumarycznych otrzymuje się:

$$\begin{aligned} e_{k_0}(t) \cdot e'_{k_0}(t) \Big|_{(\sim)} &= \\ &= c_{k_0}(t) c'_{k_0}(t) \cos [(\omega_1 + \omega_2)t + \psi_{k_0}(t) + \psi'_{k_0}(t)] \end{aligned} \quad (183)$$

Po ograniczeniu amplitudy przebiegu (183) powstaje sygnał, który w postaci zredukowanej można zapisać jako:

$$e_f(t) = \cos [(\omega_1 + \omega_2)t + \psi_{k_0}(t) + \psi'_{k_0}(t)] \quad (184)$$

Jest przy tym oczywiste, że taki sygnał można również wytworzyć w wyniku mnożenia i filtracji sygnałów:

$$\begin{aligned} e_{f_1}(t) &= \cos [\omega_1 t + \psi_{k_0}(t)] \\ e_{f_2}(t) &= \cos [\omega_2 t + \psi'_{k_0}(t)] \end{aligned} \quad (185)$$

uzyskiwanych przez oddzielne ograniczanie amplitudy sygnałów $e_{k_0}(t)$ i $e'_{k_0}(t)$.

Przy modulacji nadajnika drganiem sinusoidalnym o pulsacji p sygnały (185) można przedstawić w postaci szeregów trygonometrycznych:

$$\begin{aligned} e_{f_1}(t) &= \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} B_n \cos (\omega_1 + np) t \\ e_{f_2}(t) &= \sum_{m=-\infty}^{m=+\infty} D_m \cos (\omega_2 + mp) t \end{aligned} \quad (186)$$

Sygnał $e_f(t)$ jest więc równy:

$$\begin{aligned} e_f(t) &= e_{f_1}(t) \cdot e_{f_2}(t) \Big|_{(\sim)} = \\ &= \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \sum_{m=-\infty}^{m=+\infty} B_n D_m \cos [\omega_1 + \omega_2 + (n+m)p] t = \\ &= \sum_{i=-\infty}^{i=+\infty} A_i \cos (\omega_0 + ip) t \end{aligned} \quad (187)$$

gdzie $\omega_0 = \omega_1 + \omega_2$

Dla wyznaczenia występujących w tym wzorze niewiadomych (amplitudy składników widmowych $B_n D_m$) można wykorzystać metodę podobną do zastosowanej przy wyprowadzaniu zależności (157).

Każdy z sygnałów (185) można bowiem przedstawić w sposób ogólny za pomocą wzoru analogicznego do (155). Występująca w tym przypadku pewna dodatkowa trudność wynika z niewygodnej, przy tego rodzaju obliczeniach, postaci funkcji opisującej obwiednię sygnałów $e_{k0}(t)$ i $e_{k0}^*(t)$. Po rozwinięciu takiej funkcji w szereg potęgowy (I-2) i wykonaniu przekształceń podobnych do (156) otrzymuje się następujące wzory na składowe ortogonalne ($U_{1,2}$, $V_{1,2}$) sygnałów (185):

$$U_{1,2} = 1 - \frac{1}{2} \widehat{X}^2 + X\widehat{X}^2 + \frac{3}{8} \widehat{X}^4 - \frac{3}{2} X^2\widehat{X}^2 - \frac{5}{8} X\widehat{X}^4 + \frac{3}{2} X^3\widehat{X}^2 \dots$$

$$V_{1,2} = X - X\widehat{X} + X^2\widehat{X} - \frac{1}{2} \widehat{X}^3 + \frac{3}{2} X\widehat{X}^3 - X^3\widehat{X} - 3X^2\widehat{X}^3 + X^4\widehat{X} + \frac{3}{8} \widehat{X}^5 \dots \quad (188)$$

W przypadku wyznaczania składników widmowych sygnału $e_{f1}(t)$ do wzorów tych zamiast X i \widehat{X} należy podstawiać:

$$X = \nu_1 kx(t) = \nu_1 m_1 \cos pt \quad \text{i} \quad \widehat{X} = \nu_1 k\widehat{x}(t) = \nu_1 m_1 \sin pt, \quad (189)$$

a w przypadku składników sygnału $e_{f2}(t)$

$$X = 0,5 \nu_2 kx(t) = 0,5 \nu_2 m_1 \cos pt \quad \text{oraz} \quad \widehat{X} = 0,5 \nu_2 k\widehat{x}(t) = 0,5 \nu_2 m_1 \sin pt \quad (190)$$

gdzie ν_1, ν_2 są współczynnikami przenoszenia ekspandorów dynamiki RD_1 i RD_2 — wyznaczanymi z wykresu pokazanego na rys. 24 (krzywe 1,2).

Przy amplitudowej modulacji sygnału nośnego (187) drganiem transmitowanym ($m_1 \cos pt$) powstanie sygnał zmodulowany o postaci:

$$\begin{aligned} e(t) &= (1 + m_1 \cos pt) [\cos \omega_0 t + \psi_{k0}(t) + \psi_{k0}^*(t)] = \\ &= \sum_{i=-\infty}^{i=+\infty} E_i \cos(\omega_0 + ip)t. \end{aligned} \quad (191)$$

Obwiednia tego sygnału jest całkowicie wolna od zniekształceń, a amplitudy poszczególnych składników widmowych E_i są powiązane z amplitudami odpowiednich składników zmodulowanej fazowo fali nośnej (187) następującą zależnością:

$$E_i = A_i + \frac{1}{2} m_1 (A_{i-1} + A_{i+1}) \quad (192)$$

Obliczenia widma przeprowadzone według opisanej metody oraz próby ulepszonej odmiany układu *Kahna* wykazały, że w tym przypadku sygnał

zmodulowany można z dokładnością wystarczającą dla praktycznych zastosowań opisać następującym wzorem [25]:

$$e(t) = (1 - 0,3m_1^2) \cos \omega_0 t + m_1 \cos(\omega_0 + p)t + \\ + 0,3m_1^2 \cos(\omega_0 + 2p)t \quad (193)$$

Przy $m_1 \rightarrow 1$ amplitudy pozostałych składników widmowych są tłumione o więcej niż 30 dB w stosunku do poziomu fali nośnej przy $m_1 = 0$.

Nieuwzględnienie w takim modelu wszystkich składników zmodulowanego sygnału, a także niespełnienie przez amplitudy E_0 , E_1 i E_2 warunku (66) sprawia, że obwiednia sygnału (193) nie jest całkowicie wolna od zniekształceń harmoniczných, których wartości można obliczyć na podstawie wyników analizy przeprowadzonej w [22]. Przy modulacji nadajnika drganiem złożonym wyznaczenie widma zmodulowanego sygnału (wytwarzanego przez ulepszoną odmianę układu *Kahna*) jest jeszcze bardziej złożone. Eksperymentalne badania tej odmiany układu [35], [36] wykazały jednak, że poziomy niepożądanych składników wytwarzanych przy modulacji drganiem złożonym nie przekraczają poziomu składników wytwarzanych przy modulacji pojedynczym drganiem sinusoidalnym, a sama struktura widma zmodulowanego sygnału jest podobna do struktury widma sygnału (160). Przy realizacji urządzenia według układu *Kahna* występują podobne trudności co i przy realizacji układów omówionych poprzednio, a dodatkowo konieczność zachowania w całym pasmie częstotliwości modulujących odpowiednich stosunków amplitudowo-fazowych pomiędzy składnikami widmowymi sygnałów $e_{k0}(t)$ i $e'_{k0}(t)$, stąd potrzeba wtrącenia w tor sygnału $e_{k0}(t)$ członu opóźniającego τ_1 . Człon ten służy do wyrównania opóźnienia sygnału wprowadzanego przez filtr środkowoprzepustowy członu przemiany częstotliwości (M_2 , G_2 , F_3).

Z przeprowadzonej analizy układów służących do wytwarzania quasi-jednowstęgowych sygnałów CSSB metodami opracowanymi przez firmę *Philips* oraz *L. R. Kahna* wynika, że wszystkie te układy można rozpatrywać jako pochodne układu ogólnego, przedstawionego na rys. 17.

Uproszczenie zastosowane w pierwotnej odmianie układu *Philipsa* oraz w obu odmianach układu *Kahna*, polegające na nieuwzględnieniu członu korekcji obwiedni i widma sygnału jednowstęgowego $e_{k0}(t)$, sprawia, że uzyskiwane w tych układach tłumienie składników leżących na zewnątrz pasma pożądanego jest niewystarczające, biorąc pod uwagę własności istniejących odbiorników radiofonicznych. Zmniejszenie bowiem zakłóceń pochodzących od nadajników pracujących w sąsiednich kanałach [35] jest niewystarczające. Zastosowanie w ulepszonej odmianie układu *Philipsa* (rys. 21) członu korekcji, zawierającego tylko jeden stopień, wywołuje poważne zmniejszenie poziomu składników pozapasmowych sygnału wyjściowego. Dalsze rozbudowywanie członu korekcji na przykład

o dwa dodatkowe stopnie (rys. 17) pozwoliłoby na jeszcze większe tłumienie składników pozapasmowych. Realizacja układu, zawierającego wielostopniowy człon korekcji, nie jest jednak łatwiejsza od realizacji układu, w którym fala nośna zmodulowana fazowo wytwarzana jest metodą bezpośrednią (rys. 10).

Wspólnym problemem, jaki występuje zarówno w układach o bezpośredniej modulacji fazy jak i w układach, w których przybliżony do zależności pożądanej (4) przebieg fazy chwilowej fali nośnej jest uzyskiwany w sposób pośredni [metodą nieliniarnych przekształceń sygnału $e_{k0}(t)$], jest zagadnienie utrzymania w urządzeniu nadawczym właściwych dla sygnału CSSB stosunków amplitudowo-fazowych pomiędzy obwiednią sygnału i chwilową wartością jego fazy. Naruszenie tych stosunków występuje wskutek nieidealnych charakterystyk przenoszenia toru małej i wielkiej częstotliwości, w powszechnie dzisiaj stosowanych układach nadajników radiofonicznych dużej mocy o modulacji amplitudowej. Jak wykazały bowiem badania [37], zarówno współczynnik wzmocnienia wzmacniacza modulatora jak i opóźnienie wprowadzane przez ten wzmacniacz nie są stałe w czasie, a ponadto są różne dla różnych składników częstotliwościowych złożonego sygnału modulującego. Również opóźnienie sygnału wprowadzane przez tor wielkiej częstotliwości nadajnika zmienia się w czasie na przykład wskutek zmian napięć zasilających i starzenia się lamp elektronowych pracujących w tym torze.

W układach o bezpośredniej modulacji fazowej (rys. 10) jest możliwa całkowita eliminacja wpływu przebiegu charakterystyki tłumieniowej i fazowej wzmacniacza małej częstotliwości modulatorem amplitudy na wartość tłumienia niepożądanych składników sygnału wyjściowego [38]. Sygnał sterujący układ realizujący transformatę *Hilberta* logarytmu sygnału transmitowanego może być bowiem doprowadzany do tego układu poprzez skompensowany dzielnik napięcia z wyjścia wzmacniacza modulatora amplitudy, przy jednoczesnym wtrąceniu pomiędzy wyjście tego wzmacniacza, a stopień modulowany SM członu opóźniającego τ_0 . Takiej możliwości nie dają układy o pośredniej metodzie wytwarzania fali nośnej zmodulowanej fazowo, w których muszą być dodatkowo stosowane skomplikowane układy korekcji charakterystyki tłumieniowej i fazowej.

Znaczne zmniejszenie wpływu niestałości opóźnienia wprowadzanego przez tor wielkiej częstotliwości nadajnika na wartość tłumienia niepożądanych składników sygnału CSSB można uzyskać przez zastosowanie w tym torze układu automatycznej regulacji opóźnienia, który może być zbudowany na przykład w oparciu o układ przedstawiony w [38].

**OBWIEDNIA ZMODULOWANEGO SYGNAŁU
W KONWENCJONALNYM SYSTEMIE MODULACJI
JEDNOWSTĘGOWEJ Z FAŁĄ NOŚNĄ NIE WYTŁUMIONĄ
(EMISJA A3H)**

W tym systemie sygnał zmodulowany może być otrzymany na przykład metodą filtracji jednej ze wstęg bocznych wytworzonego w sposób konwencjonalny sygnału o dwuwstęgowej modulacji amplitudowej.

Chwilowa wartość napięcia takiego sygnału może być opisana następującym równaniem:

$$e_{k_0}(t) = \cos \omega_0 t + kx(t) \cos \omega_0 t - k\hat{x}(t) \sin \omega_0 t \quad (\text{I-1})$$

gdzie:

ω_0 pulsacja fali nośnej,

$x(t)$ — sygnał transmitowany,

$\hat{x}(t)$ — sygnał będący transformatą *Hilberta* sygnału $x(t)$,

k — współczynnik charakteryzujący głębokość modulacji amplitudowej sygnału wielkiej częstotliwości.

Obwiednia sygnału (I-1) jest dana przez:

$$\begin{aligned} c_{k_0}(t) = \sqrt{[1+kx(t)]^2 + [k\hat{x}(t)]^2} = & 1 + kx(t) + \frac{[k\hat{x}(t)]^2}{2} + \\ & + \frac{kx(t)[k\hat{x}(t)]^2}{2} + \frac{[kx(t)]^2[k\hat{x}(t)]^2}{2} - \frac{[k\hat{x}(t)]^4}{8} + \dots \end{aligned} \quad (\text{I-2})$$

a jego faza chwilowa przez

$$\psi_{k_0}(t) = \arctg \frac{k\hat{x}(t)}{1+kx(t)} \quad (\text{I-3})$$

Z analizy wyrażenia (I-2) wynika, że w przypadku ogólnym obwiednia sygnału jednowstęgowego z nie wytłumioną falą nośną znacznie się różni od sygnału podlegającego transmisji. Odbiór sygnałów o takiej obwiedni za pomocą odbiorników wyposażonych w „liniowy” detektor obwiedni będzie więc związany na ogół ze znacznymi zniekształceniami sygnału małej częstotliwości.

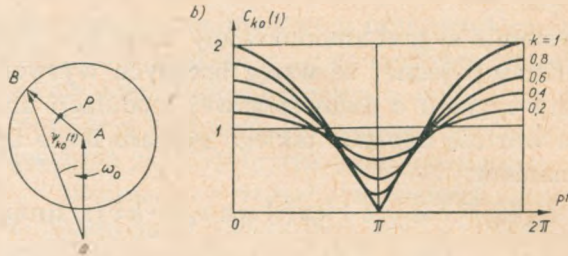
W przypadku gdy sygnał transmitowany małej częstotliwości jest sygnałem harmonicznym

$$x(t) = \cos pt \quad (\text{I-4})$$

obwiednia sygnału zmodulowanego (I-1) jest równa

$$c_{k_0}(t) = \sqrt{1+k^2+2k \cos pt} \quad (\text{I-5})$$

Sygnal zmodulowany o takiej obwiedni może być przedstawiony na rysunku w postaci dwu fazorów OA (sygnal fali nośnej) i AB (sygnal wstęgi bocznej) wirujących z prędkościami kątowymi ω_0 i $\omega_0 + p$ (rys. I-1a). Fazor OB reprezentuje w tym przypadku obwiednię sygnału zmodulowanego. Przebieg zmian wartości modułu tego fazora w czasie, przy różnych wartościach współczynnika k , jest przedstawiony na rys. I-1b.



Rys. I-1. Przedstawienie zmodulowanego sygnału jednowstęgowego z nie wytlumioną falą nośną: a) w postaci sumy dwu wirujących fazorów, b) obwiednia zmodulowanego sygnału w tym systemie ($k = \frac{AB}{OA}$ — współczynnik głębokości amplitudowej modulacji)

Dla określenia współczynników zawartości harmoniczných w sygnale obwiedni wyrażenie (I-5) należy rozwinąć w szereg Fouriera. Bezpośrednie jednak rozwinięcie tego wyrażenia w szereg Fouriera napotyka w przypadku ogólnym poważne trudności formalne, ponieważ amplitudy poszczególnych harmoniczných są wyrażone całkami eliptycznymi. Wartości tych amplitud można obliczyć znacznie łatwiej, rozwijając najpierw wyrażenie (I-5) w szereg potęgowy:

$$c_{k0}(t) = E_0 + E_1 \cos pt + E_2 \cos^2 pt + E_3 \cos^3 pt + \dots E_n \cos^n pt + \dots \quad (\text{I-6})$$

który następnie sprowadza się do trygonometrycznego szeregu harmonicznego

$$c_{k0}(t) = C_0 + C_1 \cos pt + C_2 \cos 2pt + C_3 \cos 3pt + \dots C_r \cos rt + \dots \quad (\text{I-7})$$

za pomocą następujących wzorów:

$$C_0 = \sum_{n=0,2,4,\dots}^{\infty} \frac{n!}{2^n \left(\frac{n}{2}!\right)^2} E_n \quad (\text{I-8})$$

$$C_r = \sum_{n=r,r+2,r+4}^{\infty} \frac{n!}{\left(\frac{n+r}{2}\right)! \left(\frac{n-r}{2}\right)! 2^{(n-1)}} E_n \quad (\text{I-9})$$

Wyrażenie (I-5) można rozwinąć w szereg potęgowy zbieżny dla dowolnych wartości k , przy wykorzystaniu dwumianu *Newtona* dla potęg ułamkowych:

$$c_{k0}(t) = \sqrt{1+k^2} \sqrt{1 + \frac{2k}{1+k^2} \cos pt} = \sqrt{1+k^2} \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{2k}{1+k^2} \right) \cos pt + \right. \\ \left. - \frac{1}{8} \left(\frac{2k}{1+k^2} \right)^2 \cos^2 pt + \frac{1}{16} \left(\frac{2k}{1+k^2} \right)^3 \cos^3 pt - \right. \\ \left. - \frac{5}{128} \left(\frac{2k}{1+k^2} \right)^4 \cos^4 pt + \dots \right] \quad (\text{I-10})$$

Przyrównując współczynniki przy tych samych potęgach $\cos pt$ w prawych częściach wyrażen (I-6) i (I-9), otrzymuje się następujące zależności, pozwalające przy danym k łatwo obliczyć wartości poszczególnych współczynników E_n szeregu potęgowego:

$$E_0 = \sqrt{1+k^2}$$

$$E_1 = \frac{1}{2} \frac{2k}{1+k^2} E_0$$

$$E_2 = -\frac{1}{2 \cdot 4} \left(\frac{2k}{1+k^2} \right)^2 E_0$$

$$E_3 = \frac{1 \cdot 3}{2 \cdot 4 \cdot 6} \left(\frac{2k}{1+k^2} \right)^3 E_0$$

$$E_n = \frac{\frac{1}{2} \left| \frac{1}{2} - 1 \right| \left| \frac{1}{2} - 2 \right| \left| \frac{1}{2} - 3 \right| \dots \left| \frac{1}{2} - (n-1) \right|}{n} \left(\frac{2k}{1+k^2} \right)^n E_0 \quad (\text{I-10})$$

Przy niezbyt dużych wartościach współczynnika k wyrażenie opisujące obwiednię zmodulowanego sygnału może być rozwinięte w szereg potęgowy w sposób poniższy:

$$c_{k0}(t) = \sqrt{1+2k \cos pt + k^2} = 1 + \frac{1}{2} (2k \cos pt + k^2) \\ - \frac{1}{8} (4k^2 \cos^2 pt + 4k^3 \cos pt + k^4) \\ + \frac{1}{16} (8k^3 \cos^3 pt + 12k^4 \cos^2 pt + 6k^5 \cos pt + k^6) \\ - \frac{5}{128} (16k^4 \cos^4 pt + 32k^5 \cos^3 pt + 24k^6 \cos^2 pt + 8k^7 \cos pt + k^8) \\ + \frac{7}{256} (32k^5 \cos^5 pt + 80k^6 \cos^4 pt + \dots)$$

$$-\frac{21}{1024}(64k^6 \cos^6 pt + \dots) \quad (\text{I-11})$$

Szereg ten jest zbieżny przy

$$k \leq \sqrt{2} - 1 \quad (\text{I-12})$$

Po zgrupowaniu członów przy jednakowych potęgach $\cos pt$ i przejściu z szeregu potęgowego na szereg harmoniczny [przy wykorzystaniu zależności (I-8, I-9)] otrzymuje się następujące wyrażenia na amplitudy poszczególnych składowych widma obwiedni sygnału zmodulowanego:

$$C_0 = 1 + \frac{k^2}{4} + \frac{k^4}{64} + \dots \quad (\text{I-13})$$

$$C_1 = k - \frac{k^3}{8} - \frac{k^5}{64} - \dots \quad (\text{I-14})$$

$$C_2 = \frac{k^2}{4} - \frac{k^4}{16} + \dots \quad (\text{I-15})$$

$$C_3 = \frac{k^3}{8} - \frac{5}{128} k^5 + \dots \quad (\text{I-16})$$

Współczynniki zawartości drugiej i trzeciej harmonicznej w obwiedni zmodulowanego sygnału mogą być w tym przypadku obliczone z następujących zależności:

$$h_2 = \frac{C_2}{C_1} = \frac{k}{2} \frac{4 - k^2 + \dots}{8 - k^3 + \dots} = \frac{k}{4} \left(1 - \frac{k^2}{8} + \dots \right) \quad (\text{I-17})$$

$$\begin{aligned} h_3 &= \frac{C_3}{C_1} = \frac{k^2}{8} \frac{1 - \frac{5}{16} k^2 + \dots}{1 - \frac{1}{8} k^2 - \frac{1}{64} k^4 - \dots} = \\ &= \frac{k^2}{8} \left(1 - \frac{3}{16} k^2 + \dots \right) \end{aligned} \quad (\text{I-18})$$

Wyniki obliczeń zniekształceń harmonicznych obwiedni za pomocą obu rozpatrzonych powyżej metod są przedstawione na rys. 1-2.

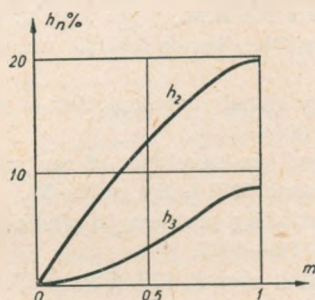
Na rysunku tym na osi rzędnych są odłożone wartości współczynników drugiej i trzeciej harmonicznej obwiedni zmodulowanego sygnału wielkiej częstotliwości, na osi zaś odciętych wartości współczynnika głębokości modulacji amplitudy m tego sygnału.

Współczynnik ten jest określony w sposób następujący:

$$m = k \quad \text{dla} \quad 0 < k \leq 1 \quad (\text{I-19})$$

$$m = \frac{1}{k} \quad \text{dla} \quad k > 1 \quad (\text{I-20})$$

Z analizy zależności przedstawionych na rys. I-2 wynika, że zniekształcenia harmoniczne transmitowanego sygnału rosną wraz ze wzrostem m , przy czym gdy amplituda składnika bocznego zbliża się do poziomu sygnału fali nośnej, to zniekształcenia sygnału (wywołane tylko drugą i trzecią harmoniczną) rosną do wartości ok. 22⁰o.



Rys. I-2. Zależności zniekształceń harmoniczných obwiedni w konwencjonalnym systemie modulacji jednowstęgowej z nie wytłumioną falą nośną od głębokości amplitudowej modulacji sygnału wielkiej częstotliwości

Zniekształcenia te nie mogą być zmniejszone inaczej niż przez zmniejszenie współczynnika głębokości modulacji m . Takie rozwiązanie jednak, zarówno ze względów energetycznych (konieczność emitowania nie wykorzystanego do przesyłania informacji sygnału fali nośnej o dużym poziomie) jak również ze względu na zmniejszenie stosunku sygnału do szumu, nie jest korzystne. Uwzględniając jakość wymaganą w radiofonii [39], [40] należy uznać konwencjonalny system jednowstęgowy z nie wytłumioną falą nośną za nieodpowiedni przy stosowaniu typowych odbiorników AM, wyposażonych w „liniowy” detektor obwiedni.

WYKAZ LITERATURY

1. Siforow W.I.: O radiowieszczeniu na jednej bocznej połosci s niesuszczej czastotaj. IEST. 1936 nr 10.
2. Eckersley P.P.: Asymmetric-sideband broadcasting Proc. IRE. September 1938 t. 16, s. 1041—1092.
3. Koomans N.: Asymmetric-sideband broadcasting. Proc. IRE. November 1939 t. 27, s. 687—690.
4. Tetelbaum S.I.: Ob odnom metode powyszenia efektiwnosti radioswiaz. ŻTF. IX, 1939 z. 17.
5. Villard O.O.: Composite amplitude and phase modulation. Electronics, November 1948, s. 362—365.
6. Chakrabarti N.B.: Combined AM and PM for a one — sided spectrum. Proc. IRE, September 1959, s. 1663.

7. *Taylor A.H.*: Combined AM and PM for a one — sided spectrum. Proc. IRE. May 1960, s. 953.
8. *Korienblum B.I., Kriejzn M.G., Tetelbaum S.I.*: K matematycznej teorii metoda optimalnoy amplitudno-fazowej modulacji. Sbornik Trudow Instituta Elektro-techniki AN-USSR. 1951 z. 7.
9. *Tetelbaum S.I., Griniewicz J.G.*: Eksperimentalnoje issliedowanje metoda optimalnoy amplitudno-fazowej modulacji. Radiotekhnika 1957 t. 12 nr 5.
10. *Van Kessel Th.J., Stumpers F.L.H.M., Uyen J.M.A.*: Méthode permettant d'obtenir une modulation compatible à bande latérale unique. Revue de l'UER. Février 1962.
11. *Bedrosian E.*: The analytic signal representation of modulated waveforms. Proc. IRE. October 1962 t. 50, s. 2071—2076.
12. *Dugundji J.*: Envelopes and pre-envelopes of real waveforms. IRE Transaction of Information Theory. March 1958 t. IT4, s. 53—57.
13. *Powers K.H.*: The compatibility problem in single sideband transmission. Proc. IRE. August 1960 t. 48, s. 1431—1435.
14. *Powers K.H.*: Phase shifting circuit. US. Patent No 3050700. August 1962.
15. *Zajezdnyj A.M.*: Garmoniczeskij sintiez w radiotekhnike i elektroszwiazii. GEI. Moskwa 1961.
16. *Liannoj W.P.*: Szyrokopółosnyj fazowraszczatiel s iskustwiennoy liniej zadierzki w systemie optimalnoy amplitudno-fazowej modulacji. Izwiestia wyższych uczebnych zawiedienij. Radiotekhnika 1969 nr 2, s. 247—253.
17. *Magnus W., Oberhettinger F.*: Formeln und Sätze für die speziellen Funktionen der mathematischen Physik. Springer Verlag, Berlin 2 Aug. 1948, s. 213.
18. *Voil V.O.*: Some problems of disk recording for broadcasting purposes. Proc. IRE. March 1950 t. 38, s. 243—238.
19. *Klagin L.E.*: Matematyčeskij analiz spiektrow signalow optimalnoy amplitudno-fazowej modulacji. Trudy uczebnych institutow szwiazii. 1964 wyd. 22, s. 69—78.
20. *Besslich Ph., Burkhardtmaier W.*: Eigenschaften, Aufbereitungsverfahren und Demodulationsverzerrungen des kompatiblen Einseitenbandsignals. Telefonken Zeitung. 1964 z. 3/4, s. 260—275.
21. *N.V. Philips Gloeilampenfabriken*, Eindhoven, Holandia. Urządzenie nadawcze do przesyłania sygnałów o modulowanej amplitudzie. Patent PRL No 50456. 1963.
22. *Makiedoński A.*: Analiza zniekształceń harmoniczných w systemach modulacyjnych wykorzystujących modulację amplitudy fali nośnej. Prace Instytutu Łączności 1965 z. 2(38), s. 52—90.
23. *N.V. Philips Gloeilampenfabriken*, Eindhoven. Urządzenie nadawcze do transmisji drgań z modulacją amplitudową. Patent PRL Nr P-114037. 1966.
24. *Kahn L.R.*: A compatible single-sideband system designed for use in the broadcast service. IRE National Convention Record. March 1957 z. 7.
25. *Kahn L.R.*: Compatible Single Sideband. Proc. IRE. October 1961, s. 1503—1527.
26. *Kahn L.R.*: Single sideband transmission by envelope elimination and restoration. Proc. IRE. July 1952.
27. *Costas J.P.*: A mathematical analysis of the Kahn compatible single-sideband system. Proc. IRE. July 1958.
28. *Olive G.A.*: Analysis of compatible single sideband system. 12 th Annual National Association of Broadcasters. Engineering Conference. April 1958.
29. *Mertens H.*: A study by means of an analogue computer of the spectrum of the CSSB modulation. Revue de l'UER. December 1960, s. 249—258.

30. *Kliagin L.E.*: Analiz spektrow pri amplitudno fazowej modulacji. Radiotechnika. 1960 nr 8, s. 57—73.
31. *Harmon R.N.*: Experience with CSSB at K.D.K.A. in National Association of Broadcasters. Engineering Handbook, A.P. Walker, Ed. Mc. Graw-Hill Book Co. New York 1960, s. 8. 41—8.52.
32. WABC Field test of compatible single sideband transmission. IRE National Convention Record. March 1958, s. 42—54.
33. *Piwnicki K.*: Modulacje jednowstęgowe. Zeszyty Naukowe Politechniki Warszawskiej. Elektryka. 1967 nr 50, s. 105—161.
34. *Kahn L.R.*: Compatible single sideband system. US — Patent No 3212008. 1965.
35. Doc. CCIR, period 1963—1966. Doc. X/32.
36. *Netzband R., Süverkrübbe R.*: Untersuchungen an einer kompatiblen Einseitenband — Übertragungskette. Rundfunk Technische Mitt. 1965 nr 2, s. 75—90.
37. Measurement of dephasing in the AF and RF channels of high-power radio transmitters. Doc. CCIR, period 1963—1966. Doc. X/58.
38. *Makiedoński A.*: Układ do redukcji jednej wstęgi bocznej w nadajniku radiowym z modulacją amplitudy. Patent PRL Nr 52752. 1965.
39. GOST 11515—65 — Trakty radiowieszczatielnyje, klasy, osnovnyje kaczestwiennyje pokazatieli. Moskwa 1965.
40. GOST 5651—64 — Prijomniki radiowieszczatielnyje, klasy, osnovnyje paramietry. Moskwa 1964.

A. Македонски

ГЕНЕРАЦИЯ СИГНАЛОВ С ОДНОПОЛОСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Резюме

На основании методов обобщенного суммирования тригонометрических рядов рассмотрены возможности коррекции неравномерности амплитудно-частотной характеристики широкополосного фазовращателя, применяемого в совместимой системе однополосной амплитудно-фазовой модуляции.

Рассмотрен спектр модулированного сигнала при модуляции одним и двумя синусоидальными колебаниями.

Представлена схема для образования модулированного сигнала со строго однополосным спектром и квазисовместимой огибающей относительно линейного детектора, а также рассмотрены основные требования, предъявляемые отдельным элементам этой схемы.

Проанализирована работа схем генерации однополосных сигналов, разработанных Philips Research Laboratories а также Kahn Research Laboratory, рассматривая эти схемы как упрощенные варианты изложенной общей схемы.

A. Makiedoński

GENERATION OF THE SINGLE SIDEBAND SIGNALS

Summary

On the basis of the principle of generalized summation of trigonometric series the possibility of equalizing the irregularities of attenuation characteristics of the

wideband phase shift network, applied to the single sideband modulation system, compatible with the two-sideband amplitude modulation system has been discussed as well as the corresponding signal spectrum, modulated with one and with two audio frequencies.

The network for the generating signals of the strictly single sideband spectrum and of an envelope quasi compatible with linear detector has been presented.

The fundamental requirements for the particular elements of the network have been analyzed.

The performance of the networks, elaborated by Philipps Research Laboratories and by Kahn Research Laboratories, have also been analyzed as some simplified forms of the above mentioned general solution.

A. Makiedoński

GENERATION DES SIGNAUX DE MODULATION A BANDE LATÉRALE UNIQUE

R é s u m é

En s'appuyant sur le principe de l'addition généralisée des séries trigonométriques on a traité la possibilité de la correction de l'irrégularité de la caractéristique d'affaiblissement du circuit déphaseur à large bande, appliqué dans le circuit de modulation à bande latérale unique et compatible avec le système de modulation d'amplitude deux bandes latérales.

On a discuté le spectre correspondant à un signal de modulation à bande latérale unique, notamment pour une et pour deux fréquences modulatrices ainsi que le circuit destiné à produire les signaux de spectre strictement à bande latérale unique et à l'enveloppe quasi compatible avec le détecteur linéaire.

On a présenté les exigences essentielles concernant les éléments particuliers de ledit circuit.

Enfin on a analysé le travail des circuits de génération des signaux à bande latérale unique, élaborés aux Laboratoires Philips et aux Laboratoires Kahn ayant traité les circuits comme des solutions simplifiées de la solution générale.

A. Makiedoński

ERREGUNG VON SIGNALEN MIT DER EINSEITENBANDMODULATION

Z u s a m m e n f a s s u n g

Auf Grund der Methode der verallgemeinerten Summierung trigonometrischer Reihen werden die Möglichkeiten der Entzerrung von Dämpfungskennlinien des Breitbandphasenschiebers erörtert, der in der Einseitenbandmodulationsschaltung verwendet wird und welcher die Bedingung der Kompatibilität mit der Zweiseitenbandamplitudenmodulationsschaltung erfüllt.

Es wurde das Spektrum des in dem obengenannten Modulationssystem mit einer und mit zwei sinusoidalen Wellen modulierten Signals besprochen.

Es wird eine Schaltung zur Erzeugung des modulierten Signals mit dem exakten Einseitenbandspektrum und einer quasikompatiblen Hüllkurve für den Liniendetektor dargestellt und die grundsätzlichen, den einzelnen Elementen dieser Schaltung gestellten Forderungen besprochen.

Es wird auch die Arbeit der Einseitenbandsignalerzeuger, die bei Philips Research Laboratories und im Kahn Research Laboratory bearbeitet worden sind, analysiert, in dem man sie als vereinfachte Lösungen der obengenannten allgemeinen Schaltung betrachtet hat.

Cena zł 23, –