

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
BIBLIOTEKA NAUKOWA

Nr

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK XXI

ZESZYT 3(75)

WARSZAWA

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

SPIS TREŚCI

<i>Jerzy Dudziewicz</i> — Miernik mocy średniej sygnałów losowych	3
<i>Aleksander Makiedoński</i> — Zniekształcenia obwiedni sygnału modulowanego przy jednoczesnych zniekształceniach tłumieniowych i fazowych jego składników	14

СОДЕРЖАНИЕ

<i>Г. Дудзевич</i> — Измеритель средней мощности сигналов случайного характера . . .	3
<i>А. Македонски</i> — Искажения огибающей модулированного сигнала в случае одно-временных искажений амплитуды и фазы его составляющих	14

CONTENTS

<i>J. Dudziewicz</i> — Meter of the mean value of random signal power	3
<i>A. Makiedoński</i> — Modulated signal envelope distortions with simultaneous phase and amplitude distortions of its components	14

SOMMAIRE

<i>J. Dudziewicz</i> — Appareil pour la mesure de la valeur de puissance moyenne des signaux aleatoires	3
<i>A. Makiedoński</i> — Distorsions d'enveloppe du signal module lors des distorsions de ses composantes d'amplitude et de phase simultanees	14

INHALTSVERZEICHNIS

<i>J. Dudziewicz</i> — Messer des Leistungsmittelwertes der zufälligen Signale	3
<i>A. Makiedoński</i> — Verzerrungen der Hüllkurve des Modulierten Signals bei Gleichzeitigen Amplituden- und Phasenverzerrungen seiner Komponenten	14

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK XXI

ZESZYT 3(75)

WARSZAWA
WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

Komitet Redakcyjny

Redaktor Naczelny — prof. mgr inż. *Lesław Kędziński*

Redaktorzy działów:

adj. mgr inż. *Aleksy Brodowski*, mgr inż. *Władysław Cetner*,
doc. mgr inż. *Jerzy Wójcikiewicz*

Adres Redakcji:

Instytut Łączności, ul. Szachowa 1, 04-894 Warszawa-Miedzeszyn

WSZELKIE PRAWA ZASTRZEŻONE

Printed in Poland

Opracowano w Dziale Wydawniczym Instytutu Łączności

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI—WARSZAWA 1975

Wydanie 1. Nakład 550 ± 60 egz. Ark. wyd. 3,46. Ark. druk. 3,5. Oddano do składania w grudniu 1974. Podpisano do druku w kwietniu 1975. Druk ukończono w kwietniu 1975. Papier druk. sat. kl. V 70g 70 × 100. Zam. P/184/74. K.7465. nr cenzury B-92 Indeks 37002

Poznańskie Zakłady Graficzne im. M. Kasprzaka — 3892/74 — B-92/305

Jerzy Dudziewicz

621.317.789

MIERNIK MOCY ŚREDNIEJ SYGNAŁÓW LOSOWYCH

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 18.III.1974 r.

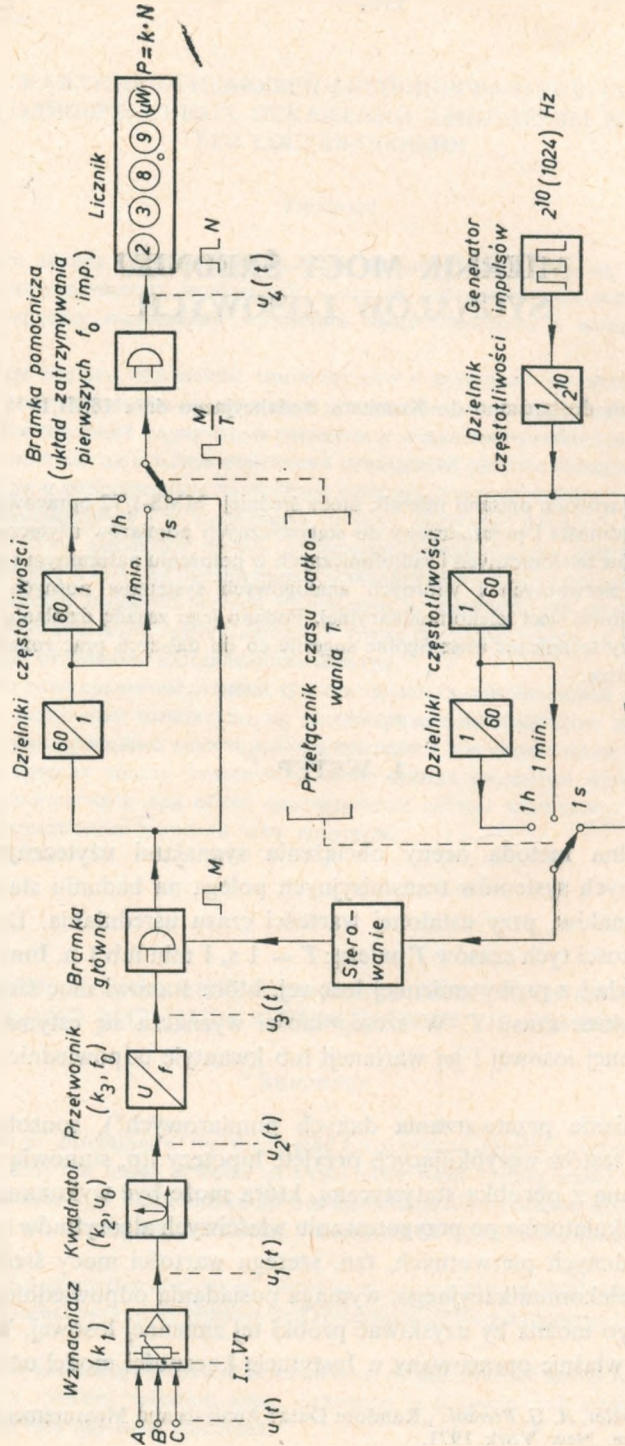
W artykule opisano miernik mocy średniej MMS-1/72 opracowany w Instytucie Łączności i przeznaczony do statystycznych pomiarów użytecznych sygnałów kanałów telefonicznych i radiofonicznych w położeniu naturalnym i podstawowych grup pierwotnych i wtórnych analogowych systemów nośnych, stosowanych w krajowej sieci telekomunikacyjnej. Podano jego zasadę działania i głównie parametry techniczne oraz ogólne sugestie co do dalszych prac rozwojowych w tej dziedzinie.

1. WSTĘP

Konwencjonalna metoda oceny obciążenia sygnałami użytecznymi kanałów i grup wielokrotnych systemów transmisyjnych polega na badaniu statystyki mocy średniej tych sygnałów, przy ustalonej wartości czasu uśredniania. Do najczęściej stosowanych wartości tych czasów T należą: $T = 1$ s, 1 min lub 1 h. Innymi słowami, wyznacza się rozkład z próby zmiennej losowej, która stanowi moc średnią sygnału wyznaczoną za okres czasu T . W szczególności wyznacza się estymator wartości średniej tej zmiennej losowej i jej wariancji lub kwantyle odpowiednich rzędów takiego rozkładu.

O ile zagadnienie przetwarzania danych pomiarowych¹⁾, sposoby estymacji, przeprowadzanie testów weryfikujących przyjęte hipotezy itp. stanowią typową problematykę związaną z obróbką statystyczną, która może być wykonana za pomocą odpowiednich kalkulatorów po przygotowaniu właściwych algorytmów i programów, o tyle zbieranie danych pierwotnych, tzn. szeregu wartości mocy średniej sygnału danego obiektu telekomunikacyjnego, wymaga posiadania odpowiedniego miernika, za pomocą którego można by uzyskiwać próbki tej zmiennej losowej. W niniejszym artykule opisano właśnie opracowany w Instytucie Łączności model użytkowy mier-

¹⁾ Por. J. S. Bendat, A. G. Piersol: „Random Data: Analysis and Measurement Procedures”, Wiley — Interscience, New York 1971.



Rys. 1. Uproszczony schemat blokowy miernika mocy średniej MMS-1/72

nika mocy średniej MMS-1/72, który będzie stanowił zasadnicze wyposażenie pomiarowe, przeznaczone do tego typu badań statystycznych, dotyczących obciążenia systemów transmisyjnych w telekomunikacyjnej sieci krajowej.

2. OGÓLNY OPIS I ZASADA DZIAŁANIA MIERNIKA MOCY ŚREDNIEJ

Zasada działania MMS-1/72 wynika z uproszczonego schematu blokowego, przedstawionego na rys. 1. Jak wiadomo, miernik ten powinien mierzyć poprawnie moc średnią P (wyrażoną w watach) sygnału za okres czasu T (wyrażonego w sekundach) wydzieloną na rezystancji R (wyrażonej w omach) zgodnie z następującym wzorem:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{u^2(t)}{R} dt \quad (1)$$

gdzie $u(t)$ oznacza chwilową wartość napięcia (wyrażonego w woltach) badanego sygnału (por. rys. 2a). Sygnał ten po przejściu przez wzmacniacz szerokopasmowy o wzmocnieniu $k_1 \sqrt{\frac{600}{R}}$ (k_1 oznacza wzmocnienie napięciowe wzmacniacza o wejściu A — rys. 1) ma następującą postać (rys. 2b).

$$u_1 = k_1 \sqrt{\frac{600}{R}} u \quad (2)$$

Sygnał o napięciu u_1 zostaje następnie skierowany na kwadrator, na którego wyjściu pojawia się sygnał (por. rys. 2c):

$$u_2 = u_0 + k_2 \cdot u_1^2 = u_0 + k_1^2 k_2 \frac{600}{R} u^2 \quad (3)$$

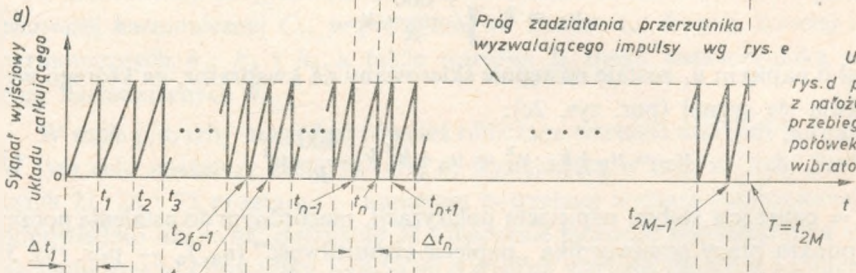
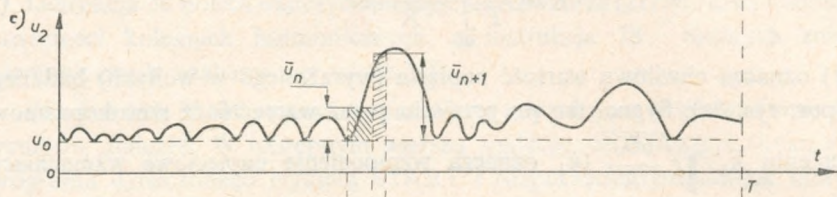
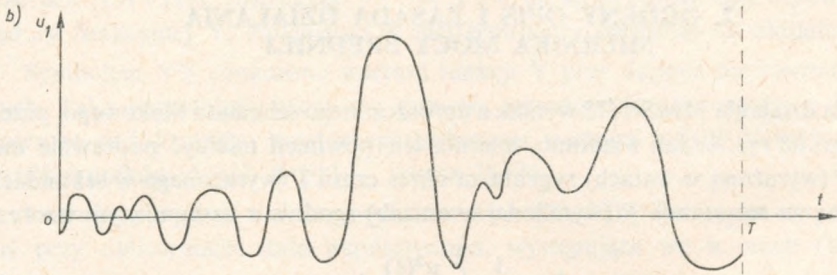
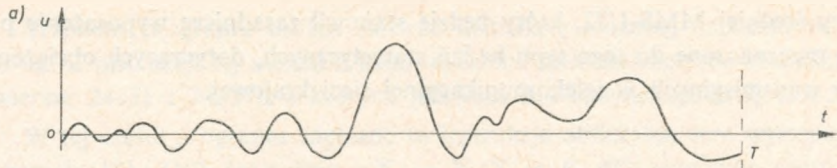
gdzie $u_0 = \text{const}$ jest stałym napięciem polaryzacji, niezbędnym do ustalenia początkowego punktu pracy przetwornika „napięcie-częstotliwość” (u_0, f_0 — por. rys. 3), a k_2 jest stałym współczynnikiem charakterystyki kwadratora.

Sygnał o napięciu u_2 steruje z kolei przetwornik „napięcie-częstotliwość”, na którego wyjściu powstaje sygnał impulsowy u_3 o zmiennym odstępnie czasu Δt_n między jego kolejnymi momentami znamionymi, który równa się (rys. 2d i e):

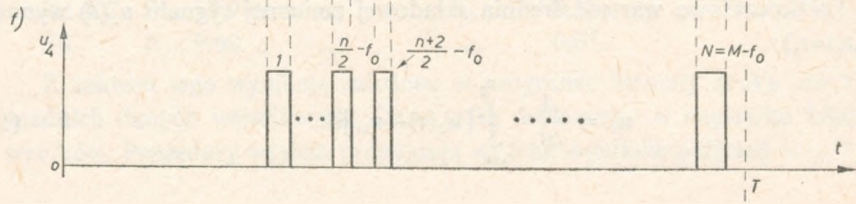
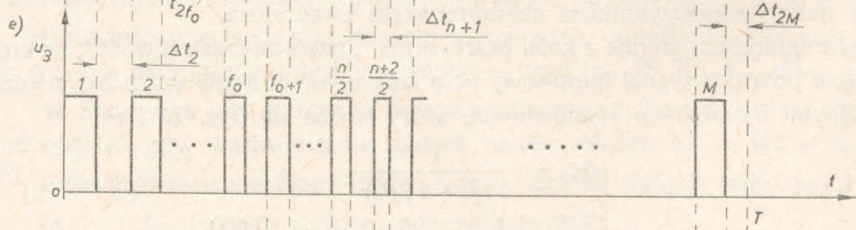
$$\Delta t_n = \frac{1}{2(f_0 + k_3 u_n)} \quad (4)$$

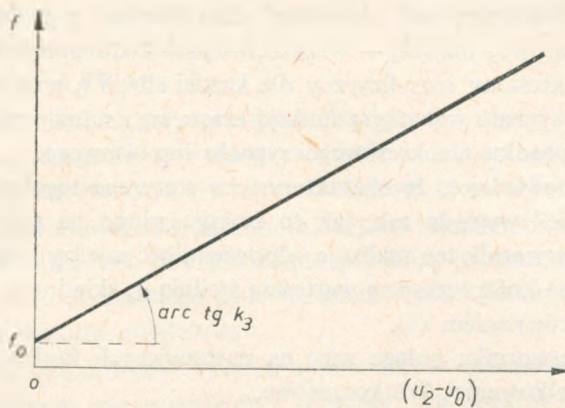
gdzie \bar{u}_n jest wartością średnią sygnału $[u_2(t) - u_0] = k_1^2 k_2 \frac{600}{2R} u^2$ za okres czasu Δt_n , tzn. krótkoczasowa wartość średnia składowej zmiennej sygnału $u_2(t)$ wynosi $(t_{n-1} + \Delta t_n = t_n)$:

$$\bar{u}_n = \frac{1}{\Delta t_n} \int_{t_{n-1}}^{t_n} [u_2(t) - u_0] dt \quad (5)$$



Uwaga:
rys.d powstaje z nałożenia dwóch przebiegów obu połówek multi-wibratora





Rys. 3. Charakterystyka statyczna przetwornika „napięcie-częstotliwość”

Współczynnik k_3 we wzorze (4) oznacza nachylenie charakterystyki przetwornika (rys. 3).

Z równania (4) wynika, że

$$f = \frac{1}{2\Delta t_n} = f_0 + k_3 \cdot \bar{u}_n \quad (6)$$

Wielkość f w powyższym równaniu można właśnie w pewnych przypadkach szczególnych utożsamiać z częstotliwością sygnału okresowego. Jeżeli na przykład $u_2(t) = u_0 = u_{2\min}$, a więc $\bar{u}_n = 0$ (co ma miejsce, gdy sygnał wejściowy $u = 0$), to $f = f_{\min} = f_0 = \text{const}$ oznacza częstotliwość okresowego ciągu impulsów o stałym czasie repetycji (okresie) $2\Delta t_n = \frac{1}{f} = \frac{1}{f_0}$. W przypadku gdyby $u_2(t) = u_{2\max} = \text{const}$, gdzie $u_{2\max}$ oznacza maksymalną wartość amplitudy sygnału $u_2(t)$ poprawnie przetwarzanego, to częstotliwość impulsów okresowych wynosi wtedy (zgodnie z równaniem 6) $f = \frac{1}{2\Delta t_n} = f_{\max} = f_0 + k_3 \cdot u_{2\max}$.

W związku z tym można powiedzieć, że wartościom pośrednim napięcia $u_2(t)$, zmieniającym się w sposób dowolny (np. losowy) w granicach $u_{2\min} \dots u_{2\max}$, będą odpowiadały wartości „częstotliwości” impulsów $f = f_0 + k_3 \cdot \bar{u}_n$, przy czym $f_{\min} \leq f \leq f_{\max}$. Należy jednak pamiętać, że takie określenie częstotliwości f sygnału impulsowego nie odpowiada w ogólnym przypadku konwencjonalnej definicji częstotli-

Rys. 2. Przebiegi czasowe sygnałów w poszczególnych punktach miernika mocy średniej o schemacie przedstawionym na rys. 1

a) sygnał wejściowy, b) sygnał na wyjściu wzmacniacza, c) sygnał na wyjściu kwadratora, d) sygnał na wyjściu układu całkującego w przetworniku, e) sygnał na wyjściu przetwornika, f) sygnał na wyjściu licznika (wykres narysowany dla przypadku $T = 1s$)

wości sygnału okresowego ani chwilowej częstotliwości sygnału harmonicznego modulowanego kąto, mającej — w przeciwieństwie do opisywanego tu sygnału impulsowego — określony sens fizyczny dla każdej chwili t , ponieważ częstotliwość chwilowa takiego sygnału jest *ciągłą* funkcją czasu, co z natury rzeczy nie ma sensu fizycznego w przypadku nieokresowego sygnału impulsowego.

Można więc powiedzieć, że charakterystyka *statyczna* tego przetwornika „napięcie-częstotliwość” wygląda tak, jak to przedstawiono na rys. 3, jednak ściśle rzecz ujmując przetwornik ten realizuje odpowiedniość między kolejnymi odstępami czasu Δt_n a kolejną krótkoczasową wartością średnią \bar{u}_n składowej zmiennej sygnału $u_2(t)$, zgodnie z równaniem (4).

Działanie przetwornika polega więc na następujących funkcjach:

- a) uśrednianie (całkowanie) krótkoczasowe,
- b) wyzwalać impulsów przetwornika.

Układ całkujący działa w ten sposób, że na jego wyjściu powstają przebiegi zbliżone do sygnału piózębnego (rys. 2d). Im większa jest wartość średnia amplitudy sygnału u_2 , tym większe nachylenie ma odpowiedni „ząb” tego przebiegu, a więc tym krótszy będzie czas Δt_n , odpowiadający szerokości zęba, a więc tym „częściej” będzie uruchamiany przetwornik, wyzwalaający impulsy.

Powracając do równań (1), (3), (5) można więc napisać, że

$$\begin{aligned}
 P &= \frac{1}{T} \int_0^T \frac{u^2(t)}{R} dt = \frac{1}{600 k_1^2 k_2 T} \int_0^T [u_2(t) - u_0] dt = \\
 &= \frac{1}{600 k_1^2 k_2} \left\{ \sum_{n=1}^{2M} \frac{\Delta t_n}{T} \cdot \frac{1}{\Delta t_n} \int_{t_{n-1}}^{t_n} [u_2(t) - u_0] dt \right\} = \\
 &= \frac{1}{600 k_1^2 k_2} \sum_{n=1}^{2M} \frac{\Delta t_n}{T} \bar{u}_n
 \end{aligned} \tag{7}$$

Z równania (4) wynika, że

$$\Delta t_n \cdot \bar{u}_n = \frac{1 - 2f_0 \Delta t_n}{2k_3} \tag{8}$$

a więc uwzględniając to w równaniu (7) uzyska się ostatecznie, że

$$P = \frac{1}{600 k_1^2 k_2} \sum_{n=1}^{2M} \frac{1 - 2f_0 \Delta t_n}{2k_3 T} = \frac{1}{600 k_1^2 k_2 k_3} \left(\frac{M}{T} - f_0 \right) = k \cdot N \tag{9}$$

gdzie wprowadzono stały współczynnik

$$k = \frac{1}{600 k_1^2 \cdot k_2 k_3} \tag{10}$$

oraz symbol

$$N = \frac{M}{T} - f_0 \quad (11)$$

oznaczający liczbę impulsów zliczaną przez licznik w ciągu czasu T . Tak więc znając wartość współczynnika k (tzn. wartości współczynników k_1 , k_2 i k_3) oraz częstotliwość f_0 i wybierając odpowiedni czas całkowania T można wyznaczyć wartość średniej mocy P za okres czasu T zliczając w tym czasie N impulsów, które uzyskuje się z M impulsów przepuszczonych przez bramkę główną po odjęciu (zatrzymaniu) w bramce pomocniczej f_0 impulsów, tzn. w bramce pomocniczej nie przepuszcza się w czasie T pierwszych f_0 impulsów (rys. 2f).

Do otwierania bramki głównej na czas $T = 1$ s stosuje się generator impulsów prostokątnych o częstotliwości 1024 (2^{10}) Hz, które po przejściu przez dzielnik częstotliwości $2^{10}:1$ zrealizują odpowiednio odstępy czasowe o długości 1 s. Realizacja czasów $T = 1$ min i $T = 1$ h następuje dzięki zastosowaniu dwóch dzielników częstotliwości 60:1 w „torze podstawy czasu” i analogicznych dwóch dzielników w „torze pomiarowym”, co jest niezbędne do wykonania procesu dzielenia liczby impulsów M przez liczbę sekund T (równanie 11).

Cały proces pomiaru kierowany jest przez układ sterujący, który umożliwia automatyczne cykliczne powtarzanie pomiaru dla ustalonych czasów uśredniania albo jednokrotny pomiar wyzwalany ręcznie. W pierwszym przypadku czas ekspozycji wyniku może być regulowany w pewnym przedziale, w drugim przypadku jest on nieograniczony.

3. WARUNKI TECHNICZNE MIERNIKA MOCY ŚREDNIEJ

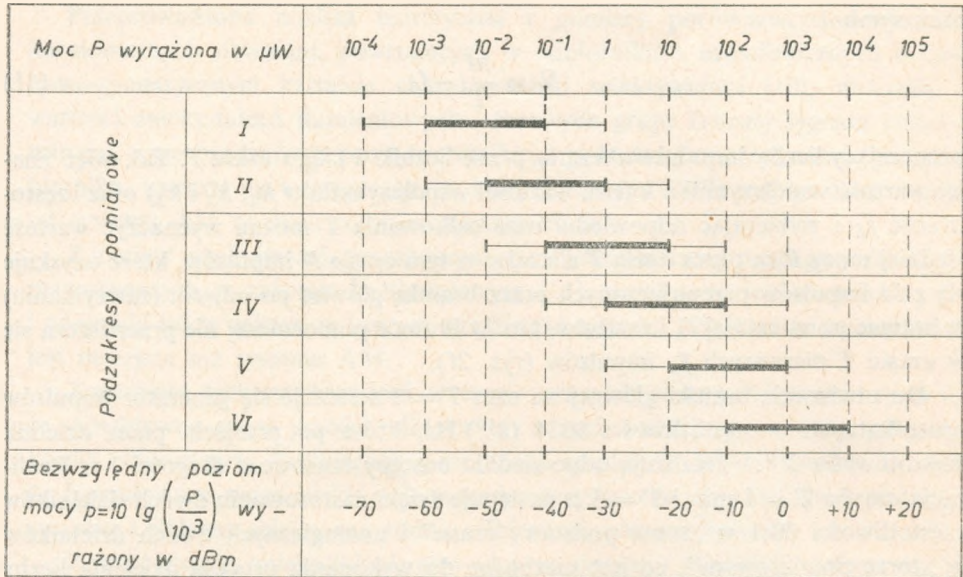
Miernik mocy średniej MMS-1/72 ma następujące parametry techniczne:

1. Rodzaj sygnału mierzonego:
 - a) okresowy sinusoidalny lub impulsowy
 - b) losowy analogowy lub dyskretny
2. Zakres częstotliwości sygnału mierzonego:

A — pasmo kanału telefonicznego lub radiofonicznego w położeniu naturalnym	50 Hz ... 10 kHz
B — pasmo podstawowej grupy pierwotnej	60 ... 108 kHz
C — pasmo podstawowej grupy wtórnej	312 ... 552 kHz
3. Zakres pomiaru mocy średniej pokryty w 6 podzakresach (rys. 4). Wynik wyrażony w μ W lub w nW:

	10 ⁻⁹ ... 10 ⁻² W
--	---
4. Czas całkowania, przełączalny

	1 s, 1 min, 1 h
--	-----------------



Rys. 4. Podzakresy pomiarowe miernika mocy średniej MMS-1/72
 — podzakres pomiaru mocy średniej P
 — podzakres poprawnego przetwarzania mocy chwilowej

5. Wartości współczynników charakterystycznych:

- k_1 regulowany w 6 stopniach
(co $\sqrt{10} \hat{=} 10$ dB) w zakresie $1,936 \dots 611$
- k_2 $\frac{1}{15} \text{ V}^{-1}$
- k_3 $\frac{10^5}{15} \text{ V}^{-1} \text{ s}^{-1}$
- f_0 512 Hz.

6. Pojemność licznika 9999

7. Tłumienność wtrącenia miernika między źródło i odbiornik o rezystancjach znamionowych R w pasmach A ($R = 600 \Omega$), B ($R = 150 \Omega$) i C ($R = 75 \Omega$) $\leq 0,1$ dB

8. Przybliżony błąd pomiaru mocy średniej $\pm 10\% \pm 20$ j.z.*)

9. Czas ekspozycji:

- nastawiany ręcznie w zakresie (pomiar automatyczny) 0,5 ... 6 s
- dowolnie długi (wyzwalanie ręczne)

10. Tłumienność symetrii układu wejściowego (pasma A i B) ≥ 30 dB

*) Skrót „j.z.” oznacza jednostkę zliczeniową (kwant, ziarno), to znaczy wartość mocy odpowiadającą zmianie wskazania o jedną cyfrę znajdującą się na pierwszym miejscu po prawej stronie indykatora cyfrowego; odpowiada więc ona rozdzielczości miernika.

11. Pobór mocy (220 V, 50 Hz)	55 VA
12. Wymiary	550 × 220 × 450 mm
13. Ciężar	25 kG

4. ZAKOŃCZENIE

Wyżej opisany miernik mocy średniej MMS-1/72 został opracowany w postaci modelu użytkowego; w 1976 r. zostanie wykonana mała seria tych mierników i oddana do normalnej eksploatacji.

Po opracowaniu odpowiedniej metodyki badań i przetwarzania danych pomiarowych będzie można kontrolować i oceniać w sposób obiektywny obciążenie kanałów i grup systemów telekomunikacyjnych, sprawdzać poprawność symulacji obciążenia sygnałem zastępczym, oceniać wpływ wykorzystania dowolnej liczby kanałów telefonicznych w grupach przez inne rodzaje służb (np. telegrafii, transmisję danych, radiofonii itp.).

Przewidywana modernizacja następnej wersji opisanego miernika mocy średniej będzie polegała na:

- zastosowaniu w maksymalnej mierze obwodów scalonych (zmniejszenie ciężaru i wymiarów miernika),
- automatycznej zmianie podzakresu pomiaru przy uwzględnieniu predykcji wartości pomiarowej (ze względu na losowy charakter sygnału mierzonego nie można z dużym poziomem ufności nastawić właściwego podzakresu pomiaru, ponieważ wynik pomiaru pojawia się dopiero po upływie czasu całkowania),
- przystosowaniu wyjścia do typowych urządzeń peryferyjnych (dziurkarki, drukarki, dalekopisu) lub kalkulacyjnych,
- umożliwieniu uśredniania quasi-ciągłego (oprócz uśredniania za rozłączne odcinki czasowe, co jest zrealizowane w obecnym modelu),
- umożliwieniu skalowania miernika w μ WO (lub nWO), tzn. uwzględnianiu poziomu względnego panującego w miejscu pomiaru.

Przedstawionej modernizacji muszą towarzyszyć badania dotyczące metodyki pomiarów, zbierania danych pierwotnych, sposobu przetwarzania, estymacji itd.

Należy w zakończeniu podkreślić, że opisany miernik można stosować zarówno do pomiarów mocy sygnałów użytecznych, jak i zakłócających (szumów), jeśli sygnały zakłócające „przypadają” pod względem poziomu i pasma częstotliwości na odpowiednie zakresy tego miernika. W przeciwnym przypadku można stosować dodatkowo pomiarowe wzmacniacze lub przemienniki częstotliwości (zakładając, że szerokość pasma tych szumów nie przekracza około 0,5 MHz).

G. Дудзевич

ИЗМЕРИТЕЛЬ СРЕДНЕЙ МОЩНОСТИ СИГНАЛОВ СЛУЧАЙНОГО ХАРАКТЕРА

Резюме

В статье описан измеритель средней мощности типа ММС-1/72, разработанный Институтом Связи и предназначенный для статистических измерений сигналов, выступающих в телефонных и радиовещательных каналах связи как в полосе акустических частот, так и в основных полосах первичных и вторичных групп аналоговых систем на несущих частотах, применяемых в сети связи страны.

Приводится принцип действия и главные технические параметры прибора, а также общие соображения относительно дальнейших работ по развитию рассматриваемой области измерений.

J. Dudziewicz

METER OF THE MEAN VALUE OF RANDOM SIGNAL POWER

Summary

The paper describes a meter of the mean value of random signal power, type MMS-1/72, elaborated in the Institute of Telecommunications. The meter is foreseen for statistical measurements of mean value of random signal power in telephone and program channels in the voice band as well as in the basic group and supergroup bands of analog carrier systems applied in the national telecommunication network. The operation principles and main technical parameters have been given as well as some general suggestions as to future development of investigations in the field concerned.

J. Dudziewicz

APPAREIL POUR LA MESURE DE LA VALEUR DE PUISSANCE MOYENNE DES SIGNAUX ALEATOIRES

Résumé

Dans l'article on a décrit un appareil pour la mesure de la valeur de puissance moyenne type MMS-1/72, conçu à l'Institut des Télécommunications. L'appareil est destiné aux mesures statistiques des signaux aléatoires existants dans les voies téléphoniques et radiophoniques dans la bande de fréquences acoustiques et dans les bandes des groupes de base primaires et secondaires appartenants aux systèmes analogues à courants porteurs, utilisés dans le réseau de télécommunication national. Le principe de fonctionnement et les principaux paramètres techniques de l'appareil sont ici présentés, ainsi que les suggestions concernant les futurs travaux dans ce domaine.

J. Dudziewicz

MESSER DES LEISTUNGSMITTELWERTES DER ZUFÄLLIGEN SIGNALE

Zusammenfassung

In dem Artikel wurde der im Institut für Fernmeldewesen (Polen) entwickelte, Messer der Leistungsmittelwertes MMS-1/72 beschrieben, der zu den statistischen Messungen von Netzsignalen der Fernsprech- und Rundfunkkanälen in der Naturallage und in Primär- und Sekundärgruppen der analogen TF — Systeme des nationalen Fernmeldenetzes bestimmt ist. Es wurde die Arbeitsweise und die wichtigsten technischen Daten des Messers, wie auch die allgemeine Vorschläge zu weiteren Entwicklungsarbeiten auf diesem Gebiet gegeben.

Aleksander Makiedoński

621.391.832

ZNIEKSZTAŁCENIA OBWIEDNI SYGNAŁU MODULOWANEGO PRZY JEDNOCZESNYCH ZNIEKSZTAŁCENIACH TLUMIENIOWYCH I FAZOWYCH JEGO SKŁADNIKÓW

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 12.III.1974 r.

Przeprowadzono analizę zniekształceń obwiedni sygnału jednowstęgowego, który może być demodulowany przez liniowy detektor obwiedni sygnału dwuwstęgowego w przypadku jednoczesnego występowania zniekształceń tłumieniowych i fazowych. Podano sformułowany w języku algorytmicznym Algol program obliczenia zniekształceń.

Wyniki przeprowadzonej za pomocą elektronicznej maszyny cyfrowej analizy zniekształceń przy modulacji sygnału drganiem sinusoidalnym zostały przedstawione na wykresach, obejmujących szeroki zakres zmian wartości parametrów sygnału i zniekształceń obwiedni. Przedstawiono metodę analizy zniekształceń obwiedni dowolnego sygnału o trzech składowych widma z równomiernym odstępem pulsacji, polegającą na sprowadzaniu takiego sygnału do równoważnego mu sygnału jednowstęgowego.

Wyprowadzono wzory wiążące początkowe wartości amplitud i faz poszczególnych składników widmowych takiego sygnału o trzech składowych widma z charakterystycznymi parametrami równoważnego sygnału jednowstęgowego. Podano również zmiany, jakie należy wprowadzić do wspomnianego programu obliczeń, aby można było za jego pomocą bezpośrednio obliczać zniekształcenia obwiedni dowolnego sygnału o trzech składowych widma na podstawie danych o początkowych wartościach amplitud i faz poszczególnych składników widmowych.

Przeprowadzono także porównanie stopnia wrażliwości systemu jednowstęgowego z systemem dwuwstęgowym modulacji amplitudowej na rozpatrywane zniekształcenia obwiedni.

Przeanalizowano wreszcie kryteria wyboru warunków wstępnych do wyznaczenia tolerancji charakterystyk przenoszenia toru transmisyjnego ze względu na wprowadzane zniekształcenia obwiedni sygnału zmodulowanego dla obu porównywanych systemów modulacji, a także opisano sposób wyznaczania wartości tych tolerancji.

1. WSTĘP

W przypadku transmisji sygnału modulowanego w torze o nieidealnych charakterystykach przesyłowych zmienia się w stosunku do wartości początkowych wzajemny stosunek amplitud i faz składników widmowych tworzących dany sygnał (daną grupę falową). Prowadzi to z reguły do powstania zniekształceń tłumieniowych i nieliniarnych przekazywanej informacji. W systemach wykorzystujących modulację amplitudową fali nośnej przekazywana informacja zawarta jest w obwiedni sygnału. Z tego względu analiza zniekształceń obwiedni ma szczególne znaczenie.

Jeden z takich systemów — system o dwuwstęgowej modulacji amplitudy — jest już od dawna stosowany w radiofonii. Główną wadą tego systemu jest mała skuteczność wykorzystania pasma częstotliwości radiowych, uwarunkowana emisją dwóch symetrycznych wstęg bocznych, które niosą tę samą informację. Również i skutki energetyczne, wynikające z emisji nie tylko drugiej wstęgi bocznej, lecz także fali nośnej o znacznym poziomie mocy, są niekorzystne.

Eliminacja pierwszej z tych niekorzystnych cech systemu dwuwstęgowego jest możliwa przez zastosowanie tzw. kompatybilnego systemu modulacji jednowstęgowej, który dalej będzie w skrócie oznaczany jako CSSB*).

Modulację jednowstęgową uzyskuje się metodą równoczesnej modulacji amplitudowej i fazowej fali nośnej. Dokładnemu opisowi własności sygnału zmodulowanego oraz sposobom generacji sygnału CSSB poświęcona była inna praca autora [1].

Celowość wprowadzenia systemu CSSB do eksploatacji jest uzależniona od stopnia wrażliwości tego systemu emisji na nieliniarne zniekształcenia obwiedni sygnału zmodulowanego, wprowadzane przez tor propagacyjny sygnału oraz przez tor wielkiej i pośredniej częstotliwości odbiorników radiofonicznych.

Pierwsza próba wykonania takiej oceny polegała na przeprowadzeniu analizy zniekształceń obwiedni sygnału CSSB przy wykorzystaniu opracowanego do tego celu specjalnego urządzenia analogowego, tzw. symulatora przebiegów modulowanych. Otrzymane wyniki [2] pozwoliły określić podstawowe zależności jakościowe, charakteryzujące rozpatrywane zjawisko. Znacznie bardziej dokładne wyniki można jednak otrzymać przy wykorzystaniu numerycznych metod analizy harmonicznej złożonych przebiegów elektrycznych. Otrzymane za pomocą tej metody wyniki analizy pozwalają zbadać wrażliwość systemu CSSB na wspomniany rodzaj zniekształceń przy małych (szczególnie ważnych dla radiofonii) wartościach zniekształceń obwiedni. Pozwalają one również określić dopuszczalne tolerancje przebiegu charakterystyk przesyłowych toru transmisyjnego (tłumieniowej i fazowo-częstotliwościowej) ze względu na wprowadzane zniekształcenia obwiedni sygnału CSSB i sygnału o dwuwstęgowej modulacji amplitudowej.

*) Skróć angielskiej nazwy „Compatible Single Sideband”.

2. ANALIZA ZNIEKSZTAŁCEŃ OBWIEDNI SYGNAŁU CSSB

Chwilową wartość napięcia sygnału zmodulowanego drganiem sinusoidalnym przy jednoczesnym występowaniu zniekształceń tłumieniowych i fazowych grupy falowej sygnału CSSB [1] można przedstawić w postaci następującej*):

$$\begin{aligned}
 e(t) = & K(\omega_0) \frac{1 + \sqrt{1 - m^2}}{2} \cos[\omega_0 t + \varphi(\omega_0)] + \\
 & + K(\omega_0 + p) \cos[(\omega_0 + p)t + \varphi(\omega_0 + p)] + \\
 & + K(\omega_0 + 2p) \frac{1 - \sqrt{1 - m^2}}{2} \cos[(\omega_0 + 2p)t + \varphi(\omega_0 + 2p)] \quad (1)
 \end{aligned}$$

gdzie:

- ω_0 — pulsacja fali nośnej,
- p — pulsacja sygnału modulującego,
- m — współczynnik głębokości modulacji amplitudowej,
- $K(\omega_0)$,
- $K(\omega_0 + p)$,
- $K(\omega_0 + 2p)$ — tłumienie amplitud: fali nośnej, składnika bocznego pierwszego rzędu, składnika bocznego drugiego rzędu,
- $\varphi(\omega_0)$,
- $\varphi(\omega_0 + p)$,
- $\varphi(\omega_0 + 2p)$ — kąty przesunięcia fazowego: fali nośnej, składnika bocznego pierwszego rzędu, składnika bocznego drugiego rzędu.

Ze wzoru (1) wynika, że przy danej głębokości modulacji m chwilowa wartość napięcia sygnału zmodulowanego $e(t)$ jest nie tylko funkcją czasu t , lecz także funkcją sześciu innych zmiennych, charakteryzujących tłumienia i przesunięcia fazowe poszczególnych składników widmowych grupy falowej sygnału CSSB.

Jeżeli pominąć nieistotne przy transmisji sygnałów mowy i muzyki przesunięcia fazowe przesyłanego sygnału małej częstotliwości, to liczbę zmiennych występujących w równaniu (1) można zredukować do czterech. Uzyskuje się to przez wprowadzenie parametru $\Delta\varphi$ — charakteryzującego (ze względu na kształt obwiedni) zniekształcenia fazowe grupy falowej sygnału zmodulowanego. Parametr $\Delta\varphi$ wiąże ze sobą wartości kątów fazowych poszczególnych składników widmowych sygnału zmodulowanego, a mianowicie:

$$\Delta\varphi = \varphi(\omega_0 + p) - \frac{\varphi(\omega_0) + \varphi(\omega_0 + 2p)}{2} \quad (2)$$

Taka możliwość zmniejszenia liczby zmiennych wynika bezpośrednio z przeprowadzonych rozważań teoretycznych oraz z potwierdzających te rozważania ekspe-

*) przy założeniu, że średnia wartość amplitudy sygnału pierwotnego była równa 1,

rymentów. Przy wspomnianym założeniu chwilową wartość napięcia sygnału zmodulowanego w systemie CSSB można opisać następującym równaniem:

$$e(t) = \frac{4}{4+m_1^2} K(\omega_0) \left[\cos \omega_0 t + \frac{K(\omega_0+p)}{K(\omega_0)} m_1 \cos [(\omega_0+p)t + \Delta\varphi] + \right. \\ \left. + \frac{m_1^2}{4} \frac{K^2(\omega_0+2p)}{K^2(\omega_0)} \cos(\omega_0+2p)t \right] \quad (3)$$

Występujący w tym równaniu współczynnik m_1 jest powiązany z wartością współczynnika głębokości modulacji amplitudowej m sygnału zmodulowanego w idealnym systemie CSSB następującą zależnością:

$$m_1 = \frac{2}{m} (1 - \sqrt{1-m^2}) \quad (4)$$

Wprowadźmy obecnie następujące oznaczenia pomocnicze:

$$m_p = m_1 \sqrt{\frac{K(\omega_0+2p)}{K(\omega_0)}} \quad (5)$$

$$K_s = \frac{K(\omega_0+p)}{\sqrt{K(\omega_0) \cdot K(\omega_0+2p)}} \quad (6)$$

Wówczas równanie (3) sprowadzi się do postaci:

$$e(t) = K_0 \left[\frac{1 + \sqrt{1-m_e^2}}{2} \cos \omega_0 t + K_s m_e \cos [(\omega_0+p)t + \Delta\varphi] + \right. \\ \left. + \frac{1 - \sqrt{1-m_e^2}}{2} \cos(\omega_0+2p)t \right] \quad (7)$$

gdzie:

$$K_0 = K(\omega_0) \frac{4+m_p^2}{4 + \frac{K(\omega_0)}{K(\omega_0+p)} m_p^2} = \\ = K(\omega_0) \frac{m^2 + (1 - \sqrt{1-m^2})^2 \frac{K(\omega_0+2p)}{K(\omega_0)}}{2(1 - \sqrt{1-m^2})} \quad (8)$$

$$m_e = \frac{4m_p}{4+m_p^2} = 2m \sqrt{\frac{K(\omega_0+2p)}{K(\omega_0)}} \cdot \frac{1 - \sqrt{1-m^2}}{m^2 + (1 - \sqrt{1-m^2})^2 \frac{K(\omega_0+2p)}{K(\omega_0)}} \quad (9)$$

Sprowadzenie funkcji opisującej sygnał zmodulowany w systemie CSSB do postaci (7) pozwala zredukować liczbę występujących w równaniu zmiennych do trzech (K_s , $\Delta\varphi$, m_e). Współczynniki odpowiednich harmoniczných obwiedni sygnału (7)

nie zależą bowiem od stałego współczynnika K_0 , lecz są określone wyłącznie zniekształceniami harmonicznymi obwiedni sygnału opisanego w nawiasach kwadratowych równania (7). Wyrażenie ujęte w tych nawiasach przedstawia natomiast chwilową wartość sygnału zmodulowanego w systemie CSSB w warunkach występowania zniekształceń tłumieniowych i fazowych wyłącznie składnika środkowego grupy falowej tego sygnału. Dysponując zatem zależnością zniekształceń obwiedni sygnału CSSB od zmiany amplitudy i fazy tylko tego jednego składnika, można wyznaczyć zniekształcenia harmoniczne obwiedni sygnału CSSB o dowolnych zniekształceniach tłumieniowych i fazowych jego grupy falowej, przy których jego grupa falowa składa się jeszcze z trzech składników*).

Przejdźmy zatem do analizy zniekształceń harmonicznymi obwiedni sygnału zmodulowanego w idealnym systemie CSSB przy równoczesnym występowaniu zniekształceń tłumieniowych i fazowych składnika środkowego.

Przy idealnej transmisji pozostałych składników widmowych (bez zniekształceń amplitudowych i fazowych) chwilowa wartość napięcia sygnału zmodulowanego jest równa:

$$e(t) = \frac{1 + \sqrt{1 - m^2}}{2} \cos \omega_0 t + K(\omega_0 + p) m \cos [(\omega_0 + p)t + \Delta\varphi] + \frac{1 - \sqrt{1 - m^2}}{2} \cos(\omega_0 + 2p)t \quad (10)$$

Sygnał ten — jak wiadomo — można sprowadzić do postaci:

$$e(t) = A_s(t) \cos \omega_0 t + B_s(t) \sin \omega_0 t \quad (11)$$

Amplitudy składowych cząstkowych $A_s(t)$, $B_s(t)$ mogą być wyznaczone po odpowiednim przekształceniu zależności (10)

$$A_s(t) = \frac{1 + \sqrt{1 - m^2}}{2} + K(\omega_0 + p) m \cos(pt + \Delta\varphi) + \frac{1 - \sqrt{1 - m^2}}{2} \cos 2pt$$

$$B_s(t) = -K(\omega_0 + p) m \sin(pt + \Delta\varphi) - \frac{1 - \sqrt{1 - m^2}}{2} \sin 2pt \quad (12)$$

Amplituda przebiegu wypadkowego jest równa:

$$c(t) = \sqrt{A_s^2(t) + B_s^2(t)} \quad (13)$$

Po podstawieniu (12) do (13) otrzymujemy:

$$c(t) = \left\{ 1 + m^2 [K^2(\omega_0 + p) - 1] + 2K(\omega_0 + p) m \cos pt \cos \Delta\varphi - 2K(\omega_0 + p) m \sqrt{1 - m^2} \sin pt \sin \Delta\varphi + m^2 \cos^2 pt \right\}^{0,5} \quad (14)$$

*) Zniekształcenia harmoniczne obwiedni sygnału o dwóch składnikach widmowych można wyznaczyć metodą opisaną w [1], dodatek 1.

Analiza harmoniczna obwiedni opisywanej równaniem (14) sprowadza się do wyznaczenia współczynników a_n , b_n rozwinięcia funkcji $c(t)$ w szereg Fouriera o postaci:

$$c(t) = \frac{a}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos npt + b_n \sin npt) \quad (15)$$

Współczynniki a_n i b_n , będące wzajemnie ortogonalnymi amplitudami cząstkowymi n -tych harmonicznych obwiedni $c(t)$, noszą nazwę współczynników Fouriera funkcji $c(t)$, przy czym:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T c(t) \cos npt \, dt \quad (16)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T c(t) \sin npt \, dt \quad (17)$$

Bezpośrednie obliczenie dokładnych wartości współczynników a_n , b_n — wobec złożonej postaci funkcji podcałkowej — jest możliwe tylko w nielicznych szczególnych przypadkach. W większości natomiast przypadków funkcji pierwotnej całek (16) i (17) nie można przedstawić w postaci skończonej albo obliczyć dokładnej wartości całki z ominięciem jej funkcji pierwotnej przez zastosowanie różnych metod, których opis można znaleźć w [4]. Metody te bowiem dotyczą tylko stosunkowo wąskiej klasy całek, poza którą trzeba uciekać się do metod numerycznych.

Całkowanie numeryczne funkcji (w przypadku całki jednokrotnej zwane kwadraturą) polega na obliczeniu wartości całki oznaczonej na podstawie wielu wartości funkcji podcałkowej. Zwykła kwadratura polega na zastąpieniu wyrażenia podcałkowego funkcją interpolującą lub aproksymującą o możliwie prostej postaci (np. wielomianem), aby całkę z niej można było obliczyć bez trudu.

Ze względu na okresowość zarówno obwiedni $c(t)$ jak i funkcji podcałkowych wyrażeń (16) i (17) — celowe jest aproksymować funkcję podcałkową wielomianem trygonometrycznym. Okresowość funkcji podcałkowej uzasadnia także zastosowanie do obliczeń tych całek zasad całkowania funkcji okresowych, mających najwyższy trygonometryczny stopień dokładności.

Występujące w wyrażeniach podcałkowych mnożniki $\cos npt$ i $\sin npt$ nie zależą od postaci funkcji $c(t)$. Można więc je uważać za funkcje wagi. Przemienność znaków funkcji wagi można usunąć w prosty sposób zamianą tych mnożników odpowiednio na $(1 - \cos npt)$ i $(1 - \sin npt)$. Taka metoda prowadzi jednak do znacznego zwiększenia nakładu pracy przy obliczeniach. Każdej z funkcji $(1 - \cos npt)$ lub $(1 - \sin npt)$ przy $(n = 0, 1, 2, \dots)$ będą bowiem odpowiadać rzędne, przy których stopień dokładności kwadratury jest najwyższy. Każdy zaś ze współczynników a_n i b_n powinien być obliczony na podstawie własnego, ziarnistego zbioru wartości funkcji $c(t)$.

W celu sprowadzenia niezbędnej liczby wyznaczanych składników zbioru wartości funkcji $c(t)$ do minimum — mnożniki $\cos npt$ i $\sin npt$ przyłączymy do funkcji całkowanej. Funkcja wagi będzie przy tym równa jedności.

Dla stałej funkcji wagi najwyższy trygonometryczny stopień dokładności ma kwadratura o równomiernie rozłożonych węzłach interpolacji i jednakowych współczynnikach [4]. Stosując tę zasadę do całek (16) i (17) otrzymujemy:

$$a_n \approx \frac{2}{l} \sum_{i=0}^{l-1} c(t_i) \cos \frac{in\pi}{l} \quad (18)$$

$$b_n \approx \frac{2}{l} \sum_{i=0}^{l-1} c(t_i) \sin \frac{in\pi}{l} \quad (19)$$

$$C_0 = \frac{a_0}{2} \quad (20)$$

$$C_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (21)$$

gdzie:

$c(t_i)$ — wartość funkcji $c(t)$ przy $t = t_i = \frac{i \cdot T}{l}$ ($i = 0, 1, 2, \dots, l-1$),

T — okres funkcji $c(t)$; $T = \frac{2\pi}{p}$,

l — liczba parzysta, na którą został równomiernie podzielony okres T -funkcji $c(t)$,

C_0 — wartość składowej stałej funkcji $c(t)$,

C_n — amplituda n -tej harmonicznej funkcji $c(t)$.

Każda z sum (18) i (19) jest biorąc formalnie najprostszą całkową sumą Riemanna dla całek (16) i (17). W związku z tym dla każdej funkcji $c(t) \cos npt$ i $c(t) \sin npt$ całkowanej w sensie Riemanna w przedziale $(0, 2\pi/p)$ i dla każdego zadanego n odpowiednie sumy będą zbieżne do dokładnych wartości współczynników Fouriera. Wzory (18) i (19) umożliwiają więc obliczenie współczynników Fouriera funkcji $c(t)$ z dowolnie małym błędem, jeżeli tylko dostatecznie gęsto został podzielony okres tej funkcji. Przy zadanej gęstości podziału dokładność obliczenia współczynników a_n i b_n zależy od stopnia gładkości funkcji podcałkowej określonej rzędem jej kolejnej najwyższej pochodnej, zachowującej w przedziale całkowania ciągłość. W przypadku gdy funkcja podcałkowa jest niewystarczająco gładka, dla otrzymania dostatecznej dokładności obliczeń staje się konieczne operowanie dużą liczbą wartości rzędnych funkcji $c(t)$.

Z przeprowadzonej analizy wynika, że w niektórych przypadkach [np. przy $m = 1$, $\Delta\varphi = 0$ dla $K(\omega_0 + p) < K$, $K = K(\omega_0) = K(\omega_0 + 2p)$] już pierwsza pochodna funkcji podcałkowej nie zachowuje w przyjętym przedziale całkowania ciągłości w punktach, w których $c(t) = 0$. Analiza takiego przypadku, przeprowadzona me-

todą porównawczą*), wykazała, że dla obliczenia współczynnika zawartości czwa tej harmonicznej h_4 z dokładnością względną $\approx 1\%$, przy małych (szczególnie interesujących przy transmisji radiofonicznej) wartościach tego parametru ($h_{4\min} \approx \approx 0,1\%$), konieczne jest podzielenie okresu funkcji $c(t)$ na $l \approx 120$ części.

Przy tak znacznej liczbie rzędnych przeprowadzenie analizy zniekształceń obwiedni sygnału zmodulowanego w interesującym nas zakresie zmian parametrów charakterystycznych tego sygnału (m , $K(\omega_0+p)$, $\Delta\varphi$) jest w praktyce możliwe tylko z wykorzystaniem elektronicznych maszyn cyfrowych. Program obliczeń zniekształceń obwiedni sygnału CSSB na maszynie cyfrowej ODRA 1204 został przedstawiony w Dodatku.

3. ANALIZA ZNIEKSZTAŁCEŃ OBWIEDNI DOWOLNEGO SYGNAŁU O WIDMIE TRÓJSKŁADNIKOWYM I REGULARNYM ODSTĘPIE PULSACJI

Metodę zastosowaną przy sprowadzeniu sygnału CSSB do postaci (7) można rozszerzyć na dowolny sygnał zmodulowany o widmie trójskładnikowym, a więc i na sygnał w stosowanym obecnie powszechnie systemie dwuwstęgowej modulacji amplitudowej.

Chwilową wartość dowolnego sygnału wielkiej częstotliwości, zawierającego trzy składniki widmowe o amplitudach E_i , E_{i+1} i E_{i+2} oraz pulsacjach ω_0 , ω_1 i ω_2 które spełniają warunek

$$\omega_2 - \omega_1 = \omega_1 - \omega_0 = p \quad (22)$$

przy pominięciu przesunięcia fazowego obwiedni tego sygnału można przedstawić w postaci następującego równania:

$$e(t) = E_i \cos \omega_0 t + E_{i+1} \cos [(\omega_0 + p)t + \Delta\varphi] + E_{i+2} \cos (\omega_0 + 2p)t \quad (23)$$

Występujący w tym równaniu kąt $\Delta\varphi$ jest, jak poprzednio, równy różnicy pomiędzy kątem fazowym składnika środkowego a średnią arytmetyczną kątów fazowych składników skrajnych grupy falowej, tworzącej dany sygnał.

Porównując równanie (23) z równaniem (3) widzimy, że:

$$E_i = \frac{4}{4 + m_1^2} K(\omega_0) \quad (24)$$

$$E_{i+1} = \frac{4m_1}{4 + m_1^2} K(\omega_0 + p) \quad (25)$$

$$E_{i+2} = \frac{m_1^2}{4 + m_1^2} K(\omega_0 + 2p) \quad (26)$$

*) Zniekształcenia harmoniczne obwiedni sygnału CSSB przy $m = 1$, $\Delta\varphi = 0$ dla $K(\omega_0 + p) < K$, $K = K(\omega_0) = K(\omega_0 + 2p)$ mogą być bowiem obliczone w sposób dokładny za pomocą wzorów wyprowadzonych w [7].

Uwzględniając (4) można zależności (24), (25) i (26) sprowadzić do postaci:

$$K(\omega_0) = \frac{2E_i}{1 + \sqrt{1 - m^2}} \quad (27)$$

$$K(\omega_0 + p) = \frac{E_{i+1}}{m} \quad (28)$$

$$K(\omega_0 + 2p) = 2 \frac{E_{i+2}}{1 - \sqrt{1 - m^2}} \quad (29)$$

Po podstawieniu tych zależności do wzorów (6), (8) i (9) otrzymamy:

$$K_0 = E_i + E_{i+2} \quad (30)$$

$$K_s = \frac{1}{2} \frac{E_{i+1}}{\sqrt{E_i E_{i+2}}} \quad (31)$$

$$m_e = 2 \frac{\sqrt{\frac{E_{i+2}}{E_i}}}{1 + \frac{E_{i+2}}{E_i}} \quad (32)$$

Wyprowadzone wzory umożliwiają sprowadzenie dowolnego sygnału zmodulowanego w widmie trójskładnikowym do równoważnego sygnału w idealnym systemie CSSB o początkowej*) głębokości modulacji m_e i średniej początkowej wartości amplitudy sygnału zmodulowanego K_0 , w którym współczynnik transmisji amplitudy składnika środkowego wynosi K_s , a kąt przesunięcia fazowego tego składnika $\Delta\varphi$.

Dla ilustracji powyższej zasady rozpatrzmy model matematyczny sygnału zmodulowanego w systemie CSSB Kahna [3].

$$e(t) = (1 - 0,3m^2) \cos \omega_0 t + m \cos(\omega_0 + p)t + 0,3m^2 \cos(\omega_0 + 2p)t \quad (33)$$

Dla takiego sygnału:

$$\begin{aligned} E_i &= 1 - 0,3m^2 \\ E_{i+1} &= m \\ E_{i+2} &= 0,3m^2 \\ \Delta\varphi &= 0 \end{aligned} \quad (34)$$

Podstawiając (34) do (30), (31) i (32) otrzymujemy bezpośrednio:

$$\begin{aligned} K_{ok} &= 1 \\ K_{sk} &= \frac{5}{\sqrt{30 - 9m^2}} \\ m_{ek} &= \frac{m}{5} \sqrt{30 - 9m^2} \end{aligned} \quad (35)$$

*) W warunkach gdy: $K_s = 1$, $\Delta\varphi = 0$.

Sygnał zmodulowany w tym systemie można więc sprowadzić do postaci:

$$e(t) = \frac{1 + \sqrt{1 - m_{ek}^2}}{2} \cos \omega_0 t + K_{sk} m_{ek} \cos (\omega_0 + p) t + \\ + \frac{1 - \sqrt{1 - m_{ek}^2}}{2} \cos (\omega_0 + 2p) t \quad (36)$$

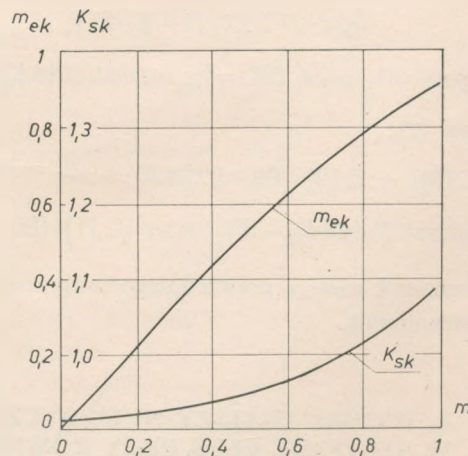
W obwiedni sygnału (36) nie występują więc zniekształcenia harmoniczne tylko w przypadku, gdy $K_{sk} = 1$. Zachodzi to przy:

$$m = \frac{\sqrt{5}}{3} \approx 0,745 \quad (37)$$

Przy wszystkich innych wartościach współczynnika m (zawartych w granicach $0 < m \leq 1$) obwiednia sygnału zmodulowanego w systemie CSSB Kahna, nawet przy braku zniekształceń tłumieniowych i fazowych jego grupy falowej, wykazuje zniekształcenie nielinarne.

Amplitudy odpowiednich harmoniczných zależą od wartości współczynników K_{sk} i m_{ek} .

Zależność wartości tych współczynników od parametru m jest przedstawiona na rys. 1.



Rys. 1. Zależność wartości zredukowanych współczynników K_{sk} i m_{ek} od rzeczywistej głębokości modulacji amplitudowej sygnału zmodulowanego w systemie CSSB Kahna

Wyznaczenie współczynników charakteryzujących zniekształcenia obwiedni sygnału zmodulowanego w systemie CSSB Kahna sprowadza się więc znowu do wyznaczenia zniekształceń obwiedni sygnału w idealnym systemie CSSB przy zniekształceniach amplitudowym i fazowym*) składnika środkowego sygnału.

*) Jeżeli grupa falowa sygnału zmodulowanego w systemie CSSB Kahna wykazuje również zniekształcenia fazowe.

Analizę zniekształceń obwiedni dowolnego sygnału o widmie trójskładnikowym i równomiernym odstępnie pulsacji można przeprowadzić przy wykorzystaniu opisanego w Dodatku programu obliczeń numerycznych, z uwzględnieniem niezbędnych zmian indeksów przy odpowiednich współczynnikach i zwiększeniu w stosunku K_0 otrzymanych wartości współczynników C_0 i C_1 .

W przypadku dużej objętości tego rodzaju obliczeń celowe jest wprowadzenie do opisanego programu pewnych zmian, pozwalających wyeliminować ręczne obliczanie charakterystycznych współczynników równoważnego sygnału CSSB i przetrzymać tę pracę na elektroniczną maszynę cyfrową. Dla przeprowadzenia analizy harmonicznej obwiedni dowolnego sygnału zmodulowanego o widmie trójskładnikowym wystarczy wtedy wprowadzić do maszyny dane o kącie fazowym $\Delta\varphi$ i amplitudach kolejnych składników widmowych E_i , E_{i+1} i E_{i+2} , tego sygnału. Amplitudy te oznaczamy w programie w skrócie przez E0, E1 i E2. Nowy program jest uproszczoną wersją programu opisanego w Dodatku, nie zawierającym wierszy 16, 17 i 19. Natomiast wiersze 1, 2, 11, 15, 32 i 39 poprzedniego programu przybiorą obecnie następującą postać:

```

begin real x, m, k, dF, E0, E1, E2, p1, PI, YY, h;           1
integer j, i1;                                           2
read (E0, E1, E2, dF); K: = E1/2 sqrt (E0 + E2); m': = 2*;
      sqrt ((E2/E1)/(1 + E2/E1);                            11
space (7); print ('K ='); format ('ddd10 - d'); print (K); dF: = dF*p1/3;
line (2);                                                  15
C [0]: = C [0]*(E0 + E2)/120;                               32
format ('.ddd10 - d'); print (C [1]*(E0 + E2)); format ('.ddd10 - d'); 39

```

Pozostałe wiersze poprzedniego programu wejdą do nowego programu w stanie nie zmienionym.

4. WYNIKI ANALIZY NUMERYCZNEJ ZNIEKSZTAŁCEŃ OBWIEDNI W SYSTEMIE CSSB PRZY RÓWNOCZESNYM WYSTĘPOWANIU ZNIEKSZTAŁCEŃ TLUMIENIOWYCH I FAZOWYCH GRUPY FALOWEJ SYGNAŁU ZMODULOWANEGO

Stosując opisaną w rozdz. 2 metodę analizy i przedstawiony w Dodatku program, przeprowadzono obliczenia numeryczne zniekształceń obwiedni sygnału CSSB przy jednoczesnym występowaniu zniekształceń tłumieniowych i fazowych składnika środkowego grupy falowej sygnału zmodulowanego.

Ogółem otrzymano 163 tablice z wydrukami wyników obliczeń, wykonanych w dwóch seriach, różniących się zakresem i krokiem zmian wartości parametrów charakterystycznych sygnału CSSB.

W pierwszej serii parametry te zmieniono w stosunkowo szerokim zakresie wartości i ze stosunkowo dużym krokiem:

$$\begin{array}{ll} 0,5 \leq K(\omega_0 + p) \leq 2 & \text{z krokiem } 0,1, \\ 0^\circ \leq \Delta\varphi \leq 90^\circ & \text{,, } 10^\circ, \\ 0 < m \leq 1 & \text{,, } 0,1. \end{array}$$

Uzyskane w tej serii wyniki pozwalają zbadać ogólny charakter zależności zniekształceń harmoniczných i tłumieniowych obwiedni od parametrów charakteryzujących zniekształcenia fazowe i tłumieniowe grupy falowej tworzącej sygnał CSSB. Dla dokładniejszego i pełniejszego zbadania zjawiska okazało się konieczne przeprowadzenie drugiej serii obliczeń, w której zakresy i kroki zmian parametrów charakterystycznych sygnału CSSB wynosiły:

$$\begin{array}{ll} 0,8 \leq K(\omega_0 + p) \leq 1,2 & \text{z krokiem } 0,01, \\ 0 \leq \Delta\varphi \leq 10^\circ & \text{,, } 1^\circ \text{ dla } m \geq 0,7, \\ & \text{,, } 2^\circ \text{ dla } m \leq 0,6, \\ 0,2 \leq m \leq 1 & \text{,, } 0,1 \text{ dla } m \geq 0,7, \\ & \text{,, } 0,2 \text{ dla } m \leq 0,6. \end{array}$$

Wyniki tej serii obliczeń stanowią podstawę do określenia dopuszczalnych tolerancji przebiegu charakterystyk tłumieniowych i fazowych torów transmisyjnych, przystosowanych do przesyłania sygnałów CSSB. W powyższym zakresie zmian parametrów $K(\omega_0 + p)$ i $\Delta\varphi$ czułość obwiedni sygnału CSSB na zniekształcenia harmoniczne, wywołane naruszeniem wzajemnych stosunków amplitudowo-fazowych pomiędzy składnikami widmowymi sygnału zmodulowanego, jest bowiem największa*).

Wyniki obliczeń uzyskanych w drugiej serii mogą ponadto służyć do wyznaczenia zniekształceń harmoniczných obwiedni dowolnego sygnału, zmodulowanego o widmie trójskładnikowym ze znacznie mniejszym błędem interpolacyjnym, niż ma to miejsce przy korzystaniu z wyników uzyskanych w pierwszej serii obliczeń. Taka możliwość wykorzystania wyników obliczeń została rozpatrzona w poprzednim rozdziale tej pracy.

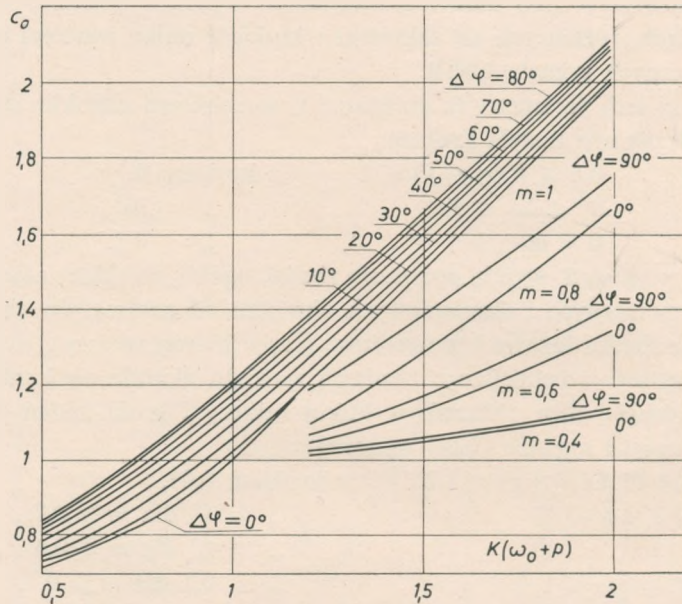
Na podstawie danych ujętych w tych tablicach zostały wykreślone przedstawione na rys. 2, 3, 4 i 5 rodziny krzywych $C_0, C_1, h_n = f[K(\omega_0 + p)]$, przy $m = \text{const}$ $\Delta\varphi = \text{const}$. Otrzymane dane pozwalają również, w zależności od potrzeb, zbudować wykresy takich rodzin funkcji, jak:

$$C_0, C_1, h_n = f(\Delta\varphi) - \text{przy } m = \text{const}, K(\omega_0 + p) = \text{const}$$

lub

$$C_0, C_1, h_n = f(m) - \text{przy } \Delta\varphi = \text{const}, K(\omega_0 + p) = \text{const}$$

*) Przy dopuszczalnych dla praktycznych zastosowań wartościach zniekształceń harmoniczných sygnału transmitowanego [11], [12], [13].



Rys. 2. Zależność składowej stałej napięcia obwiedni sygnału CSSB od tłumienia i przesunięcia fazowego środkowego składnika widmowego sygnału zmodulowanego

Na rysunkach 6, 7, 8 i 9 są pokazane takie rodziny krzywych dla łącznych zniekształceń obwiedni, wywołanych drugą, trzecią i czwartą harmoniczną.

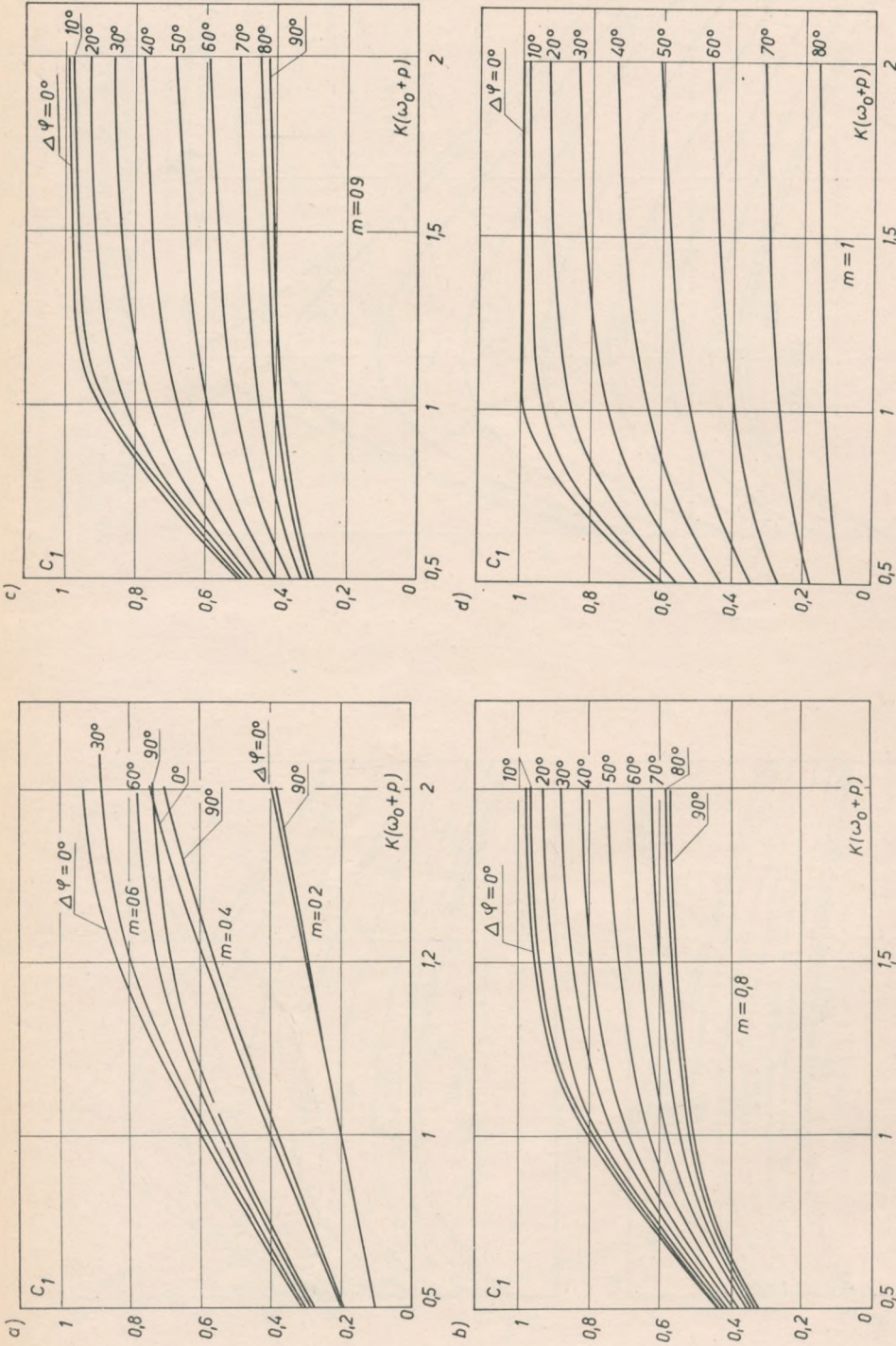
Na rysunkach 7 i 8 przedstawiono dla porównania również przebiegi zależności $h = f(\Delta\varphi)$ i $h = f(m)$ dla zniekształceń obwiedni sygnału w systemie dwuwstęgowej modulacji amplitudowej. Krzywe te można bowiem bezpośrednio otrzymać z wykresów rys. 4j i 5g.

Z analizy zależności przedstawionych na rys. 2 i 3 wynika, że przy małych głębokościach modulacji ($m \leq 0,4$) wpływ zniekształceń fazowych grupy falowej sygnału CSSB na wartość składowej stałej (C_0) i na amplitudę pierwszej harmonicznej (C_1) obwiedni tego sygnału jest stosunkowo niewielki. Wartości obu tych składowych zależą w tym przypadku głównie od tłumienia składnika środkowego.

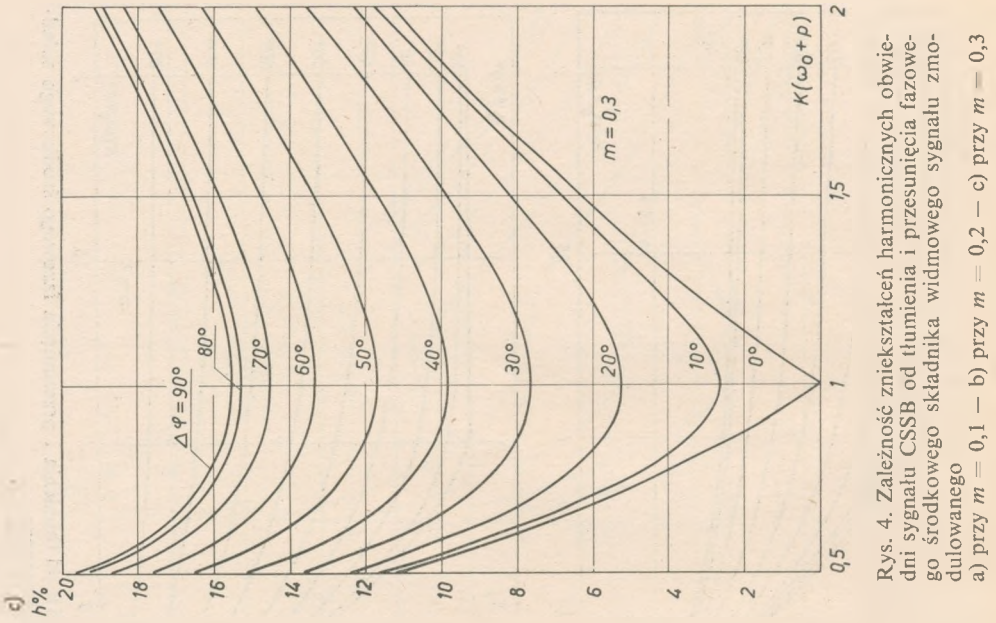
W miarę zwiększania się współczynnika głębokości modulacji wpływ zniekształceń fazowych grupy falowej sygnału CSSB na wartość składowych C_0 i C_1 staje się coraz większy.

Przy dużych głębokościach modulacji sygnału CSSB amplituda pierwszej harmonicznej napięcia obwiedni, zwłaszcza przy $K(\omega_0 + p) > 1$, jest determinowana głównie zniekształceniami fazowymi.

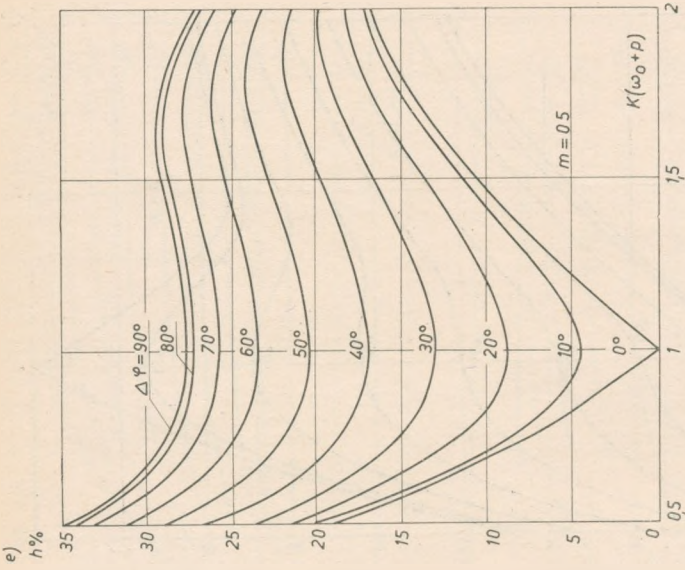
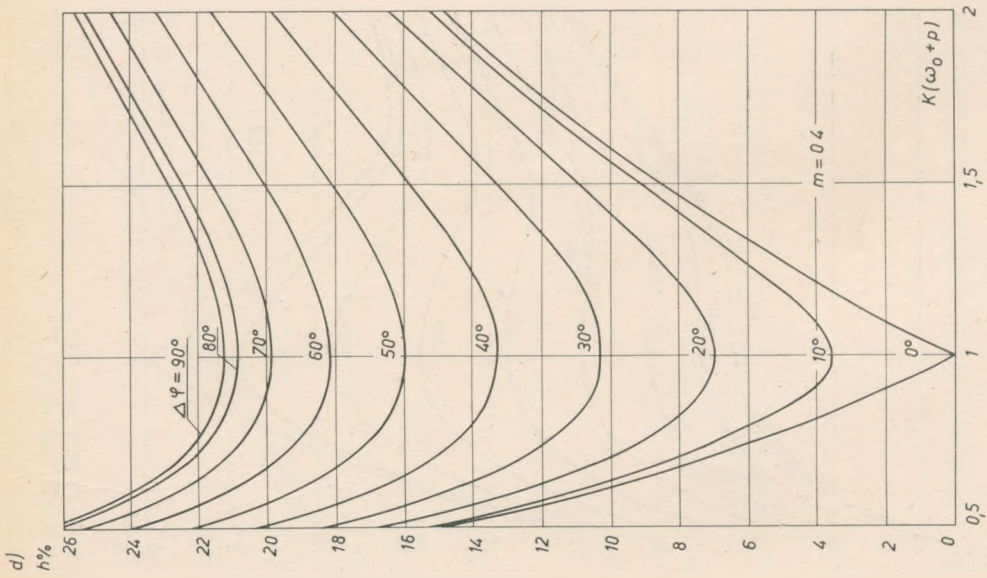
Przebieg funkcji, charakteryzujących zależność zniekształceń harmonicznnych obwiedni sygnału CSSB od tłumienia i przesunięcia fazowego środkowego składnika widmowego sygnału zmodulowanego (rys. 4 i 5), ma natomiast charakter bardziej złożony.



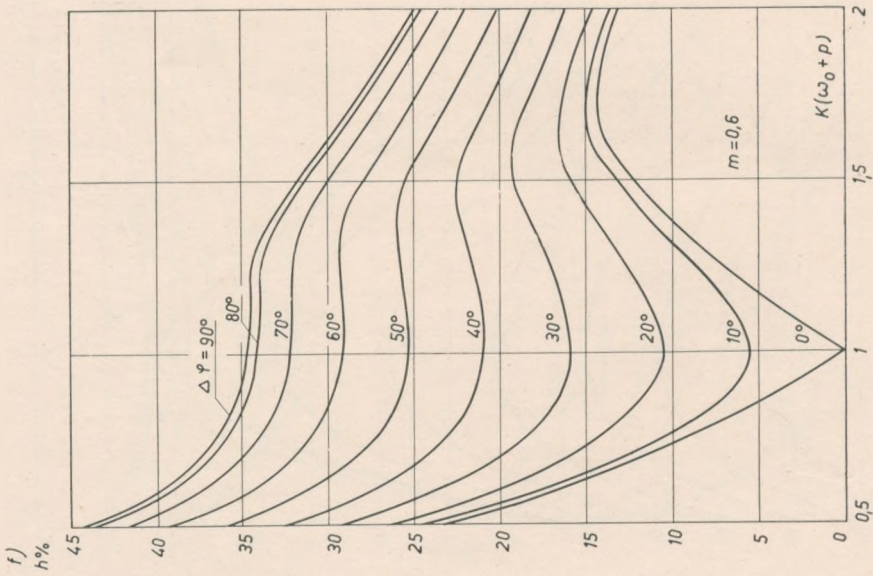
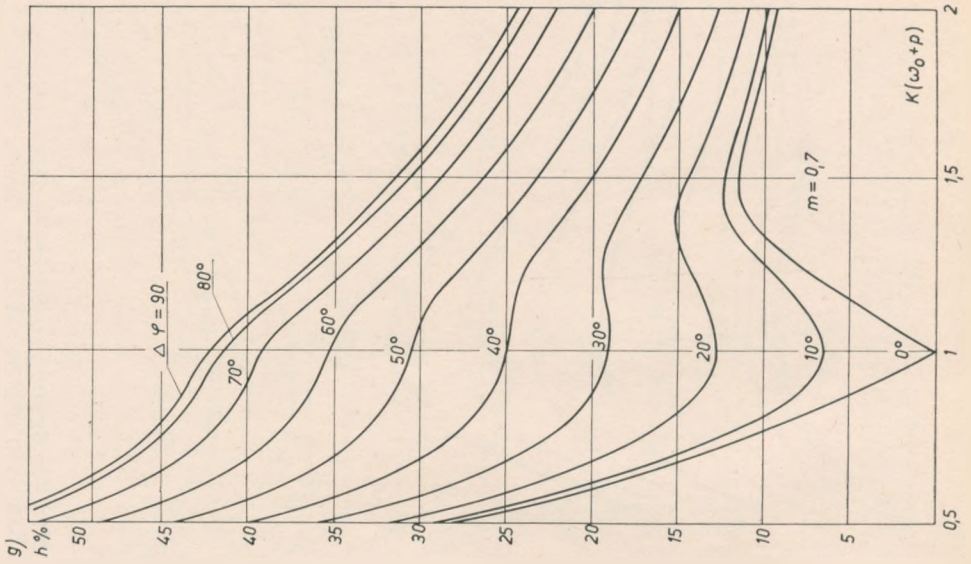
Rys. 3. Zależność amplitudy składowej podstawowej napięcia obwiedni sygnału CSSB od tłumienia i przesunięcia fazowego składowej widmowej amplitudy sygnału zmodulowanego
 a) przy $m = 0,2, 0,4$ i $0,6 - b)$ przy $m = 0,8 - c)$ przy $m = 0,9 - d)$ przy $m = 1$



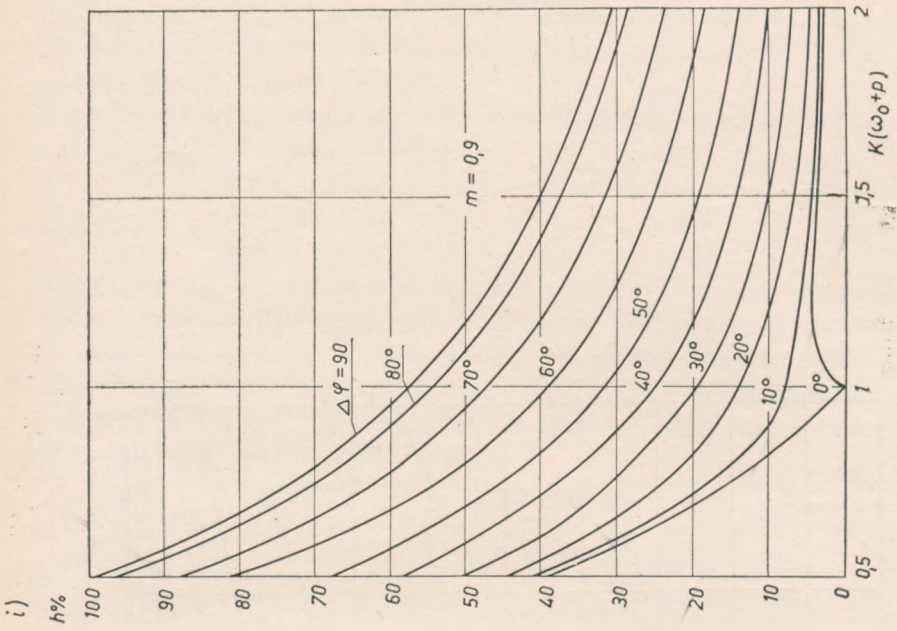
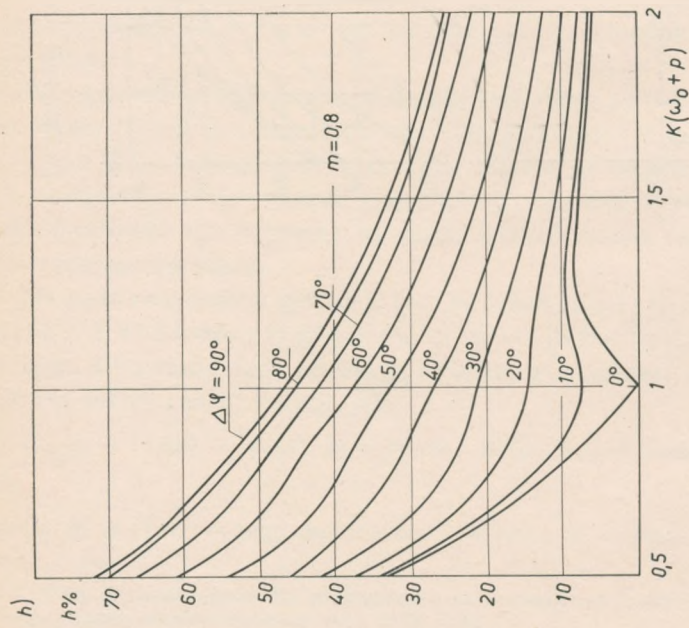
Rys. 4. Zależność zniekształceń harmonicznych obwiedni sygnału CSSB od tłumienia i przesunięcia fazowego środkowego składnika widmowego sygnału zmodyulowanego
 a) przy $m = 0,1$ – b) przy $m = 0,2$ – c) przy $m = 0,3$



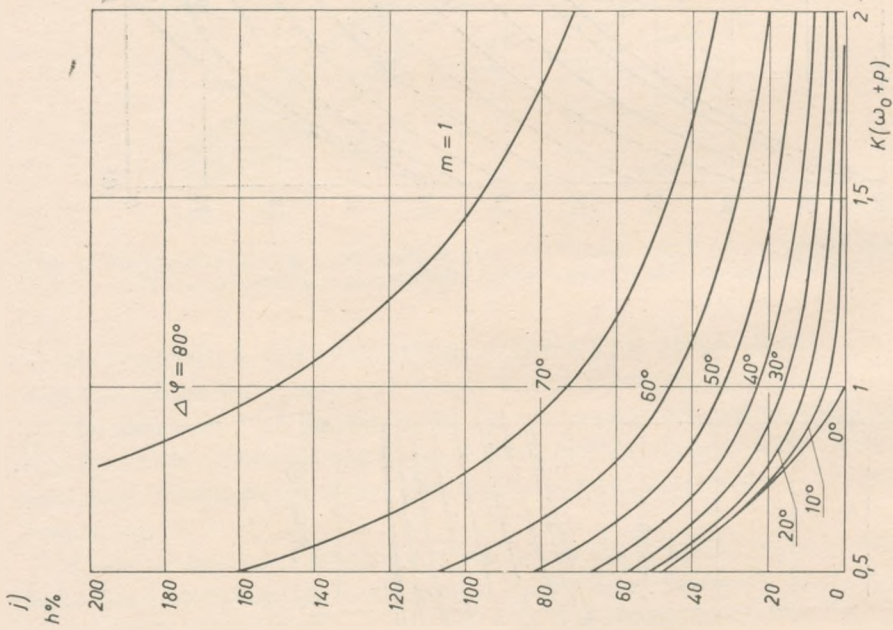
Rys. 4 - d) przy $m = 0,4$
 Rys. 4 - e) przy $m = 0,5$

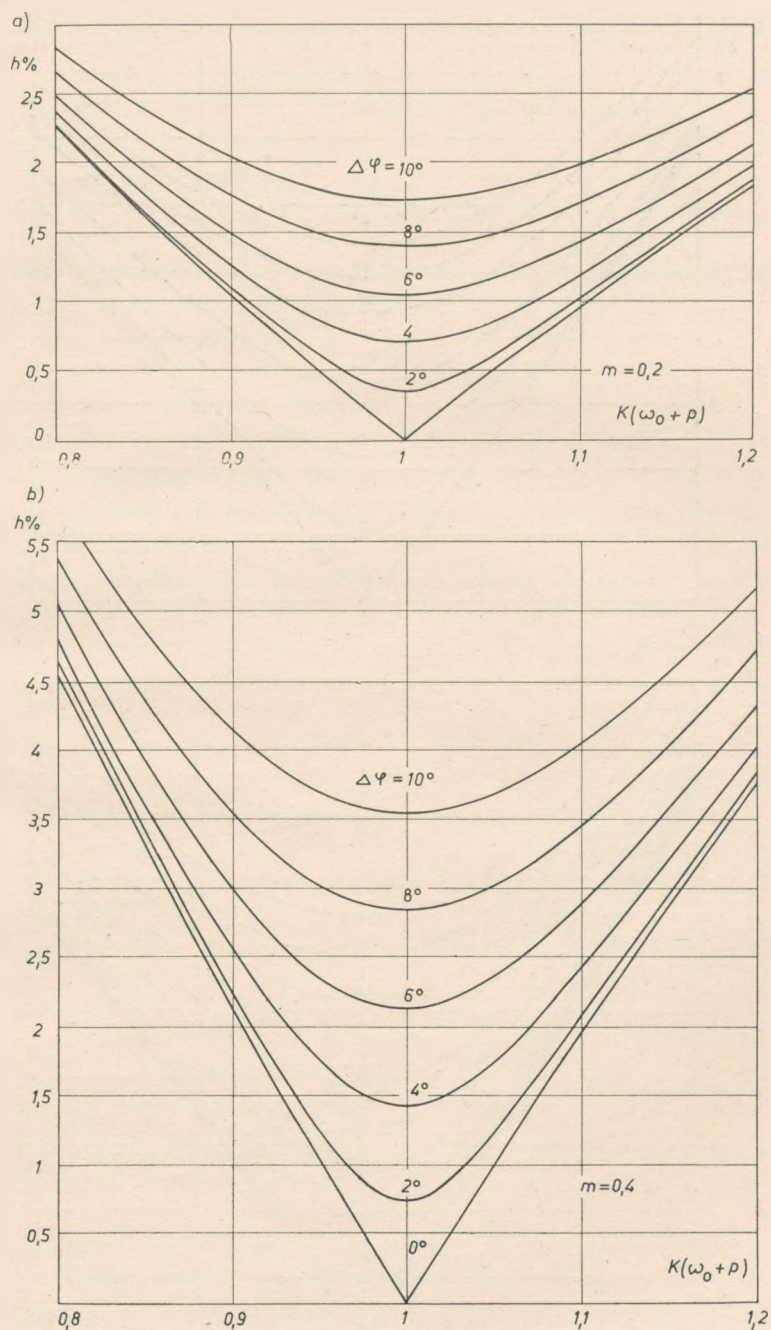


Rys. 4—f) przy $m = 0,6$
 Rys. 4—g) przy $m = 0,7$

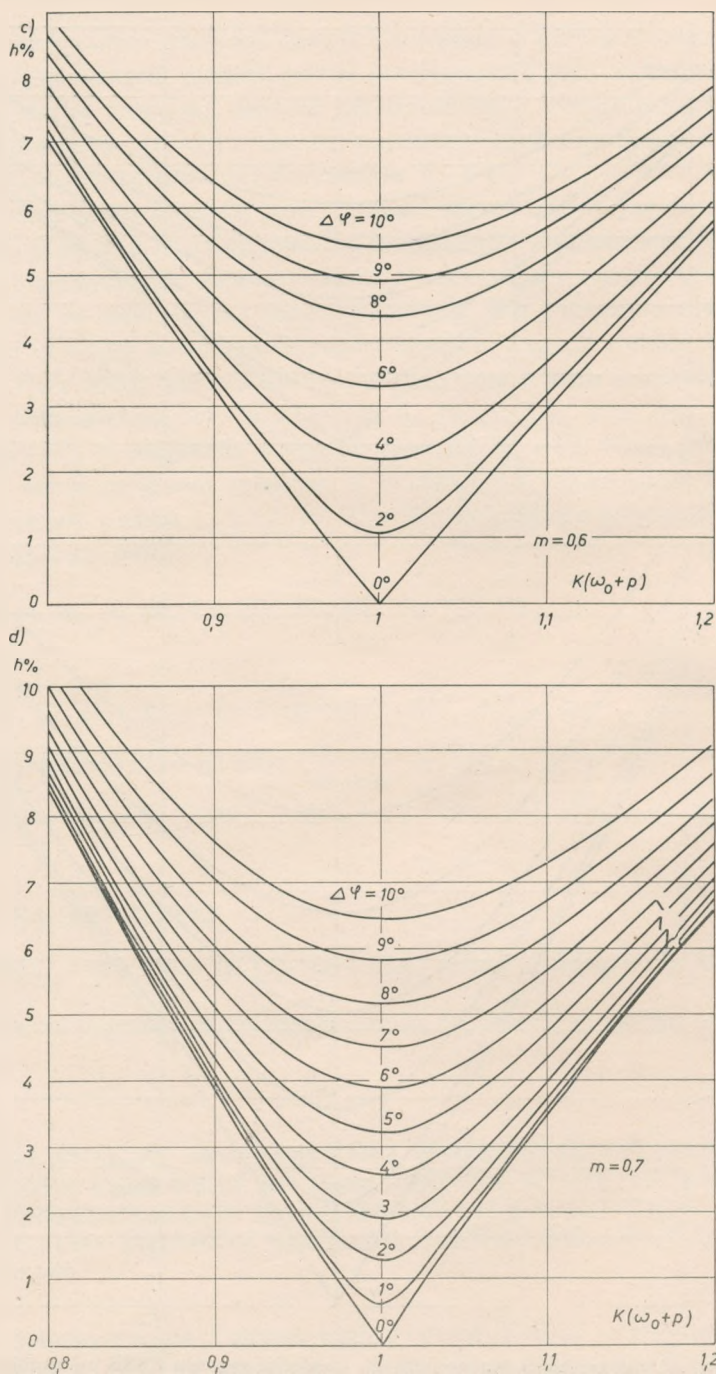


Rys. 4—h) przy $m = 0,8$
 Rys. 4—i) przy $m = 0,9$

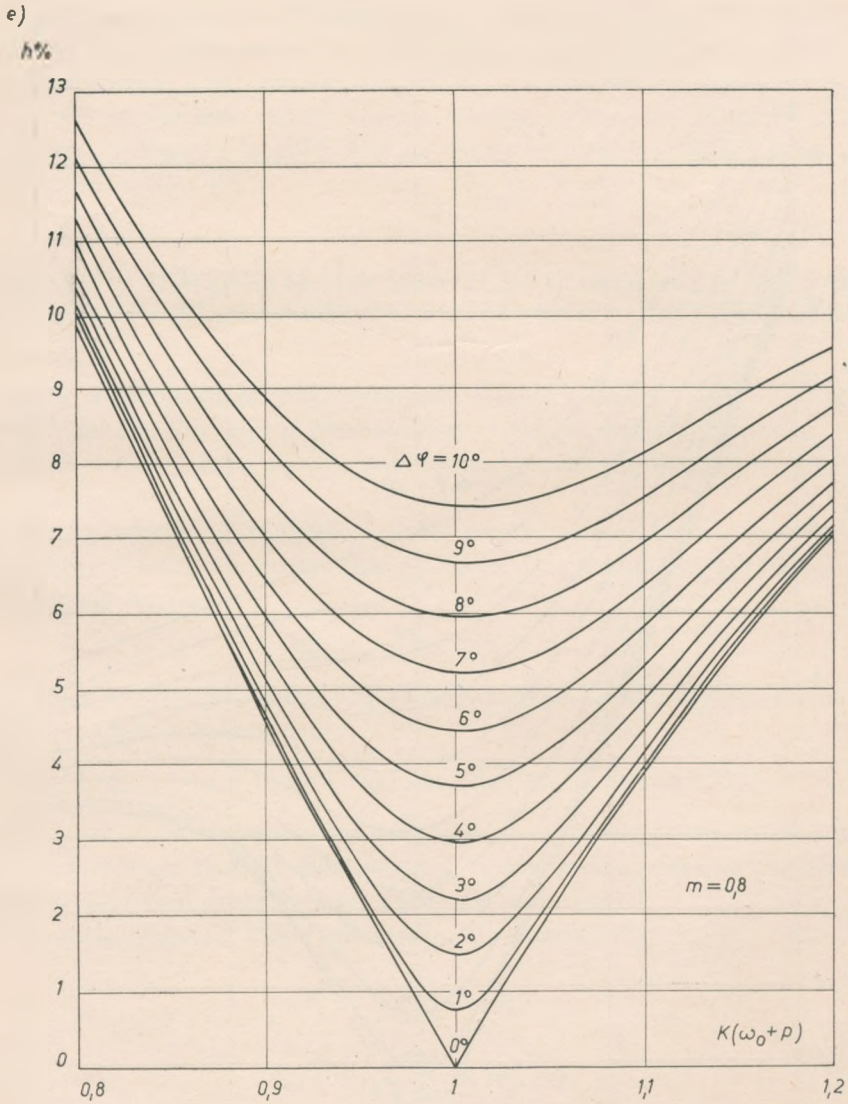
Rys. 4—j) przy $m = 1$



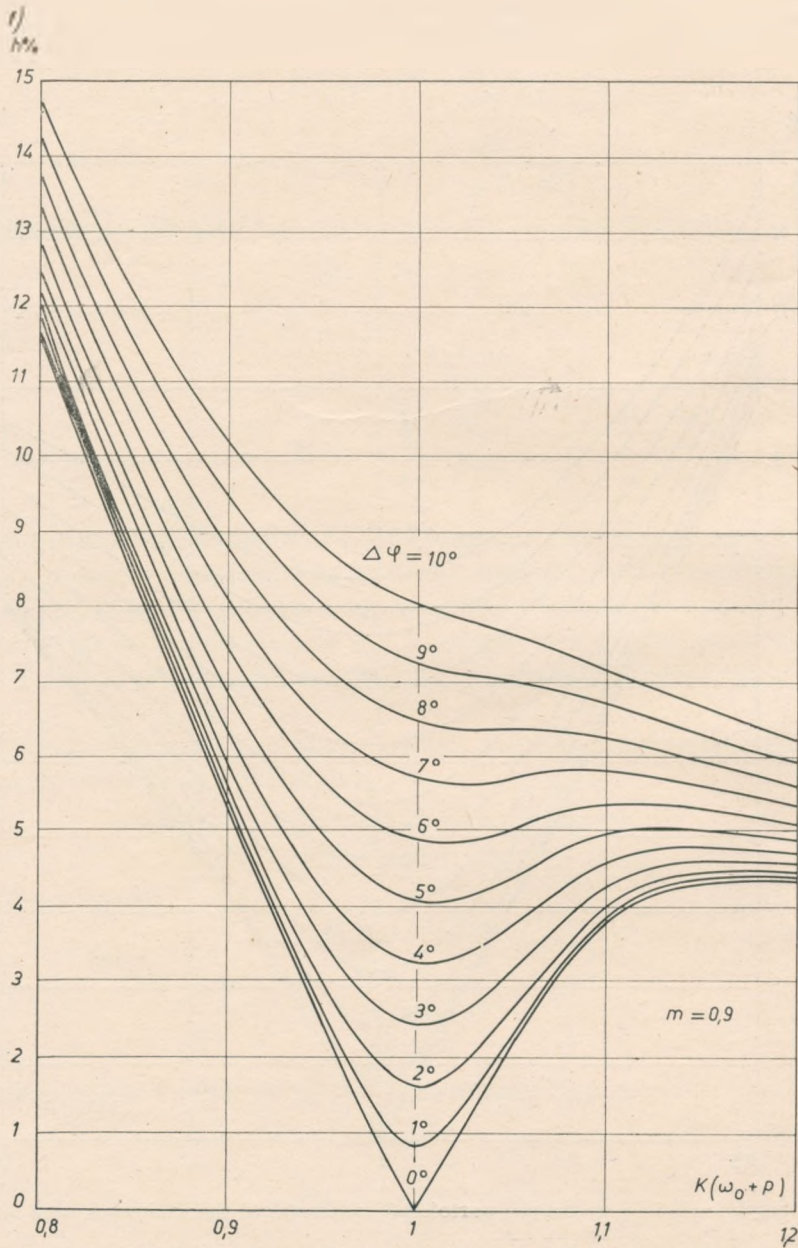
Rys. 5. Zależność zniekształceń harmoniczných obwiedni sygnału CSSB od tłumienia i przesunięcia fazowego środkowego składnika widmowego sygnału zmodulowanego a) przy $m = 0,2$ i przy małych wartościach zniekształceń tłumieniowych oraz fazowych, b) przy $m = 0,4$ i przy małych wartościach zniekształceń tłumieniowych oraz fazowych



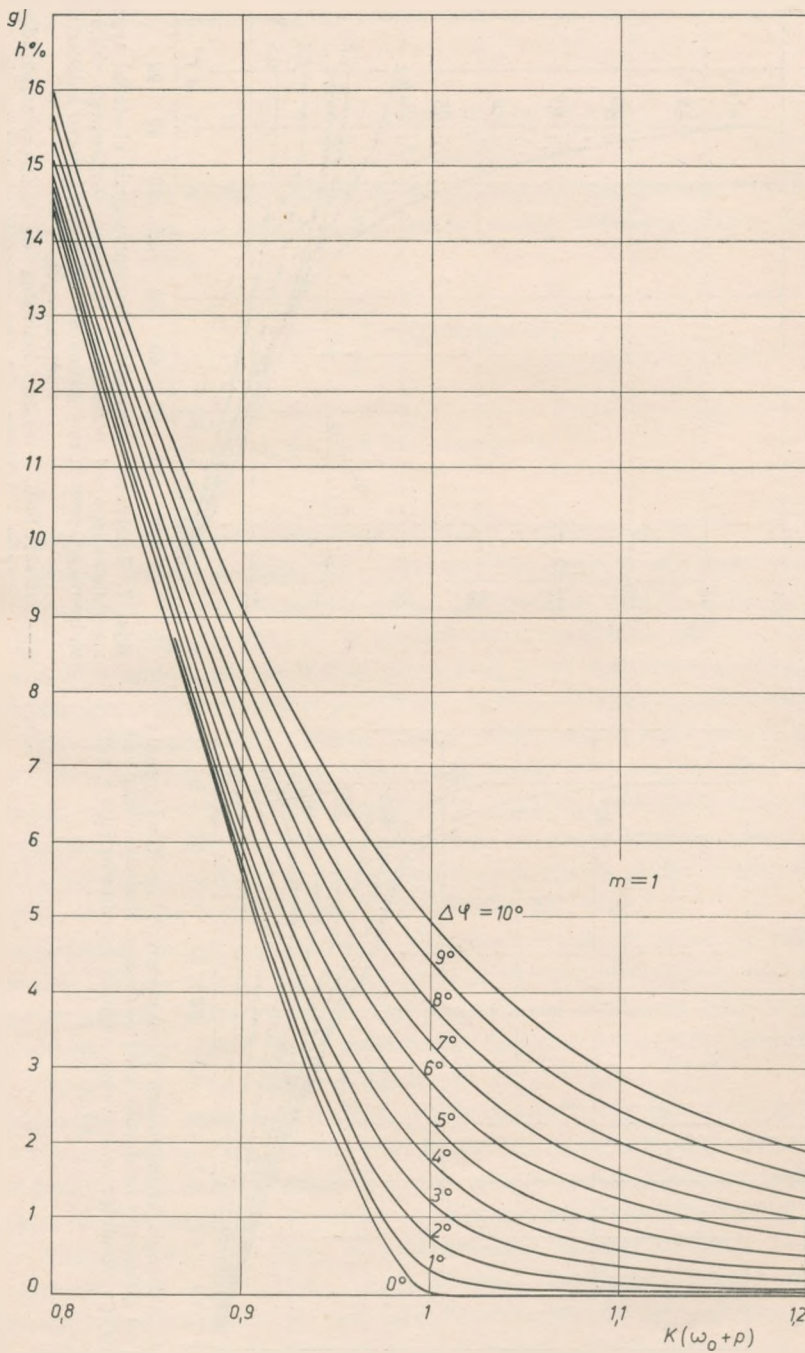
Rys. 5-c) przy $m = 0,6$ i przy małych wartościach zniekształceń tłumieniowych oraz fazowych
 d) przy $m = 0,7$ i przy małych wartościach zniekształceń tłumieniowych oraz fazowych

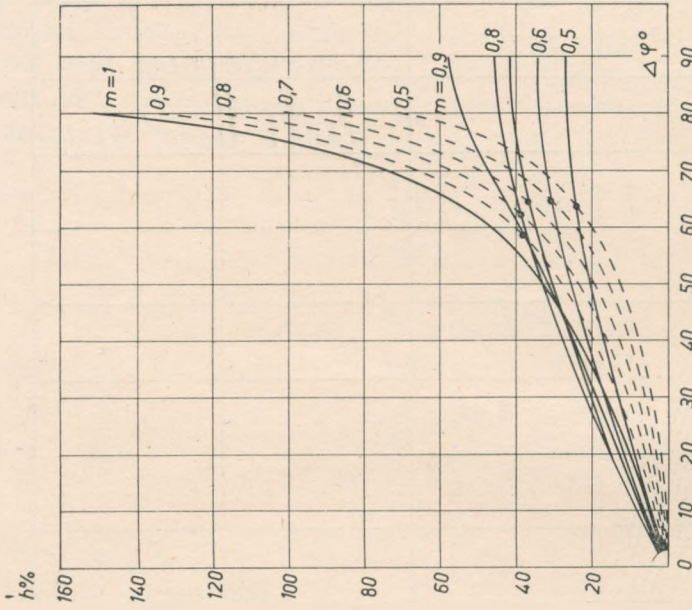


Rys. 5-e) przy $m = 0,8$ i przy małych wartościach zniekształceń tłumieniowych oraz fazowych

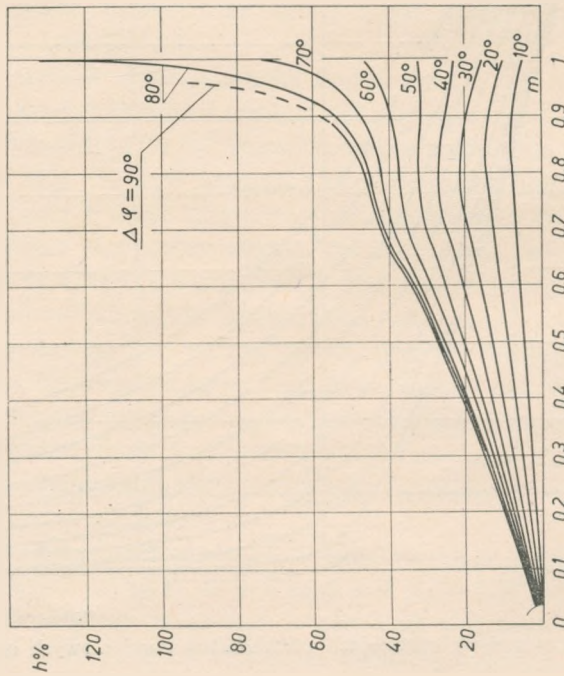


Rys. 5-f) przy $m = 0,9$ i przy małych wartościach zniekształceń tłumieniowych oraz fazowych

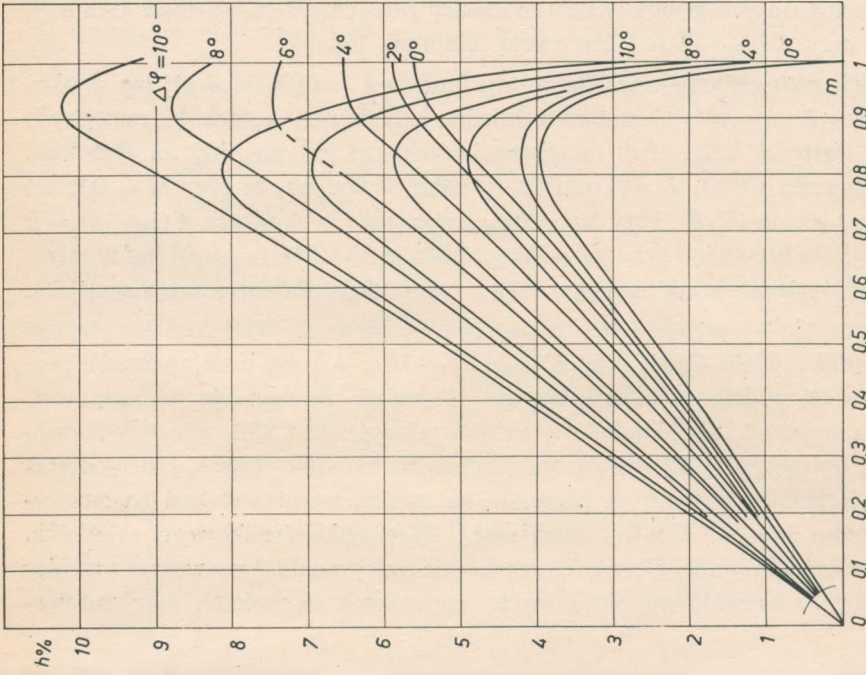
Rys. 5-g) przy $m = 1$ i przy małych wartościach zniekształceń tłumieniowych oraz fazowych



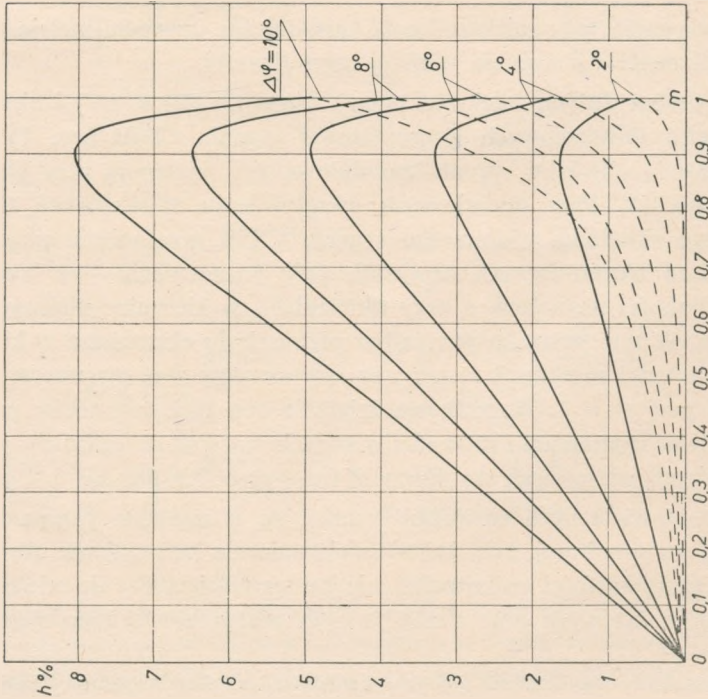
Rys. 7. Zależność zniekształceń harmonicznych obwiedni sygnału zmodulowanego od przesunięcia fazowego środkowego składnika widmowego, przy różnej głębokości modulacji i braku zniekształceń tłumieniowych
 --- system CSSB, — system dwuwstęgowej modulacji amplitudowej.
 Przy $m = 1$ krzywe dla obu systemów pokrywają się



Rys. 6. Zależność zniekształceń harmonicznych obwiedni sygnału CSSB od głębokości modulacji, przy różnym przesunięciu fazowym środkowego składnika widmowego sygnału zmodulowanego i przy $K(\omega_0 + p) = 1$



Rys. 9. Zależność zniekształceń harmonicznych obwiedni sygnału zmodulowanego w systemie CSSB od przesunięcia fazowego środkowego składnika widmowego, przy uwzględnieniu zniekształceń tłumieniowych grupy falowej sygnału zmodulowanego wyższe rodziiny $K(\omega_0 + p) = 0,9$; niższe $K(\omega_0 + p) = 1,1$



Rys. 8. Zależność zniekształceń harmonicznych obwiedni sygnału zmodulowanego od głębokości modulacji i przesunięcia fazowego środkowego składnika widmowego, przy niewystępowaniu zniekształceń tłumieniowych — system CSSB, - - - system dwuwstępowej modulacji amplitudowej

Przy niezbyt dużych głębokościach modulacji (niezależnie od wartości kąta $\Delta\varphi$), funkcja ta przy $K(\omega_0+p) = 1$ ma swoje minimum lokalne.

Przy większych głębokościach modulacji funkcja $h = f[(K(\omega_0+p))]$ ma w okolicach punktu $K(\omega_0+p) = 1$ minimum lokalne jedynie przy kątach $\Delta\varphi$ mniejszych od pewnej wartości $\Delta\varphi_{\max}$, tym mniejszej, im większa jest początkowa głębokość modulacji sygnału CSSB. Z wykresu na rysunku 5f wynika, że przy $m = 0,9$ kąt $\Delta\varphi_{\max}$ wynosi jeszcze ok. 8° . Przy $\Delta\varphi = \Delta\varphi_{\max}$ występuje w okolicach $K(\omega_0+p) = 1$ punkt przegięcia krzywej, a przy $\Delta\varphi > \Delta\varphi_{\max}$ funkcja $h = f[K(\omega_0+p)]$ jest w całym badanym zakresie zmian argumentu $K(\omega_0+p)$ funkcją monotonicznie malejącą.

Występowanie wyraźnego i bardzo ostrego minimum zniekształceń harmonicznym obwiedni sygnału CSSB przy $K(\omega_0+p) \rightarrow 1, \Delta\varphi \rightarrow 0$ ma duże znaczenie praktyczne. Na tej podstawie można bowiem stwierdzić, że operacja początkowego nastawienia amplitud i faz składników widmowych sygnału CSSB, syntetyzowanego za pomocą opisanego w [2] symulatora przebiegów zmodulowanych, jest procesem zbieżnym. Regulując bowiem na przemian na minimum zniekształceń harmonicznym obwiedni sygnału CSSB — amplitudę i fazę tylko środkowego składnika, można przy każdej zadanej głębokości modulacji tego sygnału* wytworzyć przebieg zmodulowany o prawidłowo określonych wzajemnych stosunkach amplitudowo-fazowych.

Z analizy zależności przedstawionych na rys. 7, 8 i 9 wynika, że w systemie CSSB — w odróżnieniu od systemu dwuwstęgowej modulacji amplitudowej — występują przypadki, gdy zniekształcenia harmoniczne obwiedni maleją przy wzroście głębokości modulacji sygnału wielkiej częstotliwości.

Przy niezbyt dużych zniekształceniach fazowych ($\Delta\varphi < 10^\circ$) i niewystępowaniu zniekształceń tłumieniowych grupy falowej sygnału CSSB (rys. 8) maksymalne zniekształcenia obwiedni sygnału zmodulowanego występują przy głębokości modulacji $m \approx 0,9$. Przy dodatkowym uwzględnieniu zniekształceń tłumieniowych środkowego składnika widmowego sygnału CSSB przesunięciu ulega ekstremum zniekształceń harmonicznym obwiedni, przy wzmacnieniu — w kierunku mniejszych głębokości modulacji, a przy tłumieniu — w kierunku większych głębokości modulacji. W tym ostatnim przypadku przesunięciu ekstremum w kierunku większych głębokości modulacji towarzyszy równoczesny znaczny wzrost zniekształceń obwiedni przy $m = 1$. Wypadkowe działanie obu tych czynników powoduje znaczne stępienie ekstremum i prowadzi w konsekwencji aż do całkowitego jego zaniku przy pewnych wartościach $\Delta\varphi$ [(przy $K(\omega_0+p) = 0,9$ dla $\Delta\varphi < 4^\circ$).

Z przeprowadzonych rozważań wynika, że w ogólnym przypadku głębokość modulacji amplitudowej, przy której zniekształcenia harmoniczne obwiedni sygnału CSSB osiągają wartości maksymalne, nie jest wartością stałą, ale zależną od wartości zniekształceń fazowych oraz tłumieniowych grupy falowej tego sygnału i jedynie

*) Początkowy współczynnik głębokości modulacji amplitudy sygnału CSSB jest określony, zgodnie ze wzorem (32), stosunkiem amplitud skrajnych składników widmowych tego sygnału.

przy stosunkowo małych zniekształceniach grupy falowej można przyjąć, że ekstremum zniekształceń obwiedni występuje przy $m \approx 0,9$.

Wyniki uzyskane na podstawie analizy numerycznej wykazują, że zwiększona wrażliwość*) sygnału zmodulowanego w systemie CSSB na zniekształcenia harmoniczne obwiedni, wywołane początkowym naruszeniem wzajemnych stosunków amplitudowych i fazowych pomiędzy składnikami widmowymi jego grupy falowej, występuje nie tylko przy małych głębokościach modulacji, co zostało zresztą udowodnione w pracy [2], lecz także i przy większych głębokościach modulacji, wyłączając przypadek skrajny $m = 1$.

Przy $m = 1$ sygnały zmodulowane w systemie CSSB i w systemie dwuwstęgowej modulacji amplitudowej różnią się bowiem od siebie jedynie przesuwem widm na skali częstotliwości. Początkowe naruszenie fazowej i amplitudowej struktury sygnału rozumiane jest tutaj jako wstępne (wywołane małą przyczyną) wytrącenie danego sygnału zmodulowanego ze stanu charakteryzującego się brakiem zniekształceń harmonicznym jego obwiedni.

Przy znacznych zniekształceniach fazowych i tłumieniowych grupy falowej sytuacja wygląda inaczej. Zniekształcenia obwiedni w systemie CSSB, jak to chociażby wynika z rys. 7, są mniejsze od zniekształceń obwiedni w systemie dwuwstęgowej modulacji amplitudowej. Występujące w takim przypadku różnice zniekształceń osiągają stosunkowo duże wartości, mogące prowadzić nawet do zmian o charakterze jakościowym. W systemie dwuwstęgowej modulacji amplitudowej następuje przy $\Delta\varphi = 90^\circ$, przy dowolnej głębokości modulacji, całkowity zanik w obwiedni składowej podstawowej sygnału modulującego, co przejawia się w postaci bardzo nieprzyjemnych dla słuchacza zniekształceń odbieranego sygnału.

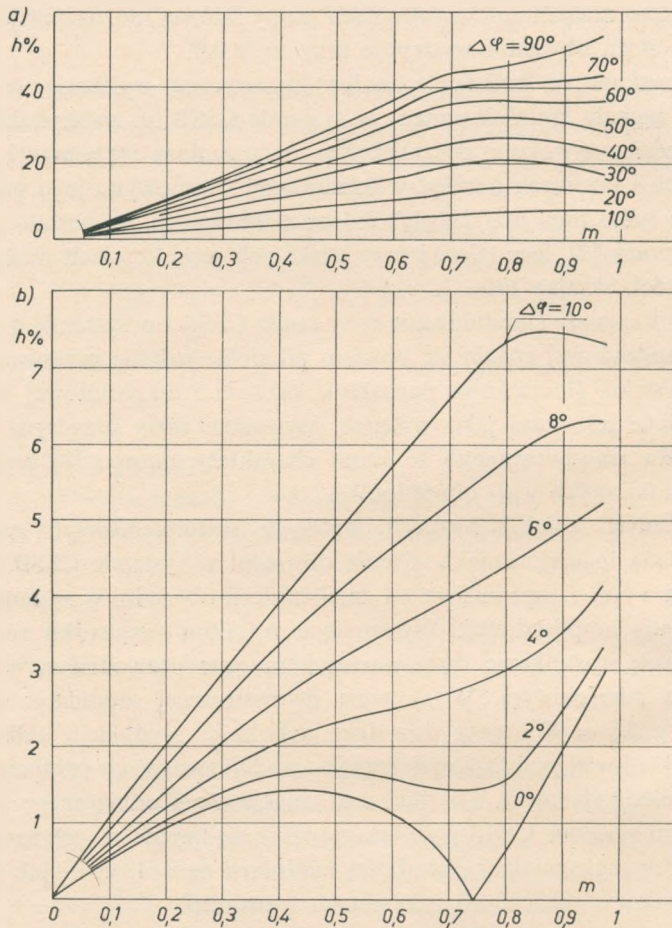
W idealnym systemie CSSB podobne zjawisko występuje w tych samych warunkach tylko przy maksymalnej głębokości modulacji $m = 1$, co — jak wiadomo — ma miejsce tylko w nielicznych momentach transmisji.

Na podstawie otrzymanych wyników analizy zniekształceń sygnału zmodulowanego w idealnym systemie CSSB można również przeprowadzić analizę zniekształceń obwiedni sygnału w systemie CSSB Kahna.

Na rysunku 10 przedstawiono otrzymane w ten sposób przebiegi zależności zniekształceń harmonicznym obwiedni sygnału zmodulowanego w systemie CSSB Kahna od współczynnika głębokości modulacji m i kąta $\Delta\varphi$, charakteryzującego zniekształcenia fazowe grupy falowej tego sygnału. Z porównania krzywych z rys. 10 z krzywymi z rys. 6 i 8 wynika, że zniekształcenia obwiedni sygnału zmodulowanego w tym systemie, przy małych wartościach kątów $\Delta\varphi$ są większe**) niż w idealnym systemie CSSB. W zakresie kątów $6^\circ \leq \Delta\varphi \leq 10^\circ$ istotne różnice występują już tylko przy dużych głębokościach modulacji. Przy $10^\circ < \Delta\varphi < 50^\circ$ różnice między systemami są praktycznie do pominięcia. Przy dużych zniekształceniach fazowych występujące różnice mają charakter jakościowy. Zamierzone w systemie CSSB

*) W stosunku do sygnału o dwuwstęgowej modulacji amplitudowej (AM).

**) Z wyjątkiem przypadku, gdy $m = \sqrt{5}/3$, $\Delta\varphi = 0$.



Rys. 10. Zależność zniekształceń harmonicznych obwiedni sygnału zmodulowanego w systemie CSSB – Kahna od głębokości modulacji i przesunięcia fazowego środkowego składnika widmowego

a) przy dużych zniekształceniach fazowych, b) przy małych zniekształceniach fazowych

Kahna odejście od idealnej struktury amplitudowej sygnału zmodulowanego (charakteryzującej się brakiem zniekształceń obwiedni sygnału przy $\Delta\varphi = 0$, przy dowolnej głębokości modulacji) powoduje to, że przy dowolnych wartościach zniekształceń fazowych grupy falowej takiego sygnału nie występuje całkowity zanik składowej podstawowej, nawet w przypadku maksymalnej przewidzianej dla tego systemu głębokości modulacji (100%). Zjawisko powyższe można zaliczyć do podstawowej jakościowej różnicy między systemem CSSB Kahna i idealnym systemem CSSB.

Znajomość omówionych zależności pozwala przypuszczać, że subiektywna ocena wrażliwości systemu CSSB na zniekształcenia sygnału transmitowanego bę-

dzie uzależniona od wartości zniekształceń fazowych i amplitudowych grupy falowej, tworzącej sygnał zmodulowany w tym systemie.

Głównymi czynnikami, powodującymi naruszenie wewnętrznej struktury grupy falowej sygnału zmodulowanego w torze transmisyjnym, są występujące w drodze propagacji zaniki selektywne oraz zniekształcenia wprowadzane przez obwody preselekcji i filtry pośredniej częstotliwości odbiorników radiofonicznych.

Pierwszy z wymienionych czynników będzie determinujący w strefie zaników wywoływanych interferencją fali jonosferycznej z falą przyziemną oraz w strefie odbioru fali jonosferycznej (w zakresie fal krótkich i średnich), natomiast drugi czynnik jest determinujący w strefie odbioru fali przyziemnej, gdy zniekształcenia wprowadzane w drodze propagacji są do pominięcia.

5. DOPUSZCZALNE TOLERANCJE CHARAKTERYSTYK PRZENOSZENIA TORU TRANSMISYJNEGO W SYSTEMIE CSSB I W SYSTEMIE DWUWSTĘGOWEJ MODULACJI AMPLITUDOWEJ

Przy rozpatrywaniu dopuszczalnej nierównomierności charakterystyki tłumieniowej i nieliniarności charakterystyki fazowo-częstotliwościowej toru transmisyjnego sygnału zmodulowanego, którego jednym z elementów jest człon wielkiej i pośredniej częstotliwości odbiornika radiofonicznego, należy wziąć pod uwagę warunki, w których wrażliwość obu porównywanych systemów modulacji na naruszenie stosunków amplitudowych i fazowych pomiędzy składnikami widmowymi grupy falowej danego sygnału jest największa.

Z poprzednio przeprowadzonych rozważań wynika, że początkowa wrażliwość systemu dwuwstęgowej modulacji amplitudowej na tego rodzaju zniekształcenia zwiększa się wraz ze wzrostem głębokości modulacji, osiągając maksimum przy $m = 1$.

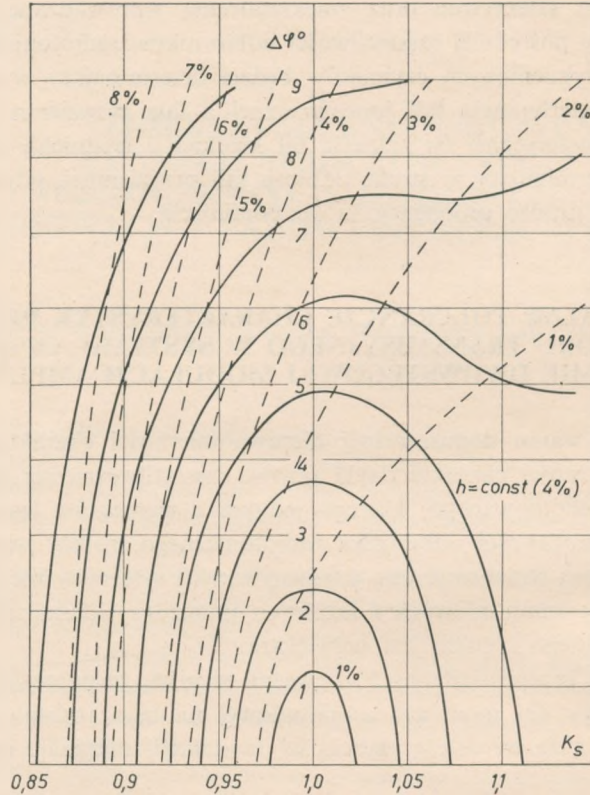
Ze względu na to, że obecnie w radiofonii są szeroko stosowane urządzenia zwiększające średnią głębokość modulacji nadajnika — przypadki 100% głębokości modulacji mogą występować dość często. Należy je zatem uwzględnić przy tego rodzaju rozważaniach.

Początkowa wrażliwość systemu CSSB jest natomiast największa przy $m \approx 0,9$.

Na rysunku 11 są pokazane dwie rodziny krzywych charakteryzujących zależność zniekształceń harmonicznych obwiedni sygnału zmodulowanego od przesunięcia fazowego i tłumienia (wzmocnienia) składnika środkowego widma tego sygnału.

Rodzina krzywych, oznaczonych linią ciągłą, dotyczy sygnału CSSB przy $m = 0,9$, a rodzina krzywych oznaczonych linią przerywaną — sygnału o dwuwstęgowej modulacji amplitudowej bądź też sygnału CSSB przy $m = 1$. Krzywe te zostały otrzymane z zależności przedstawionych na rys. 5f i g przy założeniu stałej wartości parametru h .

Zniekształcenia harmoniczne obwiedni sygnału zmodulowanego nie przekraczają wartości określonych krzywą $h = \text{const}$, jeżeli zniekształcenia fazowe i tłumieniowe składnika środkowego leżą w obszarze zawartym pomiędzy daną krzywą a osią K_s .



Rys. 11. Zależność zniekształceń harmonicznych obwiedni od tłumienia i przesunięcia fazowego środkowego składnika grupy falowej sygnału zmodulowanego

— w systemie CSSB przy $m = 0,9$

- - - w systemie CSSB przy $m = 1$ i w systemie dwuwstęgowej modulacji amplitudy przy $m = 1$

$K_p = K(\omega_0 + p)$ dla systemu CSSB

$K_{sr} = K(\omega_0)$ dla systemu dwuwstęgowej modulacji amplitudy

Obszar ten jest przy $m = 0,9$ i przy małych wartościach parametru h ograniczony. Przy większych wartościach parametru h przy $m = 0,9$ oraz przy dowolnych wartościach h przy $m = 1$ obszar ten jest nie ograniczony.

Z analizy zależności pokazanych na rys. 11 wynika, że wymagania na dopuszczalne wartości zniekształceń tłumieniowych i fazowych toru transmisyjnego dla sygnału CSSB są bardzo wysokie. Jeżeli np. przyjmiemy graniczną wartość zniekształceń harmonicznych obwiedni wprowadzanych przez tor transmisyjny równą 2%, to zniekształcenia tłumieniowe tego toru w przypadku systemu CSSB nie mogą prze-

kraczać $\pm 0,3$ dB, przy nielinearności charakterystyki fazowej nie przekraczającej 1° lub $\pm 0,2$ dB — przy nielinearności charakterystyki fazowej nie przekraczającej 2° .

W przypadku systemu AM dla określenia dopuszczalnych tolerancji charakterystyki przenoszenia toru transmisyjnego jest konieczne dodatkowe ustalenie wymagań dotyczących kształtu charakterystyki tłumieniowej.

Przy dzwonowym kształcie charakterystyki tłumieniowej, uwarunkowanej charakterystyką selektywności obecnych popularnych odbiorników radiofonicznych, warunkiem niewystępowania zniekształceń harmoniczných obwiedni jest zachowanie w pasmie przenoszenia symetrycznej charakterystyki tłumieniowej i ukośnie symetrycznej charakterystyki fazowej.

Tolerancje na asymetrię takich charakterystyk są przy tym stosunkowo łagodne. Nawet przy $m = 1$ dopiero przy asymetrii charakterystyki tłumieniowej 8,1 dB, a charakterystyki fazowej $\Delta\varphi \leq 8,5^\circ$ współczynnik zniekształceń harmoniczných obwiedni osiąga wartość 2%.

Przejście z dzwonowego kształtu charakterystyki tłumieniowej na przebieg zbliżony do prostokątnego, uwarunkowane potrzebą zwiększenia selektywności dotychczasowych odbiorników w stosunku do zakłóceń sąsiedniokanałowych i zmniejszenia zniekształceń tłumieniowych, jest związane z bardzo dużym zaostreniem wymagań i ma dopuszczalne tolerancje przebiegu charakterystyki przenoszenia odbiornika.

Przy prostokątnym kształcie charakterystyki tłumieniowej nachylenie charakterystyki fazowo-częstotliwościowej w pasmie przepustowym filtra pośredniej częstotliwości jest bardzo duże.

Nawet gdyby ta charakterystyka miała dokładnie ukośną symetrię, to stosunkowo niewielkie odstrojenie odbiornika względem środka symetrii prowadziłyby przy nielinearności tej charakterystyki do powstawania znacznych zniekształceń fazowych grupy falowej sygnału zmodulowanego, wywołujących znaczne zniekształcenia nielinearne obwiedni.

Dla zaradzenia temu, taki filtr pośredniej częstotliwości powinien mieć w pasmie przenoszenia linearną charakterystykę fazową.

W układach minimalno-fazowych jest to równoznaczne z płaską charakterystyką tłumieniową filtra.

W przypadku prostokątnej charakterystyki selektywności odbiornika należy więc założyć możliwość dowolnego usytuowania widma sygnału zmodulowanego w pasmie przenoszenia odbiornika. Przy takim założeniu w systemie dwuwstęgowej modulacji amplitudowej, przy 2% granicznej wartości zniekształceń harmoniczných obwiedni i takiej samej, jak w poprzednim przypadku, nielinearności charakterystyki fazowej ($\Delta\varphi$) dopuszczalne zniekształcenia tłumieniowe przy $m = 1$ nie mogą przekraczać $\pm 0,2$ dB przy $\Delta\varphi \leq 1^\circ$ lub $\pm 0,15$ dB przy $\Delta\varphi \leq 2^\circ$.

Określenie dopuszczalnych zniekształceń tłumieniowych i fazowych toru transmisyjnego przy dwuwstęgowej modulacji amplitudowej przy mniejszej granicznej głębokości modulacji jest dokonywane w podobny sposób. Pokazana na rys. 11 rodzina krzywych nosi bowiem charakter ogólny i można ją łatwo przeliczyć dla

innej głębokości modulacji. W tym celu środek współrzędnych ($K_s = 0$, $\Delta\varphi = 0$, $h = 0$) wraz z rodziną krzywych oznaczonych linią przerywaną należy przesunąć do punktu $K_s = m$, a samą rodzinę krzywych poddać liniowemu przekształceniu — rozciągnięciu wzdłuż osi K_s w stosunku $1/m$.

Wykonując takie przekształcenia dla $m = 0,95$ otrzymujemy, że przy przyjętej granicznej wartości zniekształceń harmonicznycy 2% nierównomierność charakterystyki tłumieniowej toru transmisyjnego nie może przekraczać $\pm 0,45$ dB przy $\Delta\varphi \leq 1^\circ$ lub $\pm 0,4$ dB przy $\Delta\varphi \leq 2^\circ$.

Dla transmisji wyższej jakości, np. przy przyjęciu granicznej wartości zniekształceń harmonicznycy $h_{gr} \leq 1\%$, tolerancje na przebieg charakterystyk przenoszenia ulegają dalszemu zwężeniu.

Przy $h_{gr} \leq 1\%$ nierównomierność charakterystyki tłumieniowej toru transmisyjnego nie może przekraczać w przypadku systemu CSSB wartości $\pm 0,1$ dB przy $\Delta\varphi \leq 1^\circ$. W przypadku systemu AM — przy $m = 1$ również $\pm 0,1$ dB przy $\Delta\varphi \leq 1^\circ$, a przy $m = 0,95$ — $\pm 0,35$ dB przy $\Delta\varphi \leq 1^\circ$ lub $\pm 0,25$ dB przy $\Delta\varphi \leq 2^\circ$.

Z powyższego wynika, że chociaż początkowa wrażliwość systemu dwuwstęgowej modulacji amplitudowej na zniekształcenia harmoniczne obwiedni (wywołane zniekształceniami tłumieniowymi i fazowymi grupy falowej sygnału zmodulowanego) jest mniejsza niż system CSSB, to jednak wymagania na dopuszczalne tolerancje charakterystyki przenoszenia toru transmisyjnego (przy odstąpieniu od jej dzwonowo-symetrycznego przebiegu), wymagane dla uzyskania małych zniekształceń nieliniarnych przy dużej głębokości modulacji, są również i w tym systemie modulacji bardzo wysokie.

Dla zmniejszenia zniekształceń nieliniarnych, powstających w drodze propagacji sygnału (od anteny nadajnika do anteny odbiornika) przy dwuwstęgowej modulacji amplitudowej jest konieczne zmniejszenie szczytowej głębokości modulacji i jej uzależnienie od wielkości przewidywanych zniekształceń propagacyjnych, zależnych od częstotliwości fali nośnej nadajnika. Zmniejszenie współczynnika głębokości modulacji wiąże się jednak ze zmniejszeniem mocy wstęg bocznych (proporcjonalnie do m^2), w których jest zawarta przekazywana informacja, a zatem prowadzi do zmniejszenia odstępów sygnału od zakłóceń.

Dla systemu CSSB ten sposób zmniejszenia zniekształceń nie może być zalecany ze względu na konieczność znacznie większego zmniejszenia szczytowego współczynnika głębokości modulacji (poniżej 80% ÷ 90%).

6. WNIOSKI

W oparciu o wyprowadzone wzory i sformułowany na ich podstawie program obliczeń numerycznych przeprowadzono dokładną analizę zniekształceń obwiedni sygnału CSSB przy jednoczesnym występowaniu zniekształceń tłumieniowych i fazowych grupy falowej sygnału zmodulowanego.

Wyniki maszynowej analizy zniekształceń obwiedni sygnału CSSB zostały przedstawione w postaci przytoczonych w rozdziale 3 wykresów rodzin funkcji.

Otrzymane wyniki mają charakter ogólny, gdyż mogą być wykorzystane do analizy zniekształceń obwiedni dowolnego sygnału, zmodulowanego o widmie trójskładnikowym i równomiernym odstępnie pulsacji, a więc i sygnału o dwuwstęgowej modulacji amplitudowej, przez sprowadzenie takiego sygnału do równoważnego mu trójskładnikowego sygnału CSSB o charakterystycznych zniekształceniach tłumieniowych i fazowych środkowego składnika grupy falowej. Uzupełniono przez to istotną lukę, istniejącą w literaturze technicznej na ten temat.

Opublikowane dotychczas uproszczone wzory [6] i [7] na obliczenie zniekształceń obwiedni sygnału AM otrzymano metodą rozwinięcia wyrażenia, opisującego zniekształconą obwiednię takiego sygnału w szereg potęgowy. Wzory te są przytoczone bez podania granic stosowalności rozwinięć, co sugeruje ich słuszność bez ograniczeń.

W pracy [8] dla otrzymania zbieżności szeregu potęgowego konieczne okazało się stosowanie aż 6 różnych metod grupowania wyrazów wyrażenia opisującego obwiednię asymetrycznego sygnału AM przed rozwinięciem tego wyrażenia w szereg potęgowy i następnym przekształceniem go w szereg trygonometryczny.

Wzory dające większą dokładność [9] są natomiast tak skomplikowane, że ich stosowanie w praktyce inżynierskiej jest bardzo utrudnione i ogranicza się do korzystania z przytoczonych w pracy [9] wykresów, nie obejmujących głębokości modulacji bliskiej 100%.

W wyniku przeprowadzonej analizy stwierdzono, że przy małych wartościach zniekształceń fazowych i tłumieniowych grupy falowej sygnału zmodulowanego system CSSB jest bardziej wrażliwy na zniekształcenia harmoniczne obwiedni, powstające z powyższego powodu, niż system dwuwstęgowej modulacji amplitudy.

Przy dużych zniekształceniach fazowych i tłumieniowych grupy falowej ma miejsce zjawisko odwrotne — zniekształcenia harmoniczne obwiedni w systemie CSSB są mniejsze niż w systemie AM. Występujące przy tym różnice ilościowe prowadzą do zmian o charakterze jakościowym. W systemie AM, przy niewystępowaniu zniekształceń tłumieniowych grupy falowej sygnału zmodulowanego, następuje przy $\Delta\varphi = 90^\circ$ całkowity zanik w obwiedni jej składowej podstawowej przy dowolnych, różnych od zera współczynnikach głębokości modulacji. Powoduje to bardzo nieprzyjemne dla słuchacza zniekształcenia odbioru.

W idealnym systemie CSSB podobne zjawisko występuje w tym przypadku tylko przy granicznej głębokości modulacji (przy $m = 1$).

Przy takiej głębokości modulacji wrażliwość obu porównywanych systemów na tego rodzaju zniekształcenia jest jednakowa. Zależność zniekształceń harmonicznych obwiedni sygnału zmodulowanego od parametrów charakteryzujących zniekształcenia fazowe i tłumieniowe grupy falowej sygnału zmodulowanego w systemie CSSB nosi złożony charakter, szczególnie szybko zmieniający się przy dużych głębokościach modulacji.

Przeprowadzona analiza teoretyczna i pomiary porównawcze zniekształceń harmoniczných obwiedni, powstających w odbiornikach radiofonicznych o dwonowo-symetrycznym kształcie charakterystyki selektywności [10], wykazały, że wartości zniekształceń tłumieniowych i fazowych grupy falowej sygnału zmodulowanego, wyprowadzanych przez tor wielkiej i pośredniej częstotliwości takiego odbiornika, zawarte są w granicach, w których system CSSB jest bardziej wrażliwy od systemu AM na tego rodzaju zniekształcenia.

Z analizy zniekształceń, powstających przy jonosferycznej propagacji fal elektromagnetycznych w zakresie krótkofalowym [15], wynika, że ich wartości są duże i obejmują także zakres, w którym wrażliwość systemu CSSB na te zniekształcenia jest mniejsza niż systemu AM.

Zmienność tych zniekształceń w czasie oraz ich złożony charakter sprawiają, że subiektywna ocena jakości odbioru jest w tych warunkach porównywalna z jakością odbioru przy dwuwstęgowej modulacji amplitudy. Wyniki analizy wykazują, że formułowane przez niektórych autorów przypuszczenia o mniejszej podatności systemu CSSB na selektywne zaniki odbioru są nieuzasadnione.

Z porównania zniekształceń obwiedni w systemie modulacji jednowstęgowej z nietłumioną falą nośną [1] (Dodatek 1) ze zniekształceniami obwiedni, powstającymi w systemach CSSB i AM, wynika, że system modulacji jednowstęgowej powinien dawać w takich warunkach pewne zmniejszenie zniekształceń odbioru, dalekie jednak od spełnienia wymagań stawianych przy transmisji programów artystycznych.

Wyniki analizy numerycznej pozwoliły także na określenie dopuszczalnych tolerancji przebiegu charakterystyk przenoszenia toru transmisyjnego ze względu na wprowadzane zniekształcenia harmoniczne w systemie CSSB i AM.

Największa wrażliwość systemu CSSB na zniekształcenia harmoniczne obwiedni przy małych zniekształceniach fazowych i tłumieniowych grupy falowej sygnału zmodulowanego ma miejsce przy $m \approx 0,9$, a systemu — AM przy $m = 1$.

Jeżeli przyjmiemy przypadek maksymalnej wrażliwości systemu na zniekształcenia harmoniczne obwiedni za reprezentatywny przy ustalaniu dopuszczalnych tolerancji charakterystyk przenoszenia toru transmisyjnego, to przy założeniu granicznej dopuszczalnej wartości zniekształceń $h_{gr} \leq 2\%$ zniekształcenia tłumieniowe toru nie powinny przekraczać dla systemu CSSB wartości $\pm 0,3$ dB przy nielinearności charakterystyki fazowej $\Delta\varphi \leq 1^\circ$ lub $\pm 0,2$ dB przy $\Delta\varphi \leq 2^\circ$.

Dla określenia dopuszczalnych tolerancji charakterystyk przenoszenia toru transmisyjnego w przypadku systemu dwuwstęgowej modulacji amplitudowej konieczne jest dodatkowe postawienie wymagań dotyczących kształtu charakterystyki selektywności odbiornika radiofonicznego.

W przypadku prostokątnego kształtu tej charakterystyki dopuszczalna nierównomierność charakterystyki tłumieniowej przy $h_{gr} \leq 2\%$ nie powinna przekraczać $\pm 0,2$ dB przy $\Delta\varphi \leq 1^\circ$ lub $\pm 0,15$ dB przy $\Delta\varphi \leq 2^\circ$.

Jeżeli przyjąć przy określaniu tolerancji nie przypadek maksymalnej wrażliwości systemu AM na tego rodzaju zniekształcenia (przy $m = 1$), a nieco mniejszą głębo-

kość modulacji, np. $m = 0,95$, to nierównomierność charakterystyki tłumieniowej całego toru transmisyjnego przy $h_{gr} \leq 2\%$ nie powinna przekraczać $\pm 0,45$ dB przy $\Delta\varphi \leq 1^\circ$ lub $\pm 0,4$ dB przy $\Delta\varphi \leq 2^\circ$.

Z powyższego wynika, że przy prostokątnym kształcie charakterystyki selektywności odbiornika wymagania na nierównomierność i nielinearność charakterystyki fazowej dla obu rozpatrywanych systemów modulacji są podobne.

Odstąpienie od dzwonowego kształtu charakterystyki tłumieniowej toru pośredniej częstotliwości odbiornika jest uwarunkowane potrzebą polepszenia selektywności odbiornika w stosunku do zakłóceń sąsiedniokanałowych i zmniejszenia zniekształceń tłumieniowych sygnału odbieranego.

Zastosowanie w odbiornikach nowych typów filtrów pasmowo-przepustowych pośredniej częstotliwości mechanicznych i ceramicznych stwarza możliwość realizacji takiego polepszenia.

Charakterystyki przenoszenia takich filtrów muszą jednak spełniać przytoczone powyżej wymagania.

Na podstawie dotychczasowych osiągnięć w rozwoju metod syntezy i technologii wytwarzania filtrów [16], [17], [18] można przypuszczać, że filtry takie mogą być produkowane po cenie uzasadnionej ekonomicznie, pozwalającej na ich zastosowanie w domowych odbiornikach radiofonicznych.

Przy takich parametrach odbiorników wprowadzenie systemu CSSB do radiofonii w zakresach częstotliwości, w których zniekształcenia wprowadzane przez tor propagacji są do pominięcia, pozwoliłoby uzyskać polepszenie jakości odbioru w wyniku zmniejszenia zakłóceń sąsiedniokanałowych i zwiększenia stosunku sygnału do zakłóceń uwarunkowane praktycznie dwukrotnie mniejszą szerokością pasma sygnału zmodulowanego w tym systemie w porównaniu do szerokości pasma sygnału o dwuwstęgowej modulacji amplitudowej.

Dodatek

Program obliczeń zniekształceń obwiedni sygnału CSSB na maszynie cyfrowej

Przedstawiony poniżej program obliczeń zniekształceń obwiedni sygnału CSSB został sformułowany w języku algorytmicznym Algol dla konkretnej reprezentacji tego języka, stosowanej w maszynie cyfrowej typu Odra 1204. Przejście z tego poziomu Algolu na niższy poziom języka lub na inną jego konkretną reprezentację nie przedstawia trudności. Przed sformułowaniem algorytmu obliczeń w tym języku wygodnie będzie wprowadzić uproszczone oznaczenia stałych i zmiennych.

Oznaczenia stosowane dotychczas

Oznaczenia zastosowane
w programie obliczeń

$c(t)$	Y
pt	x
$\Delta\varphi$	dF
$K(\omega_0+p)$	K
—	K1 [początkowa wartość parametru $K(\omega_0+p)$]
—	K2 [końcowa wartość parametru $K(\omega_0+p)$]
—	dK [jednostkowy przyrost parametru $K(\omega_0+p)$]
a	A
b	B
C	C
h	h
π	PI
m	m

Wszystkie pozostałe (stosowane w programie) pomocnicze oznaczenia stałych i zmiennych noszą dla tego programu i jego bloków składowych charakter lokalny. Napisany w języku ALGOL — ODRA w oparciu o wzory (14), (18), (19), (20) i (21) program analizy harmonicznej obwiedni sygnału CSSB, przy jednoczesnym występowaniu zniekształceń tłumieniowych i fazowych jego grupy falowej, wygląda następująco:

```

begin real x, m, K, dF, K1, K2, dK, p1, PI, YY, h; 1
integer i, j, il, n; 2
array A, B [1:4], C [0:4]; 3
real procedure Y (x, m, K, dF); 4
real x, m, K, dF; 5
begin 6
Y := sqrt (1-m*m*(1-cos (2*x))/2+K*m*(1-sqrt (if 1-m*m lt 0; 7
then 0 else 1-m*m))*cos (x-F)+(1+sqrt (if 1-m*m lt 0 then 0 else 1- 8
-m*m))*cos (F+x)+K*m));
end Y, 9
START; 10
read (m, dF, K1, K2, dK); n := (K2-K1)/dK; affix ('') 11
PI := 3.141592653589; p1 := PI/60; 12
space (5); print ('m = '); format ('d.ddd'); print (m); 13
space (7); print ('dF = '); format ('dd.d'); print (dF); 14
space (7); format ('dd.d'); print (K1, 'K', K2); dF := dF*p1/3; 15
space (7); format ('d.dd'); print ('dK =', dk); line (2); 16
for i:— 0 step 1 until n do 17

```

```

begin 18
K: = K1 + i*dK; 19
C [0]: = 0; 20
for j: = 0 step 1 until 4 do 21
A [j]: = B [j]: = 0; 22
for j: = 0 step 1 until 119 do 23
begin x: = p 1*j; YY: = Y (x, m, K, dF); 24
C [0]: = C [0]+YY; 25
for i1: = 1 step 1 until 4 do 26
begin 27
A [i1]: = A [i1]+YY*cos (i1*j*p1); 28
B [i1]: = B [i1]+YY*sin (i1*j*p1); 29
end; 30
end; 31
C [0]: = C [0]/120; 32
for j: = 1 step 1 until 4 do 33
begin 34
A [j]: = A [j]/60; B [j]: = B [j]/60; 35
C [j]: = sqrt (A [j]*A [j]+B [j]*B [j]); 36
end; 37
h: = sqrt (C [2]*C [2]+C [3]*C [3]+C [4]*C [4]) 100/C [1]; 38
format ('.ddd10-d'); print (C [1]); format ('.ddd10-d'); 39
print (C [2]*100/C [1], C [3]*100/C [1], C [4] 100/C [1], h); 40
format ('.ddd10-d'); print C [0]; line (1); 41
end i; line (8); goto START; 42
end program; ? 43

```

Obwiednia sygnału zmodulowanego, będąca przedmiotem analizy harmoniczej, jest w programie reprezentowana w postaci procedury funkcyjnej. Nagłówek tej procedury wraz z wykazem jej parametrów formalnych jest zapisany w wierszu 4 programu. Po deklaracji typu parametrów formalnych (wiersz 5) następuje zapis treści procedury funkcyjnej w postaci bloku (wiersz 6–9). W wierszach poprzedzających nagłówek procedury znajduje się deklaracja występujących w obliczeniach zmiennych rzeczywistych i nazewników funkcyjnych deklaracja typu zmiennych (wiersz 2), a także deklaracja występowania w programie zmiennych indeksowanych (wiersz 3).

Część programu, zaczynająca się od wiersza 11, została oznaczona etykietą START.

W części tej zawarte są procedury wprowadzenia danych read [(m, dF, K1, K2 dK)], a także instrukcje obliczenia pomocniczych współczynników: liczba cykli obliczeniowych $n = (K2 - K1)/dK$; skoku podziału okresu analizowanej obwiedni $p1 = \pi/60$, a także instrukcja podstawienia wartości liczby π .

Trzonem programu można nazwać instrukcję złożoną, zapisaną w wierszach 18–42. Z instrukcji tej można z kolei wydzielić dwie wewnętrzne instrukcje złożone (wiersze 24–31 i 34–37), z których pierwsza ma również budowę złożoną.

W tej części programu zapisane są instrukcje obliczenia sum występujących we wzorach (18) i (19). Instrukcja $YY := Y(X, m, K, dF)$ powoduje wywołanie procedury funkcyjnej Y , zmieniając w niej parametry formalne na aktualne.

Symbolem YY oznaczono wartość funkcji Y przy danych parametrach aktualnych. Taka konstrukcja programu pozwala zaoszczędzić czas maszyny, eliminując potrzebę wielokrotnego powtórnego obliczania wartości funkcji Y przy obliczaniu współczynników $A [i1]$, $B [i1]$ — wiersz 28–29.

Instrukcje zawarte w następnych wierszach (32, 35) polecają maszynie uwzględnić przy obliczeniach stałe współczynniki, występujące we wzorach (18) i (19).

Instrukcja 36 poleca obliczyć opierając się na wzorze (21) wartości współczynników zawartości kolejnych harmoniczných, a instrukcja 38 — łącznych zniekształceń harmoniczných analizowanej obwiedni.

W wierszach 39–41 są zawarte procedury powodujące wyprowadzenie z maszyny wyników obliczeń. W następnym wierszu znajduje się instrukcja skoku do miejsca programu oznaczonego etykietą $START$ i rozpoczęcia tym samym nowego cyklu obliczeń lub zatrzymania maszyny w przypadku wyczerpania danych wejściowych.

Przedstawiony program pozwala na obliczenie składowej stałej C_0 , amplitudy pierwszej harmoniczných C_1 , współczynników zawartości drugiej, trzeciej i czwartej harmoniczných h_2 , h_3 i h_4 , a także wartości łącznego współczynnika zawartości tych harmoniczných h .

W razie potrzeby mogą być również obliczane wartości dalszych harmoniczných. W tym celu wystarczy zastąpić cyfrę 4, występującą w instrukcjach „for” w wierszach 21, 26 i 33 programu — numerem potrzebnej wyższej harmoniczných, a także odpowiednio uzupełnić instrukcję 38 (obliczenie łącznego współczynnika zawartości harmoniczných) i procedurę wyjścia 40 o wydruk wartości dalszych współczynników.

Kolejność wprowadzania danych wejściowych odpowiada kolejności podanej w wykazie parametrów procedury wejścia — $read(m, dF, K1, K2, dK)$.

W przypadku gdy obliczenia przeprowadzane są tylko przy jednej wartości parametru K , przy wprowadzaniu danych należy założyć: $K1 = K2 = K$, $dk = 1$.

Przewidziano następujący zakres zmian wartości danych wejściowych:

m	0 ... 1	ze skokiem minimalnym	0,001,
dF	0 ... 90°	„ „ „	0,1°,
$K1, K2$	0 ... 99,9	„ „ „	0,1,
dK	0 ... 9,99	„ „ „	0,01.

Z zakresu tego wynikają założone w programie formaty druku wartości odpowiednich danych wejściowych. Dane te są drukowane w nagłówku każdej tablicy wyników. Procedury wyjścia przewidują wydruk wyników obliczeń w postaci tablic.

W poszczególnych kolumnach tych tablic drukowane są kolejno wartości: C_0 , $C_2/C_0\%$, $C_3/C_1\%$, $C_4/C_1\%$, $h\%$, C_0 . W programie przewidziano wydruk czterech cyfr znaczących dla wartości składowej stałej i amplitudy pierwszej harmonicznej analizowanej obwiedni oraz trzech cyfr znaczących dla pozostałych obliczanych współczynników. W razie potrzeby druku dalszych cyfr znaczących, należy zwiększyć liczbę liter „d” we wzorcach „format’”, poprzedzających wywołanie procedury druku wartości odpowiednich współczynników (wiersze 39-41).

WYKAZ LITERATURY

1. *Makiedoński A.*: Generacja sygnałów o modulacji jednowstęgowej. Pr. Inst. Łącz. 1969 t. 55 nr 3, s. 1-75
2. *Makiedoński A.*: Analiza zniekształceń harmoniczných w systemach modulacyjnych wykorzystujących modulację amplitudy fali nośnej. Pr. Inst. Łącz. 1965, t. 38 nr 2, s. 52-90
3. *Kahn L. R.*: Compatible Single Sideband. Proc. IRE, Oct. 1961, s. 1503-1527
4. *Kryłow W.*: Pribliżonnoje wycislenie integralow. Nauka. Moskwa 1967, s. 398
5. *Paszkowski S.*: Język Algol — 60. PWN. Warszawa 1973, s. 267
6. *Kulp M.*: Entstehung von Klirfaktoren durch Filter bei Amplitudenmodulation. Elektr. Nachrichten — Technik. 1943, nr 11/12, s. 277-284
7. *Schneider H., Petrich G.*: Die Demodulation linear verzerter AM-Spektren. Nachrichtentechnik. 1958, nr 1, s. 17-21
8. *Sitek J.*: Sygnał o modulowanej amplitudzie z niesymetrycznymi wstęgami bocznymi. Zeszyty Naukowe Politechniki Wrocławskiej. 1967, nr 146, s. 33-56
9. *Bottcher F.*: Seitenbandunsymetrie bei Amplitudenmodulation. Hochfrequenztechnik und Elektroakustik 1943, t. 61 nr 12, s. 12-19
10. *Makiedoński A.*: Analiza zniekształceń harmoniczných obwiedni w obwodach liniowych odbiorników w systemach kompatybilnej modulacji jednowstęgowej. Politech. Warsz. Warszawa 1971, s. 270 (rozprawa doktorska)
11. Projekt normy PN-74/... Wymagania i metody badań oraz kontrola i ocena jakości emisji radiofonicznych o modulacji amplitudy w zakresie średnio- i długofalowym w dostosowaniu do wymagań ich odbioru
12. GOST 11515-65. Trakty radiowieszczatielnyje, klasy osnovnyje kaczestwiennyje pokazatieli. Moskwa 1965
13. PN-71/T-06251. Odbiorniki radiofoniczne domowe. Podział na klasy jakości. Warszawa 1971
14. *Eden M., Rautenfeld F.*: A comparison of the sky wave reception quality of a conventional double-sideband AM transmission, and of compatible single-sideband transmission. EBU Rev. 1969, nr 118, s. 258-262
15. *Rautenfeld F.*: Die Qualität des Raumwellen-Empfängs. Rundfunk Tech. Mitt. 1969, nr 1, s. 15-28
16. *Börner M., Schussler H.*: Miniaturisierung mechanischer Filter. Telefunken-Zeit. 1964, nr 3/4, s. 228-246
17. *Klimek Cz., Siwa M.*: Stan i kierunki rozwojowe nowoczesnych podzespołów drgających: Materiały konferencji naukowo-technicznej SEP. Bydgoszcz 1969, s. 133-153
18. *Siwa M.*: Stan obecny i tendencje rozwojowe w dziedzinie filtrów elektrycznych. Postępy Elektroniki 1971, nr 2/3

A. Македонски

ИСКАЖЕНИЯ ОГИБАЮЩЕЙ МОДУЛИРОВАННОГО СИГНАЛА В СЛУЧАЕ ОДНОВРЕМЕННЫХ ИСКАЖЕНИЙ АМПЛИТУДЫ И ФАЗЫ ЕГО СОСТАВЛЯЮЩИХ

Резюме

Проведено анализ искажений огибающей однополосного сигнала, совместимого с работой линейного детектора огибающей в случае одновременных искажений амплитуды и фазы. Программу вычислений искажений сформулировано в алгоритмическом языке АЛГОЛ.

Результаты анализа искажений, проведенного с помощью процессора в случае модуляции одиночным синусоидальным током представлены на графиках, охватывающих широкий диапазон значений параметров сигналов и искажений огибающей.

Представлено метод анализа искажений огибающей любого сигнала с тремя составляющими спектра и равномерным частотным сдвигом, заключавшийся в приведении такого сигнала к эквивалентному однополосному сигналу. Выведено формулы, связывающие инициальные значения амплитуд и фаз отдельных составляющих спектра такого сигнала с тремя характеристическими параметрами эквивалентного однополосного сигнала. Подано тоже видоизменение вышеупомянутой программы вычислений для непосредственного расчета искажений огибающей любого сигнала с тремя составляющими на основании значений амплитуд и фаз отдельных составляющих спектра.

Проведено тоже сравнение степени чувствительности однополосной системы с системой двухполосной модуляции амплитуды на рассматриваемые искажения огибающей.

В заключении проведено анализ выбора критериев для определения допустимых отступлений характеристик тракта передачи, с точки зрения вводимых искажений огибающей модулированного сигнала для обеих сравниваемых систем модуляции. В статье описано тоже способ определения значений этих допусков.

A. Makiedoński

MODULATED SIGNAL ENVELOPE DISTORTIONS WITH SIMULTANEOUS PHASE AND AMPLITUDE DISTORTIONS OF ITS COMPONENTS

Summary

An analysis of distortions of the single side band system signal's envelope, compatible with the performance of the linear detector of a two sides band system signal envelope in case of simultaneous occurrence of phase and amplitude distortions of its components has been described.

A program of calculating distortions, formulated in algorithmic language ALGOL, has been presented.

As result of a computer analysis of distortions, arising during single sinusoidal oscilation, a wide range of signal parameter changes and distortions of its components have been presented in a diagram.

A method of analysing the envelope distortions of any kind of signal with three spectrum components with constant pulsation space, consisting in bringing such signal to its equivalent single side band one has been discussed.

Formulas have been deduced, joining the initial amplitude values and phase values of various spectral components of such a three component signal with characteristic parameters of an equivalent single side band signal. The changes to be introduced to the mentioned calculating program in order to enable calculating directly the envelope distortions of any three component signal on the base of initial amplitude and phase data of various spectral components have been proposed.

The comparison of sensibility of the single side band system and of the two side band amplitude modulation system to the examined envelope distortions has been carried out.

Finally, the choice criteria of initial conditions for indicating the tolerances of characteristic transmission losses have been discussed, considering the envelope harmonic distortions of a modulated signal induced by them for both the compared modulation systems. The manner of defining the values of these tolerances has also been presented.

A. Makiedoński

DISTORSIONS D'ENVELOPPE DU SIGNAL MODULE LORS DES DISTORSIONS DE SES COMPOSANTES D'AMPLITUDE ET DE PHASE SIMULTANÉES

Résumé

On a effectué l'analyse des distorsions d'enveloppe du signal modulé à bande latérale unique compatibles au travail du détecteur de l'enveloppe linéaire en cas des distorsions d'amplitude et de phase de ses composantes simultanées.

Le programme de calcul des distorsions a été formulé dans la langue algorithmique ALGOL.

Après avoir analysé à l'aide d'un ordinateur les distorsions apparaissant lors de la modulation du signal par une oscillation sinusoidale, on a présenté un grand nombre de diagrammes des variations des valeurs de paramètres du signal et des distorsions de ses composantes.

Aussi, a-t-on présenté la méthode de l'analyse des distorsions d'enveloppe d'un signal quelconque à trois composantes du spectre à l'intervalle constant de pulsation, consistant à amener un tel signal à un signal équivalent à bande latérale unique.

Les formules sont déduites, joignant les valeurs initiales d'amplitude et de phase des composantes particulières du spectre de tel signal à trois composantes avec les paramètres caractéristiques du signal équivalent à bande latérale unique.

Les changements à introduire au programme de calcul mentionné sont aussi présentés afin de faciliter le calcul immédiat des distorsions d'enveloppe du signal quelconque à la base des valeurs initiales d'amplitude et de phase des composantes du spectre.

La comparaison a été faite du degré de sensibilité du système à bande latérale unique avec celui du système à double bande latérale, en ce qui concerne les distorsions d'enveloppe en question.

Enfin une analyse des critères du choix des conditions initiales a été effectuée afin de déterminer les tolérances des caractéristiques de voies de transmission, eu égard aux distorsions d'enveloppe du signal modulé, engendrées par les deux systèmes de modulation comparés. La manière de déterminer les valeurs de ces tolérances a été précisée.

A. Makiedoński

VERZERRUNGEN DER HÜLLKURVE DES MODULIERTEN SIGNALS BEI GLEICHZEITIGEN AMPLITUDEN- UND PHASENVERZERRUNGEN SEINER KOMPONENTEN

Zusammenfassung

In dem Artikel wurden Hüllkurvenverzerrungen eines Einbandsignals analysiert, die mit der Arbeit eines linearen Hüllkurvendetektors eines Zweibandsignals im Falle der gleichzeitig auftretenden Amplituden- und Phasenverzerrungen seiner Komponenten verglichen werden können. Es wurde das in der ALGOL-Sprache formulierte Berechnungsprogramm gegeben. Als Resultat der mit elektronischen Rechenmaschine durchgeführten Analyse der bei Sinusmodulationssignale entstehenden Verzerrungen wurde auf Diagrammen ein breiter Bereich der Änderungen der Signalparameterwerte und Verzerrungen seiner Komponenten dargestellt. Es wurde eine Methode der Analyse der Hüllkurvenverzerrungen eines beliebigen Signals mit drei Komponenten mit gleichmässigem Frequenzabstand dargestellt, die auf Zuführung solch eines Signals zu gleichwertigem Einbandsignal beruht.

Es wurden Formeln ausgeführt, die die Anfangswerte der Amplituden und Phasen der einzelnen Komponenten eines solchen Signals mit drei Komponenten mit charakteristischen Parametern eines gleichwertigen Einbandsignals. Es wurden auch Änderungen angegeben, die ins oben genannte Berechnungsprogramm eingeführt werden sollen, um die Hüllkurvenverzerrungen eines beliebigen Signals mit drei Komponenten auf Grund der gegebenen Anfangswerte der Amplituden- und Phasenwerte der einzelnen Komponenten zu berechnen.

Es wurde auch eine Vergleichung der Empfindlichkeit mit untersuchten Hüllkurvenverzerrungen eines Einbandsystems und Zweibandsystems der Amplitudenmodulation durchgeführt.

Zum Abschluß wurden die Auswahlkriterien der Anfangsbedingungen zur Bestimmung der Toleranzen der Charakteristiken von Übertragungswegen hinsichtlich der eingeführten Hüllkurvenverzerrungen eines modulierten Signals für beide verglichenen Modulationssysteme analysiert. Es wurde auch eine Methode für die Bestimmung der Toleranzwerte beschrieben.

AUTORZY



Doc. dr inż. Jerzy Dudziewicz urodził się 17 lutego 1921 w Warszawie. Studia politechniczne ukończył w 1948 r. w Warszawie, uzyskując stopień inżyniera elektryka, magistra nauk technicznych. Od 1945 do 1956 r. pracował w Państwowym Instytucie Telekomunikacyjnym oraz w biurach konstrukcyjnych wielu zakładów wytwórczych sprzętu telekomunikacyjnego (w tym 5 lat w Zakładach Radiowych im. Kasprzaka w Warszawie). Od 1956 r. do obecnej chwili pracuje w Instytucie Łączności pełniąc funkcję kierownika Centralnej Izby Pomiarów Telekomunikacyjnych. W 1960 r. uzyskuje stopień doktora nauk technicznych, a od 1973 obejmuje stanowisko docenta. Jego główną specjalnością są zagadnienia miernictwa telekomunikacyjnego oraz dyscypliny podstawowe elektryki i telekomunikacji.

Od 1950 r. do 1966 r. prowadził wykłady w bylej WSI w Warszawie, a od 1966 r. do obecnej chwili prowadzi wykłady na Politechnice Warszawskiej z zakresu miernictwa teletransmisyjnego. Jest autorem wielu książek, skryptów, artykułów i prac naukowo-badawczych z dziedziny ogólnych podstaw teleelektryki i miernictwa telekomunikacyjnego.

Życiorys dra inż. Aleksandra Makiedońskiego był podany w zeszytcie 3(67) w 1972 r.

