

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

**PRACE  
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI**

ROK XII

ZESZYT 2(38)

WARSZAWA 1966

WYDAWNICTWA NAUKOWO-TECHNICZNE

## SPIS TREŚCI

Str.

1.	Stefan Hahn, Aleksander Turczyn — Wzorce częstotliwości i aparatura do wzorcowych pomiarów częstotliwości w Instytucie Łączności . . . . .	3
2.	Janusz Podejko — Analizator przezroczny dla potrzeb telewizji kolorowej . . . . .	25
3.	Aleksander Makiedoński — Analiza zniekształceń harmoniczných w systemach modulacyjnych wykorzystujących modulację amplitudy fali nośnej . . . . .	51

## СОДЕРЖАНИЕ

1.	С. Ган, А. Турчын — Стандарты частот и аппаратура для стандартных измерений частоты в Институте Связи . . . . .	3
2.	Я. Подэйко — Анализатор диапозитивов для цветного телевидения . . . . .	25
3.	А. Македоньски — Анализ гармонических искажений в модуляционных системах использующих амплитудную модуляцию несущей . . . . .	51

## CONTENTS

1.	S. Hahn, A. Turczyn — Standards of frequency and the apparatus for standard frequency measurements in the Telecommunication Institute . . . . .	3
2.	J. Podejko — Slide analyser for needs of the colour television . . . . .	25
3.	A. Makiedoński — Analysis of harmonic distortion in modulation systems utilizing carrier amplitude modulation . . . . .	51

## SOMMAIRE

1.	S. Hahn, A. Turczyn — Etalons de fréquence et appareillage pour les mesures-étalon de la fréquence à l'Institut des Télécommunications . . . . .	3
2.	J. Podejko — Un analyseur des transparents pour les besoins de la télévision en couleurs . . . . .	25
3.	A. Makiedoński — Analyse de la distortion harmonique dans les systèmes de la modulation faisant l'usage de la modulation d'amplitude de l'onde porteuse . . . . .	51

## INHALTSVERZEICHNIS

1.	S. Hahn, A. Turczyn — Frequenznormale und Apparatur für die Eichfrequenzmessungen im Institut für Fernmeldewesen . . . . .	3
2.	J. Podejko — Ein Analysator der Diapositive für Farbfernsehen . . . . .	25
3.	A. Makiedoński — Die Analyse der harmonischen Verzerrungen in den Modulationssystemen die die Amplitudenmodulation benutzen . . . . .	51

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE  
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK XII

ZESZYT 2(38)

WARSZAWA 1966

WYDAWNICTWA NAUKOWO-TECHNICZNE

Komitet Redakcyjny  
Redaktor naczelny — *prof. mgr inż. Feliks Błocki*

Redaktorzy działów:  
*adiunkt inż. Aleksy Brodowski, prof. mgr inż. Sylwester Jarkowski,*  
*prof. mgr inż. Lesław Kędzierski*

Sekretarz Redakcji — *Maria Jabłonowska*

Adres Redakcji  
Instytut Łączności, Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

WSZELKIE PRAWA ZASTRZEŻONE  
*Printed in Poland*

Rysunki wykonał Dział Wydawniczy IŁ

Redaktor techniczny *A. Barańska*

---

WNT Warszawa 1966. Wydanie I. Nakład 565 egz. Ark. wyd. 6,6 Ark. druk. 7,6<sup>5</sup>/A.  
Format B5. Pap. ilustr. kl. V, 70 g. 70×100/16. Maszynopis oddano do składania  
15. 11. 65. Podpisano do druku 14. 3. 65. Druk ukończono w marcu 1966.  
Symbol 80366/INB Cena zł. 25,—

---

Zakłady Graficzne im. M. Kasprzaka w Poznaniu Zam. 2301/65 — W-3

STEFAN HAHN  
ALEKSANDER TURCZYN

621.317.761

## WZORCE CZĘSTOTLIWOŚCI I APARATURA DO WZORCOWYCH POMIARÓW CZĘSTOTLIWOŚCI W INSTYTUCIE ŁĄCZNOŚCI

Manuskrypt dostarczono do Komitetu Redakcyjnego  
20. 5. 1965 r.

W oparciu o opracowane w Katedrze Urządzeń Radiotechnicznych i Telewizyjnych Politechniki Warszawskiej wzorce częstotliwości i urządzenia pomiarowe oraz kontrolne została uruchomiona w Instytucie Łączności aparatura dostarczająca wzorcowej częstotliwości o dużej dokładności i stabilności, umożliwiającą dokonywanie wzorcowych pomiarów częstotliwości zarówno dla wewnętrznych potrzeb instytutu, jak i dla potrzeb ogólnokrajowych. W niniejszym artykule są omówione: koncepcja rozwiązania poszczególnych członów aparatury, rozwiązania całości aparatury oraz wyniki badań stabilności i dokładności częstotliwości wzorcowej, uzyskanych w okresie dwuletniej eksploatacji aparatury oraz możliwości jej wykorzystania.

Autorem części I jest S. Hahn, a części II A. Turczyn.

### C Z Ę Ś C I

#### PODSTAWOWE CZŁONY APARATURY DO WZORCOWYCH POMIARÓW CZĘSTOTLIWOŚCI

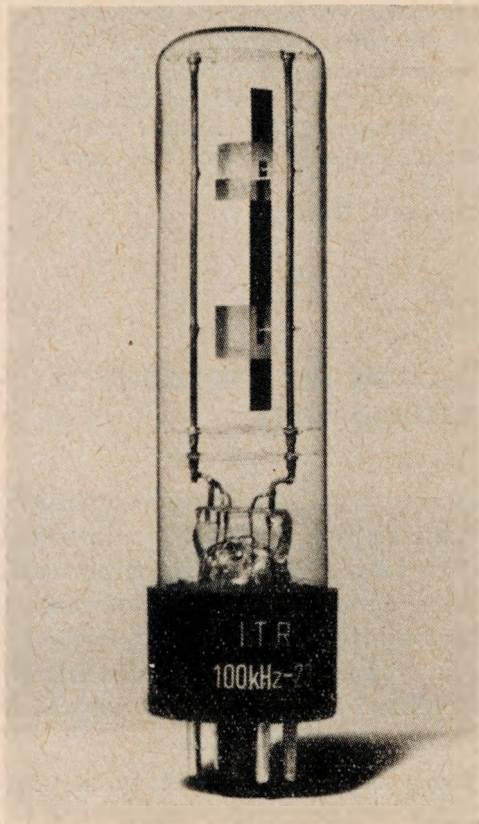
Prowadzone od szeregu lat w Katedrze Urządzeń Radiotechnicznych i Telewizyjnych Politechniki Warszawskiej prace z dziedziny miernictwa i stabilizacji częstotliwości umożliwiły, w latach 1962—1964, opracowanie dla potrzeb Instytutu Łączności zestawu aparatury do wzorcowych pomiarów częstotliwości, łącznie ze wzorcami częstotliwości o wysokiej dokładności i stabilności. Opracowanie urządzenia umożliwia powiększenie dokładności pomiarów o dwa rzędy wielkości w stosunku do dotychczas posiadanych wzorców i urządzeń do pomiaru częstotliwości.

W skład opisywanej aparatury wchodzi następujące podstawowe urządzenia:

- 1) trzy kwarcowe wzorce o częstotliwości 100 kHz,
- 2) odbiornik do porównywania częstotliwości wzorców z częstotliwością emisji radiostacji GBR,
- 3) odbiornik do kontroli emisji częstotliwości Warszawskiej Radiostacji Centralnej,
- 4) miernik wzajemnej stabilności długoterminowej wzorców kwarcowych,
- 5) miernik stabilności krótkookresowej wzorców kwarcowych,
- 6) częstościomierz zliczający,
- 7) zespół powielaczy częstotliwości,
- 8) zespół obniżaczy częstotliwości,
- 9) generator harmonicznym,
- 10) zegar synchroniczny sterowany sygnałem wzorcowym.

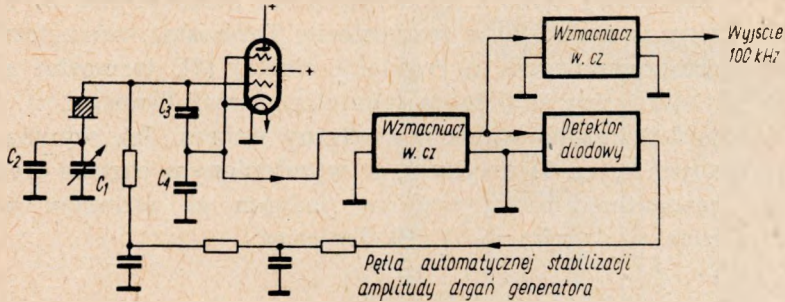
### 1. WZORZEC CZĘSTOTLIWOŚCI 100 kHz

Wzorzec częstotliwości (typ WZ-100-10) jest nową konstrukcją opartą na doświadczeniu zdobytym przy opracowywaniu tego rodzaju wzorców

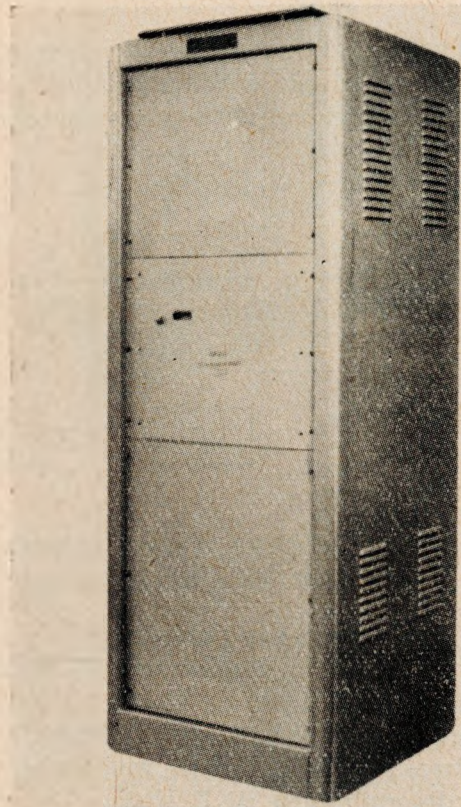


Rys. 1. Widok kwarcu pałeczkowego na częstotliwość 100 kHz, wykonanego w Instytucie Tele- i Radiotechnicznym

dla Politechniki Warszawskiej [1]. Zastosowano tu rezonator kwarcowy wykonany w Instytucie Tele- i Radiotechnicznym w formie pałeczki o cięciu Y (rys. 1). Dobroć rezonatora jest rzędu 600000, a jego indukcyjność zastępcza wynosi około 1000 H. Rezonator kwarcowy ma zerowy współczynnik cieplny częstotliwości w temperaturze około 45 °C. Pobu-



Rys. 2. Schemat układu generatora kwarcowego



Rys. 3. Widok szafy wzorca częstotliwości 100 kHz

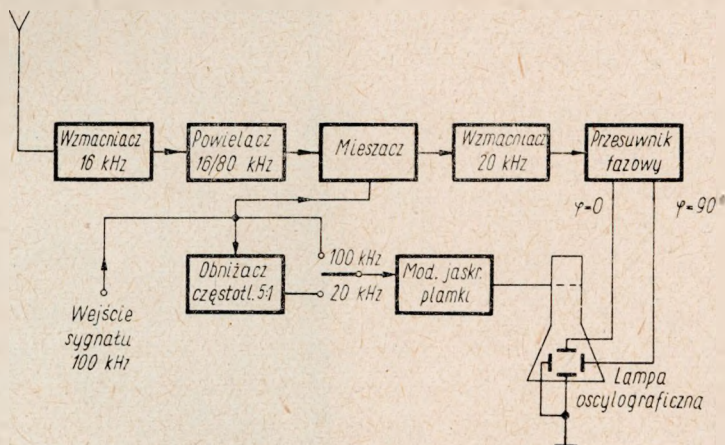
dzanie rezonatora do drgań następuje w układzie generacyjnym, pokazanym na rys. 2. Amplituda drgań, mierzona na zaciskach rezonatora, wynosi 20 mV i jest stabilizowana automatycznie za pomocą wzmacniacza oraz detektora amplitudowego. W celu zmniejszenia wahań amplitudy wzmacniacz jest stabilizowany za pomocą ujemnego sprzężenia zwrotnego.

Rezonator kwarcowy wraz z kondensatorami dostrojczymi  $C_1$  oraz  $C_2$  jest umieszczony w podwójnym termostacie. Termostat wewnętrzny jest sterowany termoregulatorem o regulacji ciągłej [2], termostat zaś zewnętrzny jest sterowany za pomocą regulatora bimetalicznego.

Na rysunku 3 pokazano widok zewnętrzny wzorca. Jak wynika z pomiarów opisanych w cz. II artykułu, w wymienionym okresie efekt starzenia się rezonatora kwarcowego w jednym ze wzorców wynosił  $2,5 \cdot 10^{-8}$ /miesiąc, w drugim zaś  $1 \cdot 10^{-8}$ /miesiąc.

## 2. ODBIORNIK DO PORÓWNYWANIA CZĘSTOTLIWOŚCI WZORCÓW Z CZĘSTOTLIWOŚCIĄ EMISJI RADIOSTACJI GBR

Jak wiadomo [3], największe dokładności pomiarów częstotliwości drogą radiową osiąga się w zakresie fal długich. W Europie, spośród radiostacji emitujących częstotliwość wzorcową największą moc oraz stabil-

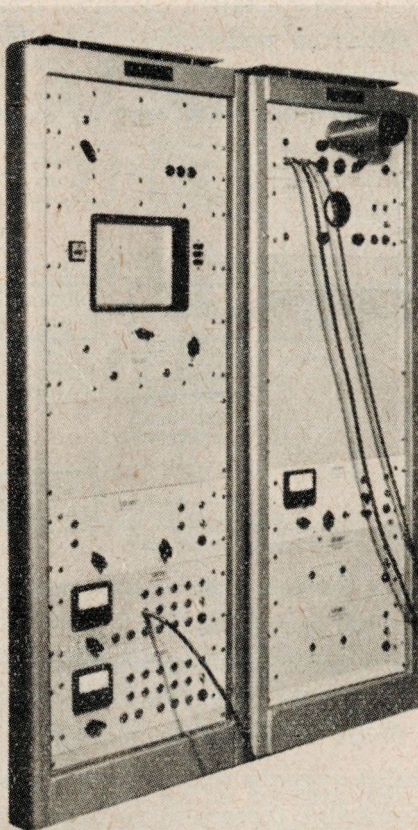


Rys. 4. Schemat blokowy odbiornika do porównywania częstotliwości wzorców z częstotliwością radiostacji GBR

ność rzędu kilku  $\times 10^{-10}$  ma radiostacja angielska GBR, pracująca na częstotliwości 16 kHz. Z tego względu, w skład aparatury wchodzi specjalny odbiornik typu HKŻ, służący do odbioru sygnałów tej radiostacji



i porównywania jej częstotliwości z częstotliwością wzorca lokalnego 100 kHz. Schemat blokowy tego odbiornika pokazano na rys. 4, natomiast jego widok zewnętrzny na rys. 5. Dokładniejszy opis tego odbiornika można znaleźć w rozdz. 5 pracy [3].



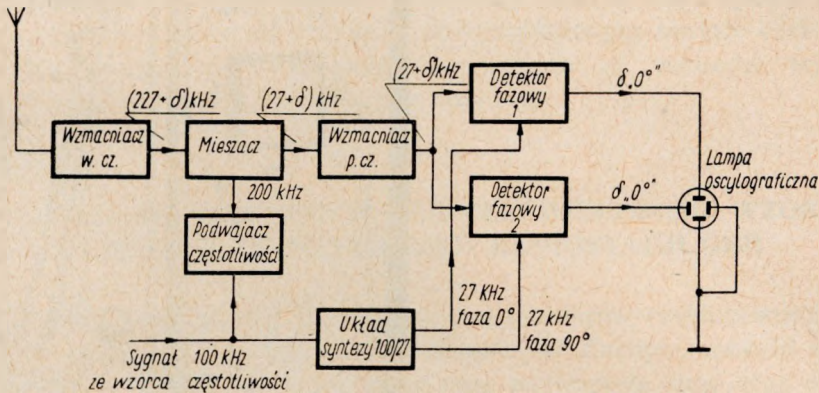
Rys. 5. Szafy urządzeń pomiarowych. U góry po prawej — odbiornik do porównywania częstotliwości wzorców z częstotliwością radiostacji GBR

### **3. ODBIORNIK DO KONTROLI EMISJI CZĘSTOTLIWOSCI WARSZAWSKIEJ RADIOSTACJI CENTRALNEJ**

W związku z przewidywanym uruchomieniem emisji częstotliwości wzorcowej za pośrednictwem Warszawskiej Radiostacji Centralnej (WRC) oraz powierzeniem kontroli nad dokładnością i stabilnością tej emisji Instytutowi Łączności skonstruowano również specjalny odbiornik, służący

do porównywania częstotliwości lokalnego wzorca 100 kHz z częstotliwością fali nośnej WRC (227 kHz). Schemat blokowy tego odbiornika pokazano na rys. 6.

Sygnal o częstotliwości  $(227 + \delta)$  kHz, gdzie  $\delta$  jest odchyłką częstotliwości, otrzymany z anteny zostaje wzmocniony, a następnie zmieszany z wzorcowym sygnałem lokalnym o częstotliwości 200 kHz. Sygnału lokalnego dostarcza podwajacz częstotliwości, sterowany wzorcem 100 kHz. Otrzymany sygnał o częstotliwości różnicowej  $(27 + \delta)$  kHz jest następnie wzmocniony i doprowadzony do wejścia dwóch detektorów fazowych. Fa-



Rys. 6. Schemat blokowy odbiornika do kontroli częstotliwości emisji WRC

za tego sygnału jest porównywana z fazą sygnału wzorcowego o częstotliwości 27 kHz. Sygnał o wzorcowej częstotliwości 27 kHz jest uzyskiwany drogą odpowiedniej syntezy z sygnału wzorcowego 100 kHz.

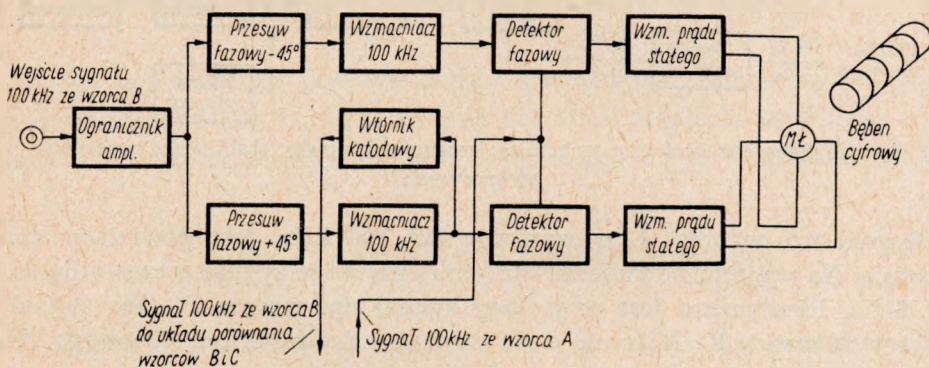
Lokalne sygnały wzorcowe, doprowadzone do obu detektorów fazowych są ortogonalne (przesunięcie fazowe o  $90^\circ$ ). Na wyjściu detektorów fazowych otrzymujemy dzięki temu dwa przebiegi o częstotliwości odchyłki  $\delta$ , również przesunięte w fazie o  $90^\circ$ . Sygnały te zostają doprowadzone do płytek odchyłających oscyloskopu. Plamka oscyloskopu wiruje więc po kole z prędkością odpowiadającą częstotliwości  $\delta$ . Mierząc czas obiegu plamki po kole możemy wyznaczyć wartość mierzonej odchyłki.

Dzięki temu, że szerokość pasma częstotliwości przenoszonych przez dolnoprzepustowe filtry, znajdujące się w detektorze fazowym jest rzędu 1 Hz modulacja radiostacji sygnałami radiofonicznymi nie wpływa praktycznie na pomiar, gdyż nie jest zauważalna na ekranie oscyloskopu. Za pomocą opisanego odbiornika można zmierzyć częstotliwość emisji WRC z dokładnością znacznie lepszą niż  $1 \cdot 10^{-8}$ .

#### 4. MIERNIK DŁUGOOKRESOWEJ STABILNOŚCI WZORCÓW KWARCOWYCH

Przyrząd służy do ciągłego pomiaru różnicy średnich wartości częstotliwości każdej pary z trzech wzorców *A*, *B* i *C*. Schemat blokowy przyrządu jest pokazany na rys. 7. Porównanie częstotliwości dwóch wzorców, np. wzorców *A* i *B* jest dokonywane za pomocą dwufazowego silnika.

Do uzwojeń stojana tego silnika są doprowadzone sygnały obu mierzonych wzorców, różniące się o częstotliwość  $\delta$ . Uzwojenia te wytwarzają



Rys 7. Schemat blokowy miernika długoterminowej stabilności trzech wzorców kwarcowych

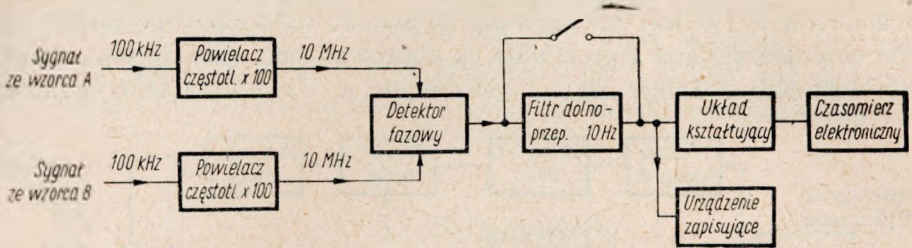
pole magnetyczne wirujące z częstotliwością  $\delta$ . W polu tym obraca się synchronicznie wirnik wykonany z magnesu trwałego. Wirnik napędza cyfrowy, mechaniczny miernik liczby obrotów. Mierząc liczbę obrotów przez dłuższy okres czasu można wyznaczyć średnią wartość różnicy  $\delta$  za mierzony okres.

Dwufazowy sygnał o częstotliwości  $\delta$  uzyskuje się za pomocą dwu detektorów fazowych i dwu przesuwników fazy. Przyrząd zaopatrzony jest przy tym w trzy identyczne układy, co pozwala na jednoczesne i ciągłe porównywanie częstotliwości trzech wzorców (*A* — *B*, *B* — *C* i *A* — *C*). Dzięki temu można łatwo kontrolować prawidłowość wyników pomiarów „w trójkącie” wzorców.

#### 5. MIERNIK KRÓTKOOKRESOWEJ STABILNOŚCI CZĘSTOTLIWOŚCI WZORCÓW KWARCOWYCH

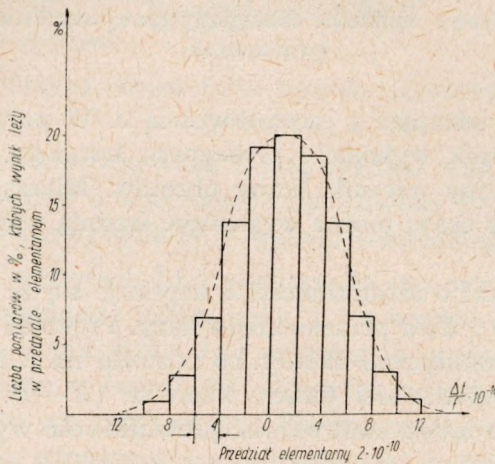
Obok długookresowych zmian częstotliwości wzorców kwarcowych, spowodowanych zjawiskiem starzenia się rezonatora kwarcowego oraz innych elementów, istotnym parametrem wzorca częstotliwości jest jego

stabilność krótkookresowa. Wzorec częstotliwości wykazuje bowiem fluktuacje fazowe, wynikające z oddziaływania szumów wewnętrznych układu generacyjnego oraz różnych czynników zewnętrznych. Do pomiaru tych fluktuacji zbudowano specjalny przyrząd. Zasadniczy schemat blokowy miernika pokazano na rys. 8. Służy on do pomiaru chwilowej wartości różnicy częstotliwości dwóch wzorców.



Rys. 8. Schemat blokowy miernika krótkoterminowej stabilności wzorców kwarcowych

Sygnal np. wzorca A, o częstotliwości 100 kHz, jest powielany stu-krotnie. Na wyjściu powielacza otrzymujemy więc sygnał o częstotliwości 10 MHz. Identycznie jest powielany sygnał np. wzorca B. Oba sygnały o częstotliwości 10 MHz są doprowadzane do detektora fazowego. Na



Rys. 9. Wynik pomiaru krótkoterminowej stabilności dwu wzorców kwarcowych

wyjściu detektora otrzymujemy napięcie proporcjonalne do chwilowej wartości różnicy faz obu sygnałów wejściowych. W przypadku, gdy średnie wartości częstotliwości obu wzorców różnią się o  $\delta$ , to na wyjściu detektora otrzymujemy sygnał dudnień, o tej samej częstotliwości. Sygnał o częstotliwości dudnień za pomocą układu kształtującego zostaje przekształcony w sygnał impulsowy, przy czym impulsy te są synchroniczne z ze-

rowymi przejściami dudnień. Mierząc więc odstęp tych impulsów, za pomocą elektronicznego czasomierza, wyznaczamy okres dudnień. Właściwy wynik pomiaru otrzymujemy powtarzając pomiar wielokrotnie i ujmując uzyskane dane w sposób statystyczny w wykres pokazany na rys. 9. Jest również możliwy zapis sygnału o częstotliwości dudnień za pomocą odpowiedniego, zewnętrznego urządzenia zapisującego.

## 6. ZESPÓŁ POWIELACZY CZĘSTOTLIWOSCI

Zespół ten służy do przetworzenia częstotliwości wzorcowej 100 kHz na częstotliwości 1 MHz, 10 MHz oraz 100 MHz. Napięcia wyjściowe wynoszą 5 V (regulacja ciągła napięcia wyjściowego) przy obciążeniu 70  $\Omega$ .

## 7. ZESPÓŁ OBNIŻACZY CZĘSTOTLIWOSCI

Zespół ten służy do przetworzenia częstotliwości wzorcowej 100 kHz na częstotliwości 10 kHz, 1 kHz, 100 Hz, 10 Hz oraz 1 Hz. Napięcie wyjściowe o częstotliwościach większych od 10 Hz mają kształt sinusoidalny i ich wartości mogą być regulowane w sposób ciągły. Napięcia o częstotliwości 10 Hz oraz 1 Hz mają kształt impulsów prostokątnych, o amplitudzie 10 V.

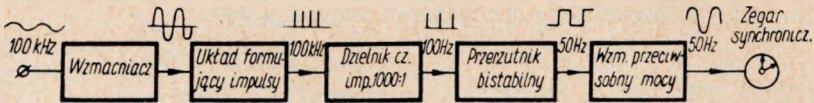
## 8. GENERATOR HARMONICZNYCH

Zadaniem generatora harmoniczych jest wytworzenie sygnału bogatego w harmoniczne częstotliwości podstawowej. Sygnały o częstotliwościach podstawowych (10 kHz, 100 kHz, 1 MHz oraz 10 MHz) są doprowadzane z zespołu powielaczy lub obniżaczy. W przyrządzie przewidziano dwa wejścia dla sygnałów o częstotliwościach  $f_1$  oraz  $f_2$ , jak również dwa wyjścia. Na wyjściu pierwszym otrzymuje się harmoniczne sygnały  $f_1$ , w zakresie częstotliwości do 100 MHz. Na wyjściu drugim otrzymuje się natomiast kombinowane widmo sygnałów harmoniczych  $nf_1 \pm mf_2$ , gdzie  $n$  i  $m$  są liczbami naturalnymi.

Generator harmoniczych znajduje zastosowanie do cechowania i sprawdzania odbiorników, generatorów, falomierzy itp.

## 9. ZEGAR SYNCHRONICZNY STEROWANY SYGNAŁEM WZORCOWYM

W aparaturze przewidziano zegar synchroniczny napędzany sygnałem wzorcowym. Blokowy układ urządzenia jest pokazany na rys. 10. Sygnał



Rys. 10. Schemat blokowy zegara synchronicznego

o częstotliwości 100 kHz zostaje uformowany w impulsy, po czym jego częstotliwość zostaje obniżona do 50 Hz. Sygnał ten napędza silnik synchroniczny zegara. Układy formujące oraz dzielniki częstotliwości są zrealizowane przy użyciu tranzystorów oraz miniaturowych rdzeni magnetycznych o prostokątnej pętli histerezy. Sekundnik zegara można ustawić mechanicznie, z dokładnością do 2 sek.

W opracowaniu i budowie opisanych urządzeń uczestniczył liczny zespół pracowników naukowych i technicznych Katedry Urządzeń Radiotechnicznych i Telewizyjnych Politechniki Warszawskiej.

Kierownikowi Katedry prof. dr S. Ryżko oraz wszystkim Kolegom z Katedry, którzy brali udział w badaniach, projektowaniu i realizacji urządzeń, przekazuję serdeczne podziękowanie. Słowa podziękowania kieruję również do Dyrekcji IŁ oraz tych pracowników IŁ, którzy podjęli inicjatywę budowy stanowiska oraz udzielali pomocy przy jego realizacji.

### C Z Ę Ś Ć II

## STANOWISKO DO WZORCOWYCH POMIARÓW CZĘSTOTLIWOŚCI INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

Wykorzystując wykonane przez Katedrę Urządzeń Radiotechnicznych i Telewizyjnych P. W. urządzenia opisane w części I niniejszego artykułu, zbudowano w Instytucie Łączności specjalne stanowisko do wzorcowych pomiarów częstotliwości, które w stosunku do obecnych możliwości Instytutu pozwala na uzyskanie dokładności pomiaru o około dwóch rzędów wielkości lepszej niż uzyskiwane dotychczas.

Postęp radiotechniki i zaostrożenie międzynarodowych wymagań w stosunku do dopuszczalnej nieśtałości częstotliwości niektórych służb radiowych zmusza do powiększenia dokładności pomiarów służb kontrolnych.

Zbudowane stanowisko pozwoli na kontrolowanie służb, w których wy-

magana, dopuszczalna niestalość częstotliwości jest rzędu  $1 \cdot 10^{-8}$ . Jednocześnie stanowisko to pozwala rozszerzyć zakres prac badawczych prowadzonych przez Instytut Łączności, przy których dokładność pomiarów częstotliwości stanowi czynnik umożliwiający rozwiązanie badanego zagadnienia.

## 1. ROZWIĄZANIE CAŁOŚCI APARATURY DO WZORCOWYCH POMIARÓW CZĘSTOTLIWOŚCI

Aparatura do wzorcowych pomiarów częstotliwości [5], zainstalowana w Pracowni Częstotliwości Wzorcowych i Kontroli Emisji Radiowych Instytutu Łączności, dostarcza napięcie o częstotliwościach wzorcowych z trzech wzorców kwarcowych o nominalnej częstotliwości 100 kHz.

W celu uniknięcia wpływu czerpania energii na pracę generatorów kwarcowych napięcia o częstotliwościach wzorcowych są pobierane nie bezpośrednio z układów wzorców, lecz z dalszych członów aparatury. Z tego względu wzorce współpracują wyłącznie z panelami kontrolnymi wzorców, zawierającymi również układy separujące i rozdzielcze sygnałów 100 kHz. Również pozostałe człony aparatury są połączone z wzorcami częstotliwości poprzez powyższe panele kontrolne (rys. 11), które służą do zdalnej kontroli pracy wzorców. Umożliwiają one dokonywanie pomiarów sprawdzających napięć: anodowych, zasilających termostaty zewnętrzne, żarzenia lamp, zmiennych końcowych lamp termostatów wewnętrznych, automatycznej regulacji amplitudy drgań oraz wyjściowych o wzorcowych częstotliwościach 100 kHz. Układ zawiera również urządzenia zliczające liczbę włączeń obwodu grzania termostatów zewnętrznych.

Z opisywanej aparatury oprócz sygnałów o podstawowej częstotliwości wzorcowej 100 kHz można również pobierać:

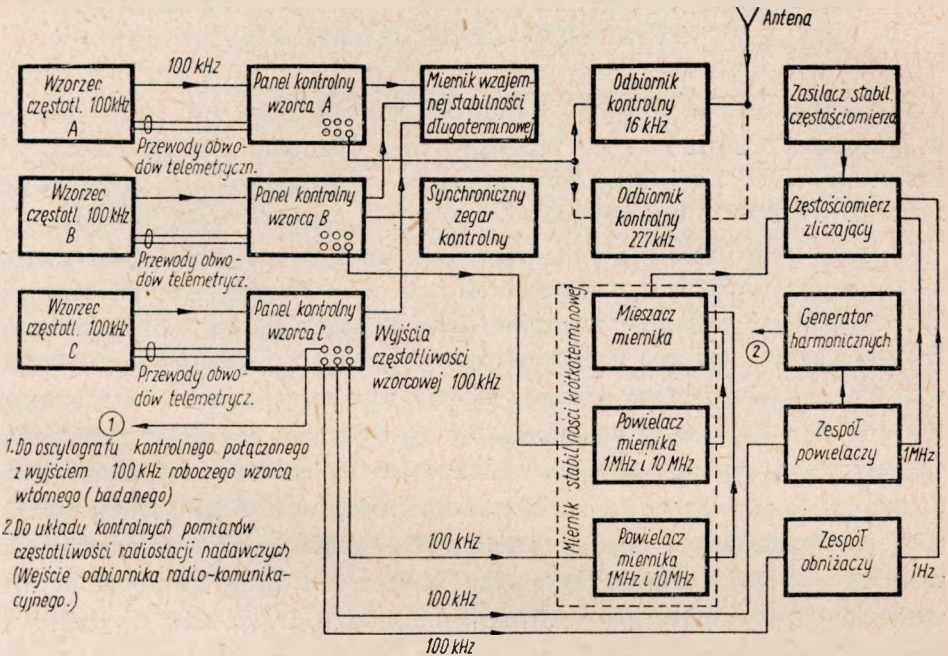
- napięcia o wzorcowych częstotliwościach 10 kHz, 1 kHz, 100 Hz, 10 Hz i 1 Hz z zespołu odpowiednich obniżaczy częstotliwości,
- napięcia o wzorcowych częstotliwościach 100 kHz, 1 MHz, 10 MHz i 100 MHz z zespołu odpowiednich powielaczy częstotliwości,
- bogate w harmoniczne napięcia o wzorcowych częstotliwościach  $n \times 100$  kHz,  $n \times 1$  MHz i  $n \times 10$  MHz z tzw. generatora harmonicznym.

Do porównywania chwilowej wartości częstotliwości wzorców z wzorcową częstotliwością, emitowaną przez angielską radiostację GBR — 16 kHz (o stabilności częstotliwości  $\pm 0,1 \cdot 10^{-10}$ ) [4], służy tzw. kontrolny odbiornik pomiarowy. Do kontroli niestalości częstotliwości nośnej War-

szawskiej Radiostacji Centralnej (Warszawa WRC-227 kHz), która w niedalekiej przyszłości jest przewidziana do nadawania sygnałów wzorcowych dla potrzeb służby częstotliwości wzorcowej PRL, przewidziano również odpowiedni odbiornik kontrolno-pomiarowy.

W skład aparatury wchodzi poza tym:

— miernik wzajemnej stabilności długookresowej trzech wzorców częstotliwości,



Rys. 11. Schemat blokowy połączeń członów stanowiska do wzorcowych pomiarów częstotliwości

— miernik stabilności krótkookresowej wzorców,

— zegar synchroniczny sterowany napięciem wzorcowym, który jest przeznaczony do kontroli ciągłości pracy dołączonego do niego wzorca częstotliwości oraz dokładności częstotliwości wzorca przy wykorzystaniu sygnałów czasu,

— częstościomierz zliczający do pomiaru częstotliwości w zakresie  $100 \text{ Hz} \div 1 \text{ MHz}$  oraz pomiaru czasu w zakresie  $100 \mu\text{sek} \div 1000 \text{ sek}$ .

Ze względu na pewność i prawidłowość pracy wszystkich członów aparatury muszą one być odpowiednio zasilane, rozmieszczone i połączone.

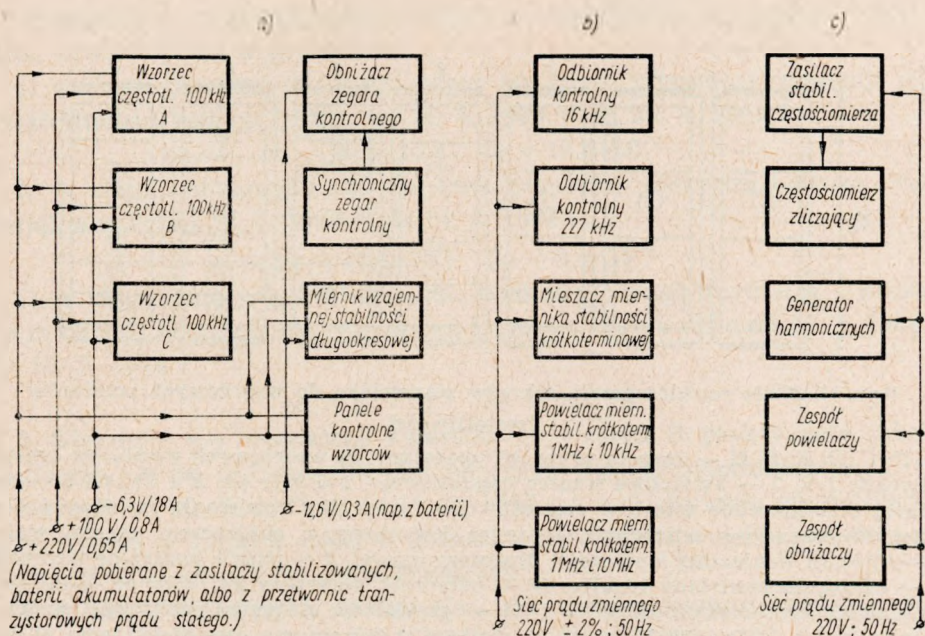
Na rys. 11 jest podany blokowy układ wzajemnych połączeń poszczególnych członów aparatury.



Na rysunku 12 przedstawiono blokowy schemat zasilania stanowiska do wzorcowych pomiarów częstotliwości.

Ze względu na rodzaj zasilania człony aparatury podzielono na trzy grupy:

a) zasilane z osobnych baterii akumulatorów, przetwornic tranzystorowych prądu stałego, czy też zasilaczy stabilizowanych, a więc: wzorce czę-



Rys. 12. Schemat blokowy zasilania stanowiska do wzorcowych pomiarów częstotliwości

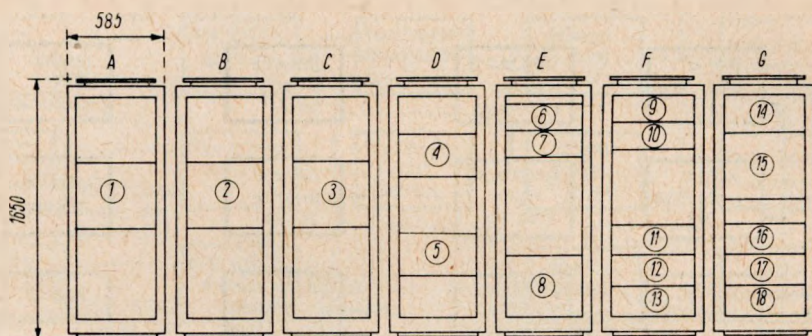
stotliwości, panele kontrolne wzorców, miernik wzajemnej stabilności długoterminowej wzorców i kontrolny zegar synchroniczny;

b) zasilane z sieci prądu zmiennego o stabilizowanym napięciu  $220V \pm 2\%$ ,  $50Hz$ , a więc odbiorniki kontrolno-pomiarowe i miernik stabilności krótkookresowej wzorców;

c) zasilane bezpośrednio z sieci prądu zmiennego  $220V$ ,  $50Hz$ , a więc: częstościomierz zasilający z własnym zasilaczem stabilizowanym, generator harmonicznych, zespół powielaczy częstotliwości i zespół obniżaczy częstotliwości.

Poszczególne człony aparatury są odpowiednio rozmieszczone w siedmiu szafach metalowych (rys. 13), zbudowanych w taki sposób, aby znajdujące się w nich urządzenia miały zapewnione właściwe warunki chłodzenia, oraz aby do minimum wyeliminować wpływ wstrząsów mechanicznych.

Należy zaznaczyć, że chwilowo szafy zawierające wzorce częstotliwości znajdują się w nieodpowiednim pomieszczeniu, które — ze względu na trudności utrzymania właściwej temperatury otoczenia, jak również wy-



Rys. 13. Szkic rozmieszczenia członów stanowiska do wzorcowych pomiarów częstotliwości

A, B, C, D, E, F, G — zespoły urządzeń aparatury do wzorcowych pomiarów częstotliwości; 1, 2, 3 — kwarcowe wzorce częstotliwości 100 kHz (A, B i C); 4 i 5 — zasilacze stabilizowane wzorców częstotliwości i miernika wzajemnej stabilności długoterminowej; 6 — synchroniczny zegar kwarcowy z obniżaczem częstotliwości; 7 — miernik wzajemnej stabilności długoterminowej; 8 — panele kontrolne wzorców; 9 — odbiornik kontrolny 16 kHz; 10 — odbiornik kontrolny 227 kHz; 11 — miernik stabilności krótkoterminowej; 12 i 13 — powielacze miernika stabilności krótkoterminowej 1 MHz i 10 MHz; 14 — zasilacz stabilizowany częstościomierza zliczającego; 15 — częstościomierz zliczający; 16 — generator harmonicznych; 17 — zespół powielaczy, 18 — zespół obniżaczy; □ — wolne miejsca przewidziane do zainstalowania dodatkowych urządzeń pomiarowych

stępujące wstrząsy — nie nadaje się do tego celu. Powoduje to wzrost niestabilności częstotliwości wzorców. W przygotowaniu znajduje się pomieszczenie w podpiwniczonej części gmachu instytutu, gdzie będą one miały zapewnione znacznie korzystniejsze warunki pracy.

Poprawia to stabilność częstotliwości wzorców [3] przez zapewnienie w tym pomieszczeniu właściwej temperatury i wilgotności oraz wyeliminowanie wstrząsów mechanicznych. Będą one miały również bezawaryjne zasilanie prądem stałym z baterii akumulatorów, lub przetwornic tranzystorowych.

## 2. WYNIKI BADAŃ STABILNOŚCI CZĘSTOTLIWOŚCI WZORCÓW, UZYSKANE W OKRESIE DOTYCHCZASOWEJ EKSPLOATACJI

Analiza wyników badań stabilności częstotliwości wzorców, uzyskanych w dotychczasowym okresie eksploatacji, tzn. od 18. 6. 1963 r. do 12. 5. 1965 r. wykazała, że:

1. Okres starzenia się rezonatora kwarcowego wzorca *A* trwa 388 dni od czasu jego uruchomienia w IŁ (tj. od 18. 6. 1963 r. do 10. 7. 1964 r.).

W tym okresie odchylenia jego częstotliwości  $\frac{\Delta f}{f_x} \cdot 10^{-8}$  w funkcji czasu, w stosunku do częstotliwości wzorcowej angielskiej radiostacji GBR-16 kHz, zawierały się w granicach:

a) w ciągu pierwszych 73 dni pracy (do czasu pierwszej regulacji jego częstotliwości roboczej), tzn. od 18. 6. 1963 r. do 30. 8. 1963 r.

$$\text{od } +26,5 \cdot 10^{-8} \text{ do } +12,6 \cdot 10^{-8}$$

b) w ciągu następnych 169 dni (tzn. pomiędzy pierwszą i drugą regulacją), a więc od 30. 8. 1963 r. do 14. 2. 1964 r.

$$\text{od } +18,4 \cdot 10^{-8} \text{ do } +0,4 \cdot 10^{-8}$$

c) w ciągu dalszych 146 dni (tzn. pomiędzy drugą regulacją i początkiem okresu ustalenia się rezonatora kwarcowego), a więc od 14. 2. 1964 r. do 10. 7. 1964 r.

$$\text{od } +8,7 \cdot 10^{-8} \text{ do } +0,6 \cdot 10^{-8}$$

2. Starzenie się rezonatora kwarcowego wzorca *B* praktycznie zakończyło się już po upływie 609 dni od czasu jego uruchomienia w IŁ (tj. w okresie od 15. 7. 1963 r. do 14. 3. 1965 r.), a odchylenia częstotliwości tego wzorca w funkcji czasu w stosunku do częstotliwości wzorcowej radiostacji GBR zawierały się w granicach:

a) w ciągu pierwszych 46 dni (tzn. do czasu pierwszej regulacji jego częstotliwości roboczej), a więc od 15. 7. do 30. 8. 1963 r.

$$\text{od } +44,9 \cdot 10^{-8} \text{ do } +18,1 \cdot 10^{-8}$$

b) w ciągu następnych 169 dni (tzn. pomiędzy pierwszą i drugą regulacją), a więc od 30. 8. 1963 r. do 14. 2. 1964 r.

$$\text{od } +54,3 \cdot 10^{-8} \text{ do } +0,3 \cdot 10^{-8}$$

c) w ciągu dalszych 320 dni (tzn. pomiędzy drugą i trzecią regulacją), a więc od 14. 2. do 30. 12. 1964 r.

$$\text{od } +30,6 \cdot 10^{-8} \text{ do } +1,2 \cdot 10^{-8}$$

d) w ciągu dalszych 74 dni (tzn. pomiędzy trzecią regulacją i początkiem okresu ustalenia się pracy rezonatora kwarcowego), a więc od 30. 12. 1964 r. do 14. 3. 1965 r.

$$\text{od } +11,2 \cdot 10^{-8} \text{ do } -0,2 \cdot 10^{-8}$$

3. Proces starzenia się rezonatora kwarcowego wzorca *C* nie jest jeszcze zakończony. W ciągu pierwszych 354 dni od czasu uruchomienia tego

wzorca w IŁ (tj. od 25. 5. 1964 r. do 12. 5. 1965 r.) odchylenia jego częstotliwości w funkcji czasu w stosunku do częstotliwości wzorcowej radiostacji GBR, zawierały się w granicach:

a) w ciągu pierwszych 35 dni (tzn. przed pierwszą regulacją), a więc od 25. 5. do 29. 6. 1964 r.

$$\text{od } +59,5 \cdot 10^{-8} \text{ do } +57,9 \cdot 10^{-8}$$

b) w ciągu następnych 185 dni (tzn. pomiędzy pierwszą i drugą regulacją), a więc od 29. 6. do 30. 12. 1964 r.

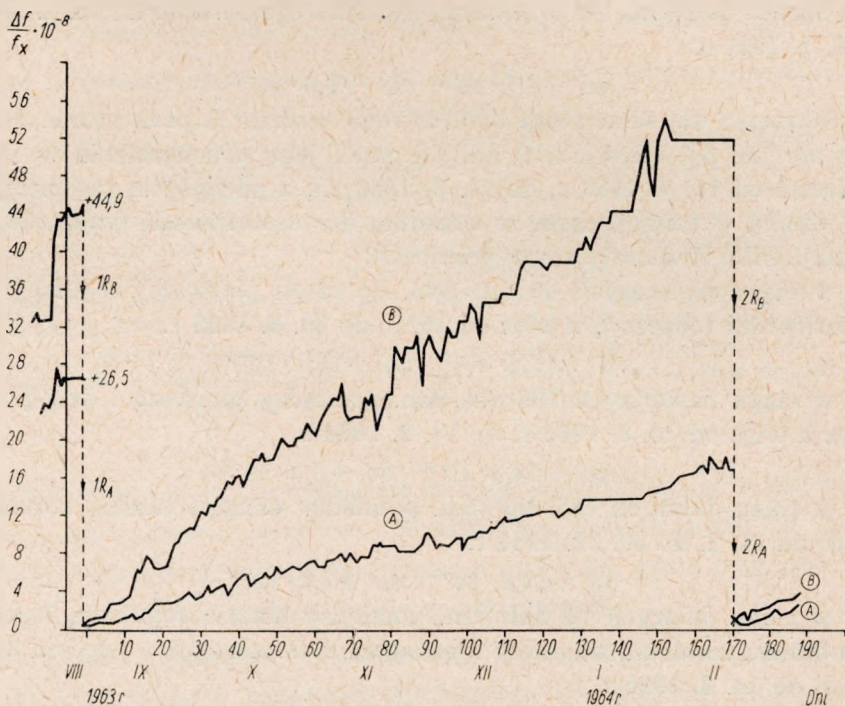
$$\text{od } +34,5 \cdot 10^{-8} \text{ do } +0,6 \cdot 10^{-8}$$

c) w ciągu dalszych 134 dni (po drugiej regulacji), a więc od 30. 12. 1964 r. do 12. 5. 1965 r.

$$\text{od } +18,7 \cdot 10^{-8} \text{ do } +1,4 \cdot 10^{-8}$$

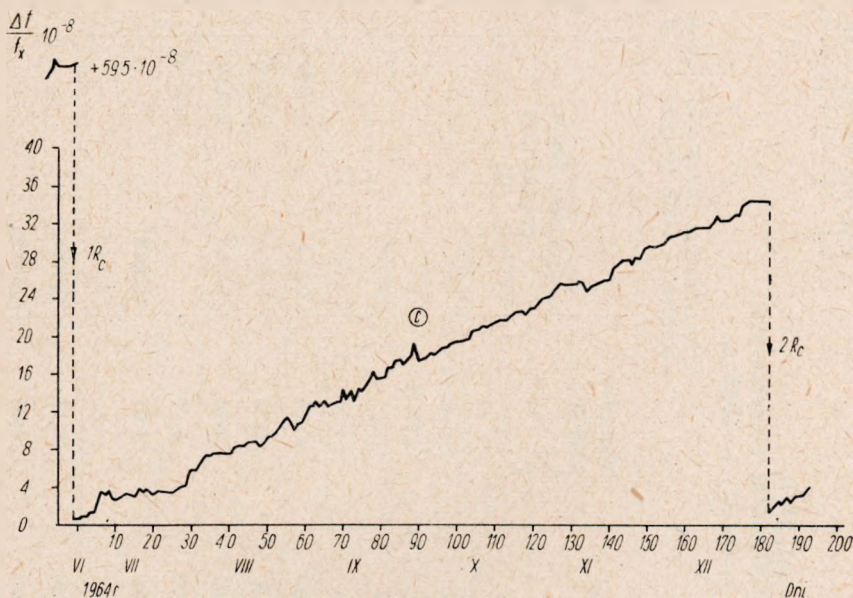
Tytułem przykładu na rys. 14 i 15 podano niektóre odcinki przebiegu odchyżeń częstotliwości roboczej wzorców A, B i C, w stosunku do wzorcowej częstotliwości radiostacji GBR, w okresie starzenia się rezonatorów kwarcowych.

Rysunek 14 przedstawia odcinki przebiegu zmian częstotliwości robo-



Rys. 14. Zmiany częstotliwości rezonatorów kwarcowych wzorców A i B w okresie pomiędzy pierwszą i drugą regulacją częstotliwości tych wzorców.  $1R_A$ ,  $2R_A$  — pierwsza i druga regulacja częstotliwości wzorca A;  $1R_B$ ,  $2R_B$  — pierwsza i druga regulacja częstotliwości wzorca B

czej wzorców A i B w zależności od czasu w okresie starzenia się ich rezonatorów kwarcowych, tzn. w ciągu 169 dni pomiędzy pierwszą i drugą regulacją.



Rys. 15. Zmiany częstotliwości rezonatora kwarcowego wzorca C w okresie pomiędzy pierwszą i drugą regulacją częstotliwości tego wzorca.

$1R_C$ ,  $2R_C$  — pierwsza i druga regulacja częstotliwości wzorca C

Na rysunku 15 przedstawiono z kolei odcinek charakterystyki przebiegu zmian częstotliwości wzorca C funkcji czasu w okresie starzenia się jego rezonatora kwarcowego, tzn. w ciągu 185 dni pomiędzy pierwszą i drugą regulacją jego częstotliwości.

4. Na podstawie danych z p. 1, 2 i 3 można wywnioskować, że gdyby nie przeprowadzano wymienionych wyżej regulacji częstotliwości wzorców, to zmiany ich częstotliwości, wywołane starzeniem się rezonatorów kwarcowych, zawierałyby się w granicach:

a) dla wzorca A

$$\text{od } +52,6 \cdot 10^{-8} \text{ do } +12,6 \cdot 10^{-8}$$

b) dla wzorca B

$$\text{od } +128,3 \cdot 10^{-8} \text{ do } +18,1 \cdot 10^{-8}$$

c) dla wzorca C

$$\text{od } +110,7 \cdot 10^{-8} \text{ do } +57,9 \cdot 10^{-8}$$

Zmiany  $\frac{\Delta f}{f_x} \cdot 10^{-8}$  w podanych wyżej okresach wynosiłyby (w stosunku do częstotliwości nominalnej) odpowiednio:

## Tabela

Instytut Łączności  
Warszawa 90 — Miedzeszyn  
ul. Szachowa 1

Zestawienie nr 19-b  
wyników pomiarów częstotliwości wzorcowych  
za czas od 2. 1. 1965 r. do 11. 1. 1965 r.

Częstotliwość robocza (badana)  $f_x$ :  
wzorzec kwarcowy 100 kHz WZ-100-10-B

Częstotliwość wzorcowa (odniesienia)  $f_w$ ,  
radiostacja GBR (Rugby) — 16 kHz

1	Czas dokonywania pomiarów		3	Znak kier. obrotu (+ lub -)	Liczba obrotów (N)	Czas obrotów plamki ( $T_N = \tau$ )			Względna różnica $f_x$ $\frac{\Delta f}{f_x} \cdot 10^{-8} = \frac{N}{8 \cdot 10^4 \cdot \tau}$ (x 10 <sup>-8</sup> )	Względna różnica $f_x$ dla 100 kHz (Hz)	Wskazania licznika termostatu zewnętrznego
	data	godziny				min.	sek.	łącznie* sek.			
2		08.31—09.55	23	-	1	84	50	5110	9	10	11
		12.55—14.07	23	-	1	82	00	4920	0,24	0,00044	5995
4		19.00—20.30	20	-	1	80	00	4800	0,25	0,00025	6032
		07.17—07.49	23	-	1	34	00	2040	0,26	0,00026	6069
5		12.15—12.40	20	+	1	19	30	1170	0,09	0,00009	6211
		07.32—08.23	21	+	1	50	40	3040	1,07	0,00107	6243
5		12.10—12.47	23	+	1	36	00	2160	0,41	0,00041	6440
									0,58	0,00058	6507

6	07.32—08.02	21	+	1	28	45	1725	0,72	0,00072	6982
	12.12—12.57	23	+	1	45	00	2700	0,46	0,00046	7033
	17.45—18.45	22	+	1	46	20	2780	0,45	0,00045	7066
	07.32—08.26	22	+	1	52	20	3140	0,40	0,00040	7226
	12.10—13.05	20	+	1	30	30	1830	0,68	0,00068	7274
7	—									
	07.55—08.30	21	+	1	33	45	2025	0,62	0,00062	7536
	12.09—12.38	22	+	1	28	20	1700	0,73	0,00073	7568
	17.55—18.30	22	+	1	27	45	1665	0,75	0,00075	—
	07.45—08.18	22	+	1	32	30	1950	0,64	0,00064	7742
9	12.13—12.45	23	+	1	32	00	1920	0,65	0,00065	7794
	18.00—18.30	22	+	1	27	50	1670	0,75	0,00075	—
	07.57—08.17	19	+	1	18	30	1110	1,12	0,00112	8841
	12.15—12.35	22	+	1	19	30	1170	1,06	0,00106	8892
	18.00—18.30	21	+	1	13	00	780	1,60	0,00160	9005
11	—									
	—									
	—									
	—									
	—									

Uwaga: \*) Wartość średnia z co najmniej trzech kolejnych obrotów płamki.

.....  
podpis

- +  $40,0 \cdot 10^{-8}$  — dla wzorca A
- +  $110,2 \cdot 10^{-8}$  — dla wzorca B
- +  $52,8 \cdot 10^{-8}$  — dla wzorca C

Należy przy tym zaznaczyć, że różne okresy starzenia się rezonatorów kwarcowych wzorców wynikają stąd, że początek tych okresów liczone od momentu uruchomienia wzorców w Instytucie Łączności, a nie od początku pierwotnego ich uruchomienia (po zakończeniu ich budowy) w Katedrze Urządzeń Radiotechnicznych i Telewizyjnych Politechniki Warszawskiej.

5. Zmiany częstotliwości roboczej wzorców A i B na początku okresu ustalenia się pracy ich rezonatorów kwarcowych pokazano przykładowo na rys. 16.

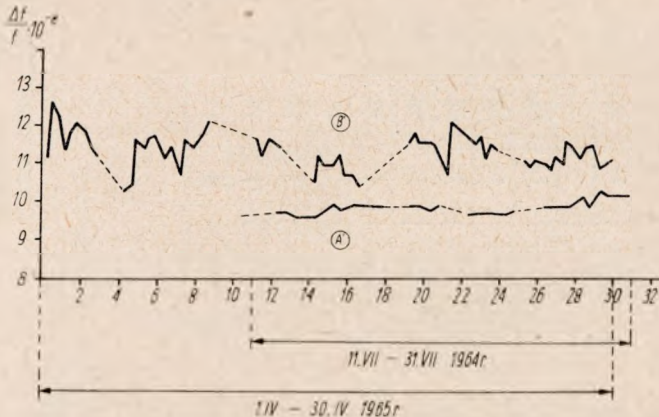
Odchylenia  $\frac{\Delta f}{f_x} \cdot 10^{-8}$  w tym okresie zawierały się w granicach:

- a) dla wzorca A (krzywa A) w ciągu 21 dni (od 11. 7. do 31. 7. 1964 r.)  
od  $+10,3 \cdot 10^{-8}$  do  $+9,6 \cdot 10^{-8}$

tzn.  $\frac{\Delta f}{f_x} = +0,7 \cdot 10^{-8}$ ;

- b) dla wzorca B (krzywa B) w ciągu 30 dni (od 1. 4. do 30. 4. 1965 r.)  
od  $+12,6 \cdot 10^{-8}$  do  $+10,3 \cdot 10^{-8}$

tzn.  $\frac{\Delta f}{f_x} = +2,3 \cdot 10^{-8}$ .



Rys. 16. Zmiany częstotliwości w czasie wzorca A (krzywa A') i wzorca B (krzywa B') w początkowym okresie ustalenia się częstotliwości rezonatorów kwarcowych wzorców

Dobowe zmiany częstotliwości roboczej wzorców w tym czasie były rzędu:

- $\pm 0,1 \cdot 10^{-8}$  — dla wzorca A
- $\pm \text{kilka} \cdot 10^{-8}$  — dla wzorca B



Sposób sporządzania okresowych zestawień wyników pomiarów stabilności częstotliwości wzorców IŁ metodą porównywania ich częstotliwości roboczej z częstotliwością wzorcową radiostacji GBR ilustruje przykładowo tablica poniżej. Dane z takich tablic posłużyły do sporządzenia powyższych wykresów.

#### WYKAZ LITERATURY

1. *S. Hahn*: Wzorce częstotliwości Politechniki Warszawskiej. Przegląd Telekom. 1960, nr 6.
2. *S. Hahn* i *Z. Kozłowski*: Teoria termostatu z termoregulatorem o sprzężeniu zwrotnym. Archiwum Elektrotechn. 1960, t. IX, zes. 1.
3. Praca zbiorowa: Współczesna służba czasu i częstotliwości wzorcowych, Wyd. Kom. i Łączn., Warszawa, 1962.
4. Dokumenty końcowe X Sesji Zgromadzenia Ogólnego CCIR, Genewa, 1963. Tom III — Sekcja H. Zalecenia i sprawozdania VII Komisji Studiów — Częstotliwości wzorcowe i sygnały czasu.
5. Dokumentacja techniczna aparatury do wzorcowych pomiarów częstotliwości. Katedra Urządzeń Radiotechn. i Telewiz. Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1964.

*C. Ган, А. Турчын*

#### СТАНДАРТЫ ЧАСТОТ И АППАРАТУРА ДЛЯ СТАНДАРТНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ ЧАСТОТЫ В ИНСТИТУТЕ СВЯЗИ

##### Резюме

В первой части статьи описано концепцию решения кварцевых стандартов частоты с высокой стабильностью вместе с основными измерительными и контрольными устройствами аппаратуры для стандартных измерений частоты.

Вторая часть статьи содержит описание рабочего места для стандартных измерений частоты в Институте связи и анализ результатов исследований стабильности частоты стандартов в период до сих пор проводимой эксплуатации. В этой главе приведены изменения частоты кварцевых резонаторов вышеуказанных стандартов в период от 18. VI. 1963 г. до 12. V. 1965 г.

*S. Hahn, A. Turczyn*

#### STANDARDS OF FREQUENCY AND THE APPARATUS FOR STANDARD FREQUENCY MEASUREMENTS IN THE TELECOMMUNICATION INSTITUTE

##### Summary

In the first part of the article the concept for designing the high stability quartz standards of frequency together with the basic measuring and control apparatus for standard frequency measurements are described.

The second part of the article contains the description of a stand for standard frequency measurements in the Telecommunication Institute, as well as an analysis of the standards frequency stability results of research carried out during the period of their exploitation up to now. In this part the frequency changes of quartz resonators working in these standards in the period from 18. VI. 1963 till 12. V. 1965 have been presented.

*S. Hahn, A. Turczyn*

## ETALONS DE FRÉQUENCE ET APPAREILLAGE POUR LES MESURES-ÉTALON DE LA FRÉQUENCE À L'INSTITUT DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

### Sommaire

Dans la première partie de l'article la conception de la solution de l'étalon de fréquence à haute stabilité à quartz a été décrite, ainsi que les dispositifs fondamentaux de mesure et de contrôle d'un appareillage servant aux mesures-étalon de la fréquence.

La seconde partie contient la description d'un dispositif pour les mesures-étalon de la fréquence à l'Institut des Télécommunications ainsi que l'analyse des résultats des recherches de la stabilité de fréquence des étalons dans la période de leur exploitation jusqu'à présent. Dans cette partie on a présenté les changements de fréquence des résonateurs à quartz des étalons mentionnés ci-dessus pour la période de 18. VI. 1963 à 12. V. 1965.

*S. Hahn, A. Turczyn*

## FREQUENZNORMALE UND APPARATUR FÜR DIE EICHFREQUENZMESSUNGEN IM INSTITUT FÜR FERNMELDEWESEN

### Zusammenfassung

Im ersten Teil des Artikels ist der Entwurf für die Auflösung der hochstabilen Quarzfrequenznormale zusammen mit den grundsätzlichen Mess- und Kontroll-einrichtungen für die Eichmessungen der Frequenz geschrieben worden.

Der zweite Teil des Artikels enthält die Beschreibung einer Einrichtung für die Eichmessungen der Frequenzen im Institut für Fernmeldewesen und die Analyse der Ergebnisse der Untersuchungen von Frequenzstabilität der Normale im Zeitraum ihrer bisherigen Exploitation. In diesem Abschnitt sind die Änderungen der Frequenzen der Quarzresonatoren der obergenannten Normale für die Zeitperiode von 18. VI. 1963 bis 12. V. 1965 gegeben worden.

621.397.334:778.25

JANUSZ PODEJKO

## **ANALIZATOR PRZEZROCZY DLA POTRZEB TELEWIZJI KOLOROWEJ**

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego  
28. 1. 1964 r.

W artykule omówiono różne metody stosowane do nadawania przezroczy w telewizji kolorowej z uwzględnieniem ich zalet i wad. Następnie uzasadniono wybór zastosowanego systemu. Podano ogólną koncepcję rozwiązania urządzenia do nadawania przezroczy kolorowych, wykonanego w Zakładzie Telewizji Instytutu Łączności, i szczegółowo opisano jego tor wizyjny, uzupełniając całość schematami elektrycznymi układów.

### **1. WSTĘP**

Zarówno dla potrzeb eksploatacyjnych jak i w szczególności przy prowadzeniu badań z zakresu telewizji kolorowej zachodzi często potrzeba nadawania przezroczy kolorowych.

Dla potrzeb badawczych zostały np. ustalone w skali międzynarodowej wzorcowe przezrocza kolorowe, umożliwiające badanie własności systemów telewizji kolorowej oraz wpływów różnych czynników zakłócających czy zniekształcających nadawany obraz. Prowadzone w Instytucie Łączności prace z tej dziedziny wymagały więc uzupełnienia posiadanego wyposażenia z zakresu telewizji kolorowej przez stosunkowo proste i stabilnie pracujące urządzenie do nadawania takich przezroczy w celu uzyskiwania wzorcowych sygnałów telewizji kolorowej. Rozwiązanie tego zagadnienia może również stanowić podstawę do ewentualnego opracowywania w przyszłości urządzenia telekinematograficznego, umożliwiającego nadawanie filmów kolorowych. Wszystkie bowiem podstawowe elektryczne układy

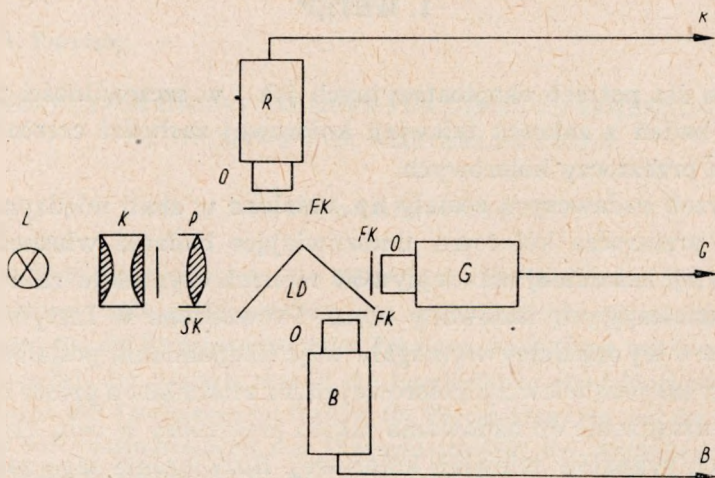
analizatora przezroczy są praktycznie identyczne do odpowiednich układów urządzenia telekinematograficznego.

Różnice dotyczą tu właściwie tylko urządzeń optyczno-mechanicznych związanych ze specyfiką nadawania filmów kinematograficznych.

## 2. PRZEGLĄD UKŁADÓW URZĄDZEŃ DO NADAWANIA PRZEZROCZY KOLOROWYCH

W celu uzyskania trzech składowych sygnałów wizyjnych, odpowiadających treści nadawanego obrazu w trzech kolorach podstawowych: czerwonym (R), zielonym (G) i niebieskim (B), wykorzystuje się dwie zasadnicze metody. Pierwsza z nich polega na oświetleniu nadawanej sceny i rozszczepieniu w odpowiednim układzie optycznym obrazu tej sceny na trzy obrazy w kolorach podstawowych, zogniskowane następnie na powierzchniach światłoczułych trzech lamp analizujących. Lampy te przekształcają informacje optyczne na odpowiednie sygnały elektryczne. Taka metoda jest stosowana przede wszystkim w kamerach telewizji kolorowej, przeznaczonych do nadawania scen z natury lub ze studio.

Druga metoda wykorzystuje jedynie cienki promień świetlny, który porusza się po powierzchni nadawanego obrazu zgodnie z prawami wybierania obrazu telewizyjnego. Światło odbite od obrazu jest przekształcane na sygnały elektryczne za pomocą fotopowielaczy przesłoniętych odpowiednimi filtrami kolorowymi. Ta metoda jest najczęściej stosowana do nadawania przezroczy i filmów kinematograficznych, wyjątkowo zaś do nadawania obrazów ze studio o małej powierzchni sceny.



Rys. 1. Układ z wykorzystaniem trzech lamp analizujących i lustrami dichroicznymi lub półprzezroczystymi

Zasadę działania układu z wykorzystaniem trzech lamp analizujących ilustruje rys. 1. Przezrocze  $P$  jest oświetlone równomiernie za pomocą źródła światła  $L$  oraz układu soczewek kondensatora  $K$ . Obraz przezrocza zostaje ujęty przez soczewkę korekcyjną  $SK$ , a następnie rozszczepiony na trzy obrazy w układzie lusterek półprzezroczystych lub dichroicznych <sup>1)</sup>  $LD$ . W przypadku zastosowania lusterek dichroicznych otrzymuje się obrazy rozszczepione w zasadzie w kolorach podstawowych. Po przejściu przez dodatkowe optyczne filtry korekcyjne  $FK$  obraz w kolorze czerwonym ( $R$ ), zielonym ( $G$ ) i niebieskim ( $B$ ) zostaje za pomocą właściwego obiektywu ( $O$ ) zogniskowany w płaszczyźnie światłoczułej elektrody lampy analizującej. W lampie tej następuje przetworzenie obrazu optycznego na odpowiednie sygnały elektryczne, które zostają następnie wzmacniane i kształtowane, zgodnie z zasadami tworzenia sygnału wizyjnego.

Podstawowym wymaganiem tej metody jest zachowanie współbieżności wybierania obrazu we wszystkich trzech lampach analizujących. Istota zagadnienia polega na tym, że każdy element obrazu przezrocza musi być przekształcany na odpowiadający jemu sygnał elektryczny jednocześnie we wszystkich trzech lampach. Wiąże się to z koniecznością zachowania identycznego ruchu promieni elektronowych w lampach analizujących po ich powierzchniach światłoczułych.

Spełnienie warunku współbieżności pociąga za sobą konieczność identycznego wykonania cewek odchyłających oraz identycznych amplitud i kształtu prądu odchyłającego. Ponieważ w większości lamp analizujących przy skupianiu magnetycznym następuje skręcanie obrazu, trudności powiększają się. Dlatego też utrzymanie współbieżności wiąże się z poważnymi trudnościami konstrukcyjnymi i eksploatacyjnymi.

Jako źródło światła  $L$  używa się zazwyczaj żarówek. Trzeba tu jednak zauważyć, że charakterystyka spektralna źródła światła  $L$  powinna być zbliżona do charakterystyki światła białego. W przypadku żarówek w celu wyrównania proporcji pomiędzy składowymi widma promieniowanego zaleca się stosowanie żarówek niskonapięciowych, pracujących z podwyższoną temperaturą spirali. Bardzo korzystnym źródłem światła są projekcyjne żarówki kwarcowo-jodowe albo też lampy ksenonowe.

Właściwą regulację ostrości optycznej można tu osiągnąć zarówno przez przesuw soczewki korekcyjnej  $SK$ , jak też i wszystkich obiektywów  $O$ .

Wiązka świetlna, przenikająca przez lustro dichroiczne, nie powinna być zbyt rozbieżna (do kilku stopni), aby uniknąć zmian w ilości i charakterystyce spektralnej światła odbijanego.

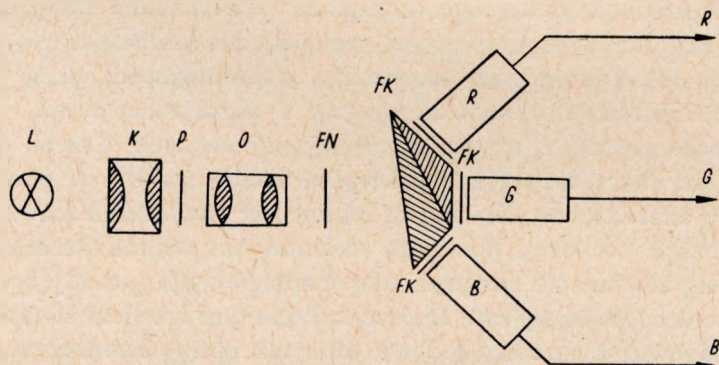
<sup>1)</sup> Lustro dichroiczne — lustro półprzezroczyste odbijające światło określonego koloru, np. czerwone.

Jako lampy analizujące używane są z reguły widikony o średnicy 1" i wówczas spełnienie tego warunku uzyskuje się przy ogniskowej obiektywów  $O$  rzędu  $f = 80$  mm. Filtry korekcyjne  $FK$  służą do skorygowania charakterystyk spektralnych zespołu lustro dichroiczne—lampa analizująca.

Opisany układ z zespołem lusterek, trzech obiektywów i soczewką korekcyjną stanowił klasyczne rozwiązanie optyki, dość znacznych rozmiarów, niewygodne ze względu na trudności regulacyjne.

Inną możliwością w tej dziedzinie jest zastosowanie optyki pryzmatycznej z jednym wspólnym obiektywem, co ilustruje rys. 2. Pryzmaty stanowią elementy łamiąco-odbijające na drodze optycznej. Pozwalają one na znaczne zmniejszenie rozmiarów całości systemu, przy czym lampy analizujące swoimi powierzchniami światłoczułymi są zbliżone bezpośrednio do płaszczyzn pryzmatu. W celu regulacji natężenia światła stosuje się często filtr neutralny (szary)  $FN$ , aby nie zmieniać otworu przesłony obiektywu. Zmiana przesłony może się bowiem wiązać ze zniekształceniami wiązki świetlnej przechodzącej przez przezroczce — może mianowicie występować ściemnienie brzegów przezrocza przy zachowaniu jasnego obszaru w centrum.

Optyka przedstawiona na rys. 2 daje się przystosować do obiektywu o zmiennej ogniskowej (jest zastosowana np. w jednym z typów kolorowej kamery  $f$ -my Philips na plumbikonach).



Rys. 2. Układ z wykorzystaniem trzech lamp analizujących z pryzmatem rozszczepiającym

Zasadę działania przy zastosowaniu drugiej metody analizy obrazu ilustruje rys. 3. Wykorzystuje się tu specjalny kineskop wybierający  $KA$ , w którym luminofor ekranu ma bardzo krótki czas poświaty.

Na ekranie lampy wybierającej za pomocą układów odchylenia i wygaszania uzyskuje się przebieg plamki świetlnej zgodny z prawami wybierania.

Obserwator patrzący na ekran lampy analizującej, ze względu na bezwładność oka, widzi równomiernie świecące tło. W rzeczywistości jednak w każdym momencie świeci tylko jeden wybierany wówczas punkt, po czym luminofor szybko wygasa.

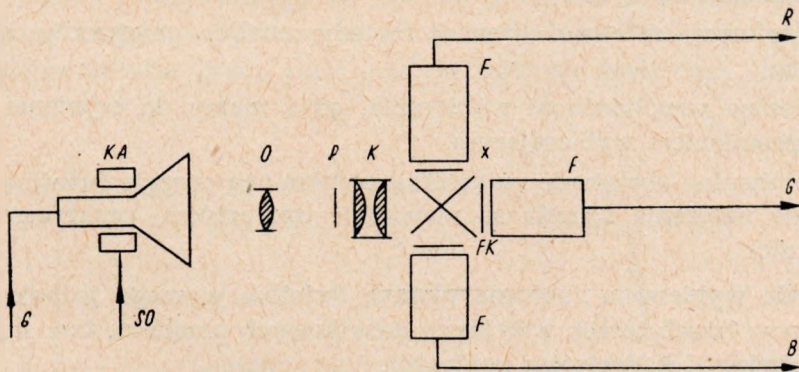
Obraz świecącego punktu ekranu lampy *KA* za pomocą obiektywu *O* przenosi się na przezroczce *P*, przy tym skutek ruchu świecącego punktu promień światła przenika przez poszczególne partie przezrocza.

Przenikając przez przezroczce promień świetlny zmienia swoje natężenie i skład widmowy światła w zależności od gęstości optycznej danego elementu przezrocza oraz jego koloru.

Składowe widma nie odpowiadające kolorowi elementu zostają pochłonięte w materiale przezrocza, a składowe odpowiadające kolorowi przezrocza przenikają poprzez przezroczce. W ten sposób następuje „modulacja” promienia świetlnego.

Zmodulowany promień świetlny przenika następnie przez soczewki kondensatora *K* i zostaje rozszczepiony w zestawie lusterek dichroicznych *X* na składowe podstawowe: czerwoną *R*, zieloną *G* i niebieską *B*, które zostają skierowane do odpowiednich fotopowielaczy *F*.

Używane do tego celu lustra dichroiczne odbijają zazwyczaj składową czerwoną i niebieską w kierunkach prostopadłych, składową zieloną

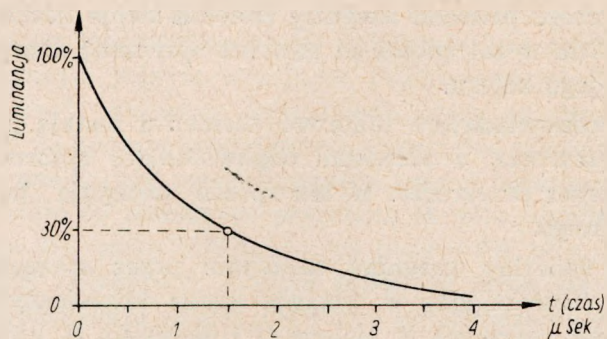


Rys. 3. Układ z kineskopem wybierającym i krzyżowym zestawem lusterek dichroicznych

zaś przepuszczają bez zmiany kierunku. Bardzo często są używane również lustra w zestawie krzyżowym, co zmniejsza ogólne rozmiary układu i skraca drogę przebiegu promienia. Złącze lusterek *X* nie jest widoczne na obrazie dzięki obecności kondensora *K*, gdyż w obszarze lusterek dichroicznych promień jest już znacznie szerszą wiązką świetlną o niewielkim kącie rozbieżności.

W celu skorygowania łącznych charakterystyk spektralnych zespołu lustro dichroiczne — fotopowielacz ustawia się przed fotokatodą powielacza kolorowe filtry korekcyjne *FK*.

W fotopowielaczach *F* (*R*, *G*, *B*) następuje przekształcenie informacji niesionej przez zmodulowany promień świetlny na odpowiedni sygnał elektryczny.



Rys. 4. Charakterystyka poświaty lampy typu 5WP15 — starego typu

Sygnały wyjściowe z trzech fotopowielaczy, po dalszym wzmocnieniu i kształtowaniu w układach toru wizyjnego, dają wyjściowe napięcia wizyjne kanałów *R*, *G*, *B*.

Zasadniczymi zaletami opisanej metody analizy przezroczy kolorowych są:

- 1) idealna współbieżność wybierania, gdyż mamy do czynienia z jednym promieniem wybierającym,
- 2) minimalne obciążanie przezrocza pochłanianą energią świetlną, gdyż używane natężenia światła są niewielkie (przezrocza praktycznie nie grzeją się).

Metoda wybierania ruchomą plamką świetlną wymaga jednak zastosowania w trzech torach wizyjnych dodatkowych urządzeń, tzw. korektorów poświaty i korektorów kontrastu.

Konieczność stosowania korektorów poświaty wynika stąd, że luminofor ekranu kineskopu wybierającego świeci nieco dłużej niż trwa pobudzenie go przez promień elektronowy. Czas poświaty i charakterystyka spektralna emitowanego światła zależą przy tym od rodzaju luminoforu. Poza tym, nawet dla określonego typu lampy, ale różnych egzemplarzy mogą również zachodzić różnice; należy więc przewidywać szerokie zakresy regulacji korektorów.

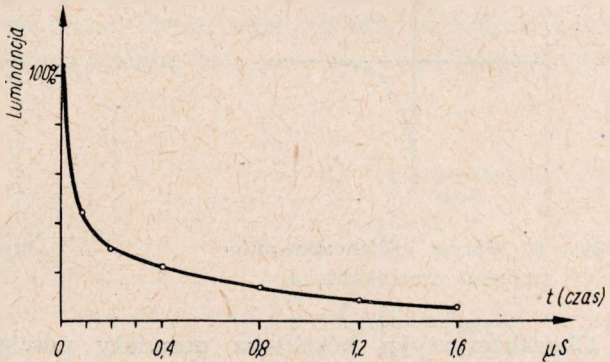
Dla przykładu na rys. 4 i 5 podano charakterystyki poświaty dwu typów lamp stosowanych do wybierania. Na rys. 4 podano charaktery-



stykę poświaty lampy typu 5WP15 dla koloru niebiesko-zielonego, która jest krzywą zbliżoną do funkcji hyperbolicznej.

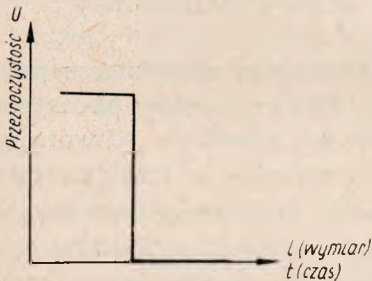
Luminoфор lampy typu 5AUP24 ma natomiast charakterystykę poświaty zbliżoną do krzywej przedstawionej na rys. 5.

Zjawisko poświaty luminoforu uniemożliwia uzyskanie na wyjściu fotopowielacza prawidłowego sygnału elektrycznego odpowiadającego

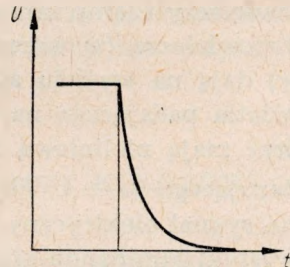


Rys. 5. Charakterystyka poświaty lampy typu 5AUP24  
— nowszego typu

nagłej zmianie luminancji na powierzchni przezrocza. Rozpatrując wpływ poświaty zauważamy, że np. po przejściu promienia z przezroczystego fragmentu przezrocza w obszar nieprzezroczysty, pomimo pochłonięcia światła przez część nieprzezroczystą przezrocza, do foto-



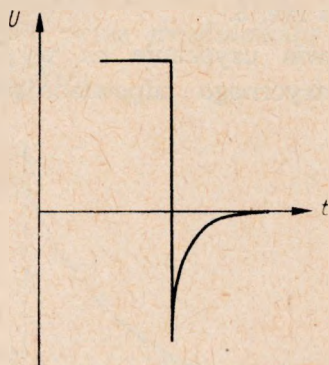
Rys. 6. Wykres przezroczystości fragmentu przezrocza i jednocześnie pożądanego sygnału elektrycznego



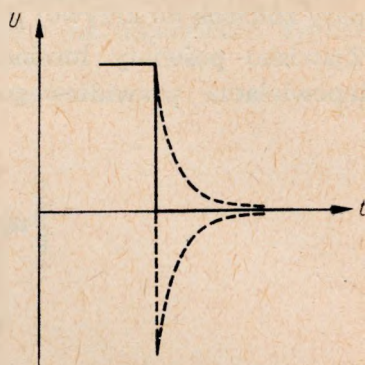
Rys. 7. Wykres uzyskanego rzeczywistego sygnału elektrycznego

powielacza będzie przez pewien czas przedostawało się światło, gdyż świeci jeszcze luminoфор ekranu lampy w miejscu odpowiadającym położeniu plamki świetlnej na części przezroczystej. To zanikające światło wywoła oczywiście w fotopowielaczu fałszywy sygnał elektryczny przedstawiony przykładowo na rys. 7.

Ponieważ zniekształcenie przypomina swoim charakterem całkowanie impulsowych sygnałów elektrycznych, więc jako korekcję stosuje się różniczkowanie uzyskanego przebiegu elektrycznego (rys. 8 i 9).



Rys. 8. Wpływ zróżniczkowania impulsu prostokątnego



Rys. 9. Skorygowany wpływ poświaty

Charakterystyka korektora poświaty powinna więc być taka, aby odkształcenie impulsu prostokątnego stanowiło odbicie lustrzane sygnału uzyskiwanego z fotopowielacza. Aby w praktyce uzyskać pożądany kształt charakterystyki, stosuje się zwykle szereg regulowanych obwodów różniczkujących, które w sumie pozwalają uzyskać dostatecznie dobre przybliżenie do wymaganego kształtu przebiegu.

Konieczność korekcji charakterystyki przenoszenia kontrastów wiąże się natomiast z różnicami, jakie zachodzą w przebiegu charakterystyk fotopowielaczy i lamp kineskopowych.

Fotopowielacze (w warunkach pracy takich jak w analizatorze przeczoły) dają na wyjściu sygnał elektryczny liniowo zależny od natężenia światła padającego na fotokatodę. Natomiast kineskopy odtwarzające obraz mają nieliniową charakterystykę luminancji w funkcji napięcia sterującego ( $J \div U^{\gamma_K}$ ). Aby więc uzyskać prawidłowe odtworzenie obrazu, sygnał elektryczny należy odkształcić odwrotnie do kształtu charakterystyki luminancji kineskopu. Ponieważ  $\gamma_K$  kineskopów wynosi zwykle  $1,8 \div 2,2$ , więc korektor kontrastu powinien mieć charakterystykę o kształcie odwrotnym, czyli spełniać zależność

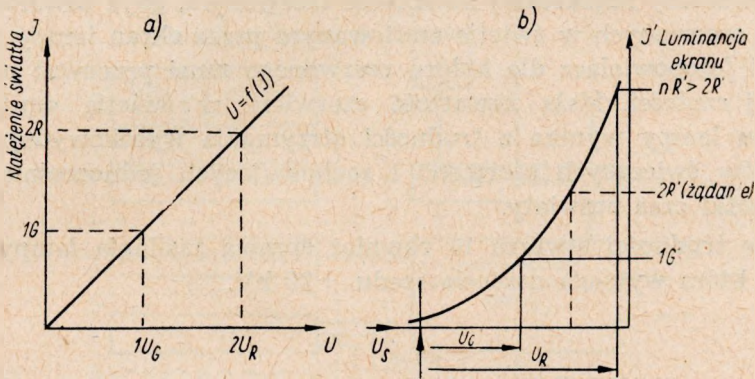
$$U_2 \approx U_1^{0,5}$$

gdyż  $\frac{1}{\gamma_K} \approx 0,5$ .

W praktyce trzeba również brać pod uwagę wpływy nie wynikające bezpośrednio z matematycznej analizy założonych charakterystyk idealnych (m. in. omówiono je w rozdz. 5.3).

Niewłaściwy przebieg charakterystyki przenoszenia kontrastów w urządzeniu powoduje niezależnie od zmiany kontrastów w odtworzonym obrazie również i pewne zniekształcenia barw. Można to wyjaśnić w oparciu o charakterystyki podane na rys. 10.

Założmy mianowicie, że padające na fotopowielacze światło składa się z  $2R$  jednostek składowej czerwonej i  $1G$  składowej zielonej (barwa zło-cisto-żółta). Wytwarza ono sygnał elektryczny odpowiednio o napięciach  $2U_R$  i  $1U_G$ . Napięcia te przyłożone do kineskopu spowodują wytworzenie luminancji ekranu ponad dwukrotnie większej w kolorze czerwonym niż w zielonym, a więc zmianę barwy w kierunku pomarańczowo-czerwonym.



Rys. 10. a) charakterystyka fotopowielacza, b) charakterystyka kineskopu

Dlatego też zagadnienia dotyczące charakterystyk przenoszenia kontrastów w urządzeniach telewizji kolorowej powinny być rozpatrywane szczególnie wnikliwie.

### 3. WYBÓR METODY ANALIZY PRZEZROCZY KOLOROWYCH

Rozpatrując możliwości konstrukcyjne urządzenia do nadawania przezroczy kolorowych zdecydowano się zastosować w analizatorze przezroczy metodę ruchomego promienia świetlnego.

Zasadniczą zaletą systemu z ruchomym promieniem świetlnym jest, jak już wspomniano, zachowanie idealnej współbieżności przy wybieraniu, wynikającej z samej metody analizy. Ponadto, w metodzie tej wykorzystuje się fotopowielacze zamiast lamp analizujących, co znacznie upraszcza regulację całości urządzenia, a poza tym fotopowielacze dają znacznie mniejsze sygnały fałszywe niż lampy analizujące. Rozwią-

zanie takie nadaje się więc znacznie lepiej od innych do nadawania sygnałów, w pewnym sensie, wzorcowych.

Posiada ono jednak również i pewne wady, do których należy zaliczyć znacznie większy na ogół poziom szumów na wyjściach torów sygnałów wizyjnych niż w urządzeniach wykorzystujących lampy analityczne. Duży poziom szumów wynika tu stąd, że lampa używana do wybierania obrazów jest źródłem światła o małym natężeniu. Fotopowielacze muszą więc pracować przy dużej czułości, przy której mają znaczny poziom szumów własnych. Poza tym poziom szumów wzrasta od wszelkiego rodzaju światła rozproszonego, które może się przedostawać do fotopowielacza z zewnątrz, np. przez szczeliny obudowy. Szum jest zauważalny najbardziej na kolorze czerwonym, gdyż zawartość składowych czerwonych w świetle emitowanym przez ekran lampy jest niewielka i fotopowielacz dla koloru czerwonego musi pracować przy największej czułości. Mała zawartość czerwieni w świetle emitowanym z ekranu lampy wynika z trudności otrzymania wysokowydajnych luminoforów świecących czerwono i zachowujących jednocześnie wymagany krótki czas poświaty.

Pewne trudności stwarza tu również sprawa zasilania lampy wybierającej, która wymaga napięcia rzędu +25 kV.

#### 4. KONCEPCJA ROZWIĄZANIA ANALIZATORA

Układ blokowy przyjętego rozwiązania jest przedstawiony na rys. 11.

Układy elektryczne analizatora przezroczy można podzielić na trzy zasadnicze zespoły funkcjonalne. Są to:

- a) układy zasilania i sterowania lampy wybierającej,
- b) tory sygnałów wizyjnych  $R'$ ,  $G'$ ,  $B'$ <sup>1)</sup> wraz z fotopowielaczami,
- c) układy kontroli.

Układy zasilania i sterowania lampy wybierającej mają za zadanie zapewnić właściwe warunki pracy lampy. W ich skład wchodzi:

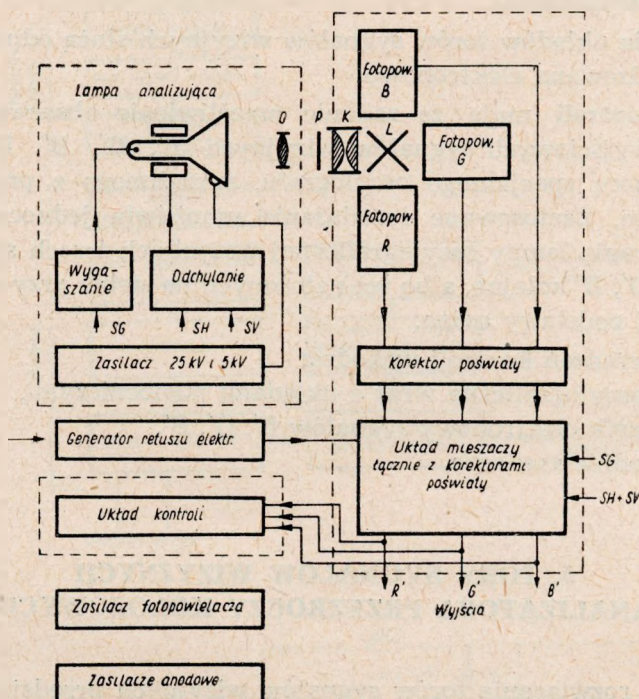
- zasilacz napięcia przyspieszającego +25 kV,
- zasilacz napięcia skupiającego +5 kV,
- układy magnetycznego odchylenia w kierunkach pionowym i poziomym,
- układ wygaszania okresów powrotu.

---

<sup>1)</sup> Istnieje koncepcja oznaczania sygnałów  $R$ ,  $G$ ,  $B$  po przejściu przez układy korekcji kontrastu przez  $R'$ ,  $B'$ ,  $G'$ .

**Tory sygnałów wizyjnych z fotopowielaczami.** Zespół ten ma za zadanie wytworzenie sygnału wizyjnego w fotopowielaczach, a następnie wzmocnienie tego sygnału i odpowiednie jego ukształtowanie.

Analizator przezroczy posiada trzy identyczne tory sygnałów wizyjnych przeznaczone dla trzech sygnałów R, G, B. Różnica zachodzi tylko



Rys. 11. Schemat blokowy układu analizatora przezroczy kolorowych

O — obiektyw

P — nadawane przezroczce

K — kondensator optyczny

L — lustro dichroiczne

SG — impulsy gaszące

SH — impulsy synchr. poziomej

SV — impulsy synchr. pionowej

w zastosowanych typach fotopowielaczy. W torach G i B (zielony i niebieski) pracują fotopowielacze typu 5819, zaś w torze R (czerwony) fotopowielacz typu 6217 firmy RCA. Poszczególne elementy składowe toru sygnału wizyjnego (wymienione według kolejności przebiegu sygnału) są następujące:

- fotopowielacz,
- wzmacniacz wstępny,
- wyjściowy wtórnik katodowy,
- korektor poświaty,

- korektor zniekształceń aperturowych,
- wzmacniacz sygnału wizyjnego wraz z układem stabilizacji poziomu czerni,
- korektor charakterystyki przenoszenia kontrastów, tzw. korekcji  $\gamma$  (gamma),
- mieszacz sygnałów wizyjnych synchronizujących i wygaszających oraz stopnie wyjściowe.

Do zasilania układów torów sygnałów wizyjnych służą odpowiednie zasilacze stabilizowane elektronowo.

**Układy kontroli** mają za zadanie umożliwienie obserwacji kształtu i amplitud wyjściowych sygnałów wizyjnych  $R'$ ,  $G'$ ,  $B'$ . Dokonuje się tego za pomocą specjalnego oscylografu, sprzężonego z przełącznikiem elektronowym. Zastosowane rozwiązanie umożliwia jednoczesną obserwację na ekranie lampy oscylograficznej wszystkich trzech sygnałów wizyjnych  $R'$ ,  $G'$ ,  $B'$  kolejno, albo też nałożonych na siebie przy wykorzystaniu wspólnej podstawy czasu.

W skład urządzeń kontroli wchodzi:

- lampa oscylograficzna wraz z układami pomocniczymi,
- przełącznik elektronowy sygnałów  $R'$ ,  $G'$ ,  $B'$ ,
- odpowiednie zasilacze.

## 5. TORY SYGNAŁÓW WIZYJNYCH ANALIZATORA PRZEZROCZY KOLOROWYCH

Koncepcję rozwiązania torów sygnałów wizyjnych przedstawia rys. 12.

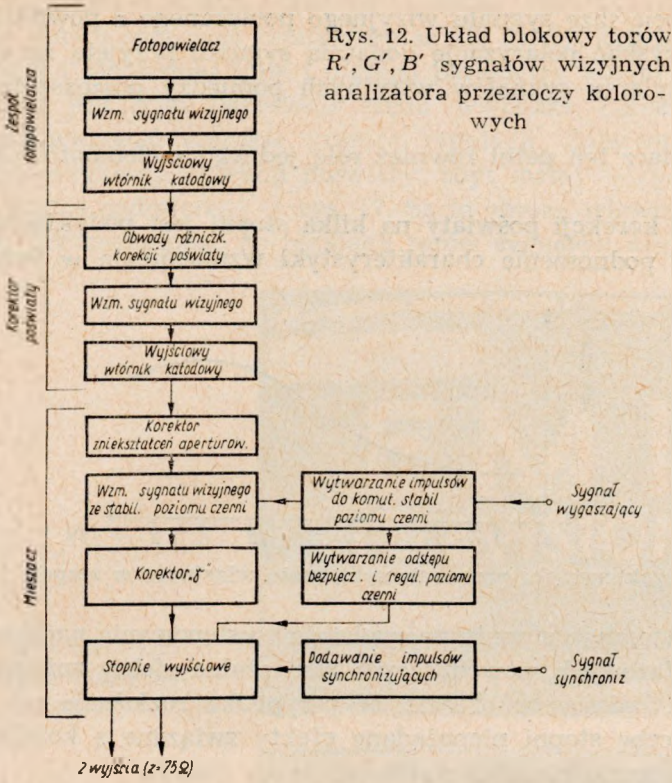
### 5.1. Zespół fotopowielaczy

Układ fotopowielacza i wzmacniacza wstępnego podaje rys. 13. Każdy z trzech fotopowielaczy ma identyczny układ wzmacniacza, wbudowany w szkielet stanowiącą osłonę dzielników oporowych fotopowielacza.

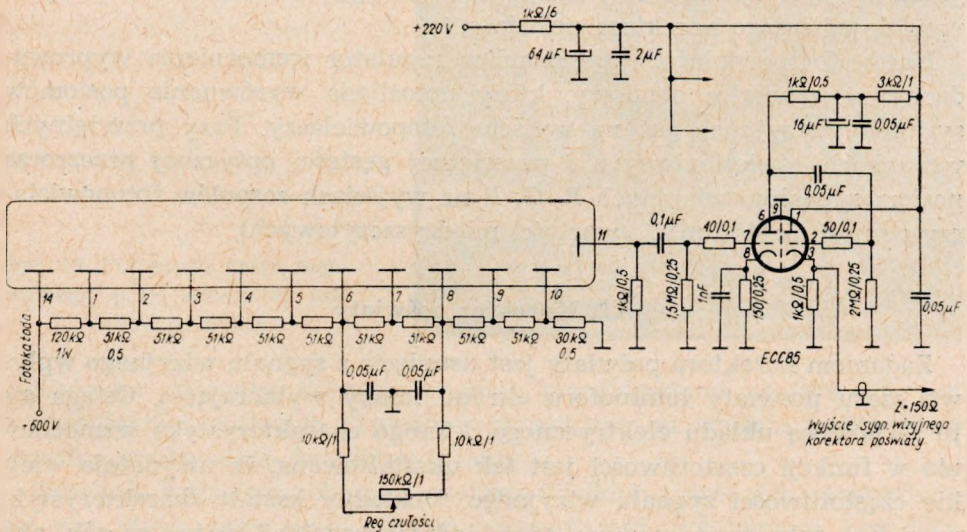
Wysokość stabilizowanego napięcia zasilania fotopowielacza ( $-560$  V) wybrano jako wartość kompromisową pomiędzy wymaganym poziomem sygnału wyjściowego a poziomem szumów wprowadzanych przez fotopowielacz.

Przy każdym fotopowielaczu pracuje wzmacniacz na podwójnej lampie, którego zadaniem jest:

1) wzmocnić poziom sygnału wizyjnego, z odpowiednim uwydatnieniem amplitudy częstotliwości wizyjnych w obszarze powyżej 2 MHz (rys. 14).



Rys. 12. Układ blokowy torów R', G', B' sygnałów wizyjnych analizatora przezroczy kolorowych

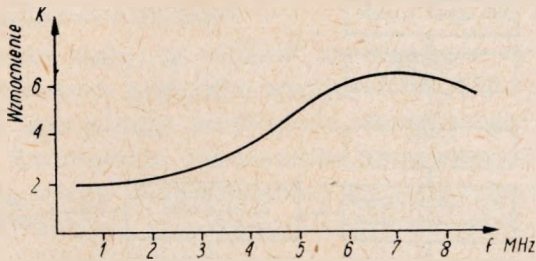


Rys. 13. Schemat pojedynczego fotopowielacza i wzmacniacza

2) odwrócić fazę sygnału wizyjnego pobieranego z powielacza, aby na wyjściu uzyskać polaryzację dodatnią sygnału przyjętą za standardową przy przesyłaniu sygnałów wizyjnych pomiędzy poszczególnymi zespołami.

Wzmacniacz ten pełni również rolę jednego z elementów korekcji poświaty.

Rozdział korekcji poświaty na kilka stopni jest podyktowany tym, że nadmierne podnoszenie charakterystyki wzmocnienia w funkcji często-



Rys. 14. Charakterystyka wzmacniacza sygnału wizyjnego w zespole fotopowielaczy

tliwości w jednym stopniu prowadzi do występowania nadmiernych zniekształceń fazowych, powodujących zauważalne efekty zniekształceń konturów przedmiotów w obrazie. W przypadku rozłożenia tej korekcji na większą liczbę stopni niepożądane efekty związane z korekcją znacznie maleją i wzrasta również stabilność pracy układu.

Druga połowka lampy pracuje jako wyjściowy wtórnik katodowy sygnału wizyjnego, niezbędny do przesłania sygnału kablem koncentrycznym do odległego korektora poświaty.

Każdy fotopowielacz wyposażono w regulator wzmocnienia wyprowadzony na zewnątrz obudowy, który umożliwi wyrównanie poziomów sygnałów wizyjnych już na wyjściu fotopowielaczy. Przy przeciętnych warunkach oświetleniowych i przeciętnej gęstości optycznej przezroczca poziom sygnałów wizyjnych  $R, G, B$  na wyjściach zespołów fotopowielaczy wynosi ok. 150 mV<sub>ss</sub> (wartości międzyszczytowych).

## 5.2. Korektor poświaty

Zadaniem korektora poświaty jest usunięcie z sygnału wizyjnego wpływu czasu poświaty luminoforu ekranu lampy wybierającej. Osiąga się to za pomocą układu elektrycznego, którego charakterystyka wzmocnienia w funkcji częstotliwości jest tak ukształtowana, że uwydatnia wielkie częstotliwości sygnału wizyjnego. Dokładny kształt charakterystyki musi być dobrany za pomocą odpowiednich regulacji w ten sposób, aby całkowicie wykompensować wpływ poświaty (smugi w obrazie) nie wy-



wołując jednocześnie zjawiska „plastyki” obrazu. Zarówno czas zaniku jak i krzywa zaniku świecenia luminoforu są dla każdej składowej: czerwonej, zielonej i niebieskiej inne i dlatego parametry korekcji są także różne. Możliwe jest tylko określenie rzędu wielkości korekcji, należy natomiast przewidywać szerokie granice regulacji. Załączone rysunki przedstawiają przykłady korekcji poświaty: zbyt małej — rys. 15, właściwej — rys. 16 i nadmiernej — rys. 17. Są to obrazy telewizyjne specjalnego testu przeznaczanego do regulacji torów sygnałów wizyjnych.

Rys. 15. Fotografia testu kontrolnego przy zbyt małej korekcji poświaty



Rys. 16. Fotografia testu kontrolnego przy właściwej korekcji poświaty



Korektor poświaty, którego schemat przedstawiono na rys. 18, jest wzmacniaczem mającym obwody różniczkujące na wejściu i sprzężenia zwrotne w obwodach katodowych lamp.

Korekcja wejściowa obejmuje zakres wielkich i średnich częstotliwości wizyjnych, przy czym stopień korekcji jest regulowany potencjometrami nastawnymi. Obwód korekcyjny (stanowiący zamknięcie wyj-

ściowego wtórnika katodowego zespołu fotopowielaczy) składa się z szeregu członów typu R-C.

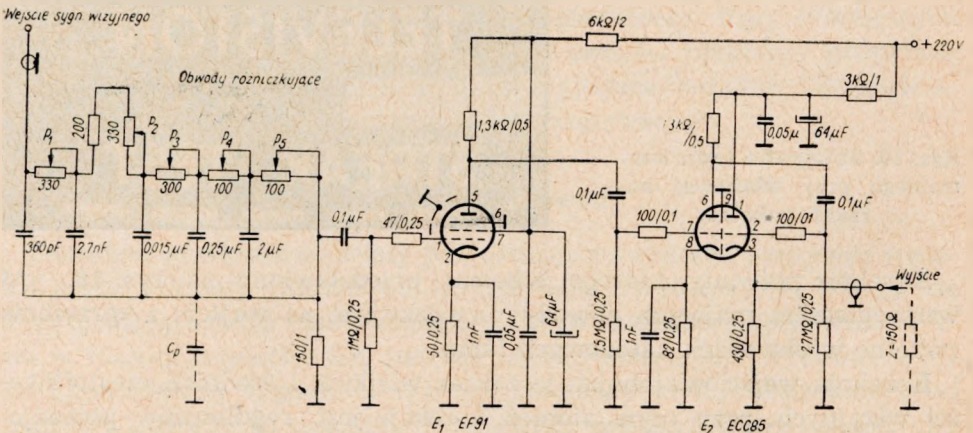
Korekcja za pomocą sprzężeń zwrotnych w obwodach katodowych lamp pracuje w sposób nieregulowany w zakresie wielkich częstotliwości wi-



Rys. 17. Fotografia testu kontrolnego przy nadmiernej korekcji poświaty

zyjnych. Zakres tej korekcji jest tak dobrany, że w połączeniu z właściwą komórką R-C łańcucha korekcji wejściowej uzyskuje się zadowalająco ostry obraz o zdolności rozdzielczej ok. 500 linii.

Dzięki własnym anodowym filtrom odsprężającym korektor poświaty wykazuje małą wrażliwość na zakłócenia przychodzące z sieci zasilającej. W celu zmniejszenia również jego wrażliwości na zakłócenia impulsowe (o charakterze ostrych „szpilek”), pochodzące z zakłócających pól elektrostatycznych, całość układu korektora jest zamknięta w szczelnym pudełku ekranującym z blachy miedzianej. Lamy korektora pracują rów-



Rys. 18. Schemat pojedynczego korektora poświaty

niez w kubkach ekranujących i są żarzone ze specjalnego transformatora sieciowego.

Wzmocnienie korektora poświaty jest rzędu jedności dla małych częstotliwości sygnału wizyjnego oraz wzrasta w miarę wzrostu częstotliwości (w zależności od ustawienia elementów regulacyjnych) aż do rzędu 10 przy  $f = 6$  MHz. Korektor poświaty nie zmienia polaryzacji sygnału wizyjnego.

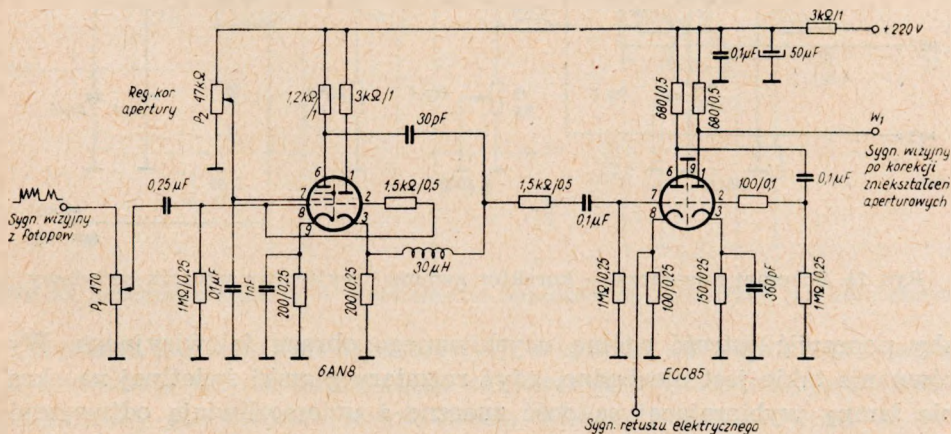
### 5.3. Mieszacze sygnałów

Mieszacz w torze sygnału wizyjnego ma na celu wytworzenie właściwego kształtu i ustalenie amplitudy sygnału wizyjnego w taki sposób, aby można było go przesyłać do innych urządzeń telewizyjnych. Czynności te polegają zwykle na wzmocnieniu sygnału wizyjnego, ustabilizowaniu poziomu czerni, dodaniu impulsów gaszących i synchronizujących oraz usunięciu z sygnału wizyjnego niepożądanych zakłóceń pochodzących np. z oddziaływania układu odchylenia linii, oddziaływania różniczkowanych impulsów i innych.

W analizatorze przezroczym kolorowym w skład mieszacza jednakowego w każdym z trzech torów sygnałów wizyjnych R, G, B włączono następujące człony funkcjonalne:

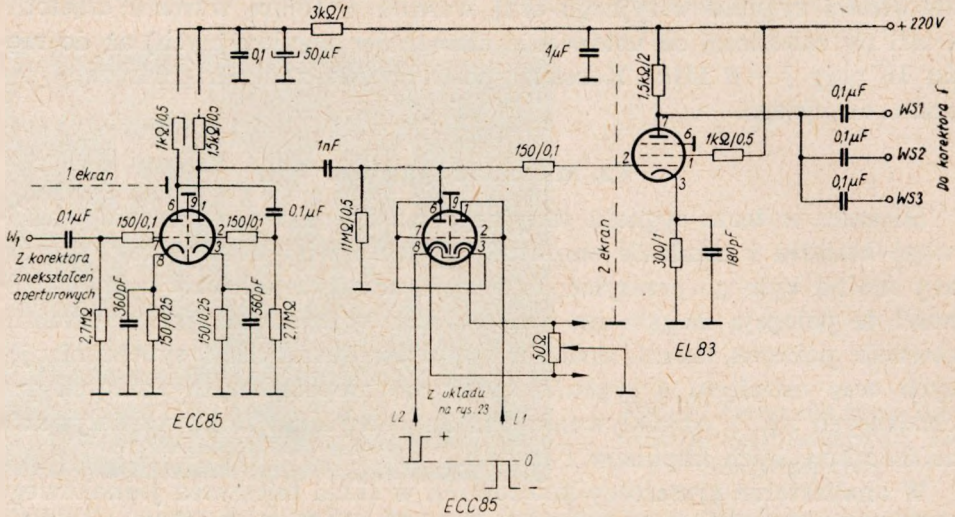
- korektor zniekształceń aperturowych,
- wzmacniacz sygnału wizyjnego z układem stabilizacji poziomu czerni,
- korektor  $\gamma$ ,
- układy dodawania impulsów synchronizujących i wygaszających,
- stopnie wyjściowe.

Elektryczny układ mieszacza sygnałów przedstawiają rysunki od 19 do 23.

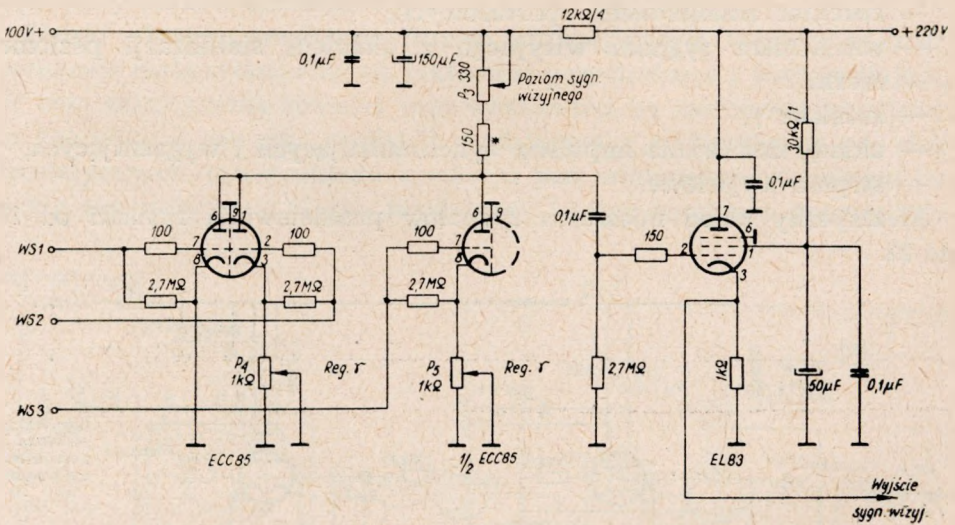


Rys. 19. Schemat mieszacza — korektor zniekształceń aperturowych

Korektor zniekształceń aperturowych jest układem uwydatniającym największe częstotliwości sygnału wizyjnego i ma na celu wyrównanie poziomu tego sygnału w obszarze największych częstotliwości wizyjnych,



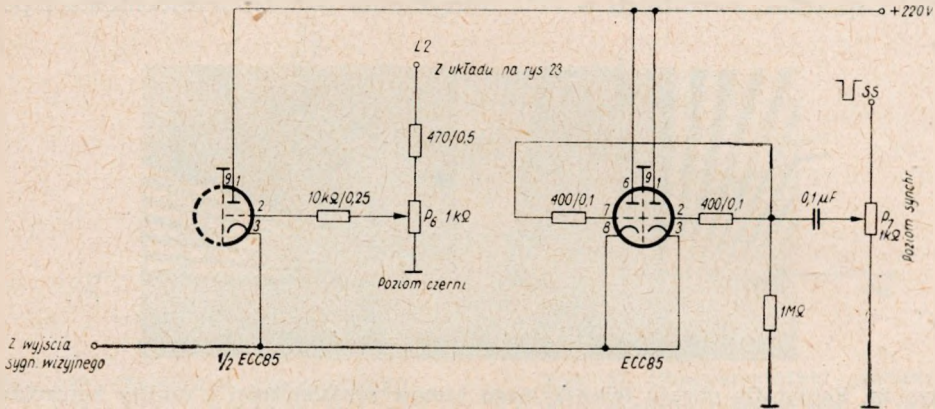
Rys. 20. Schemat mieszacza — wzmacniacz i ustalanie poziomu czerni



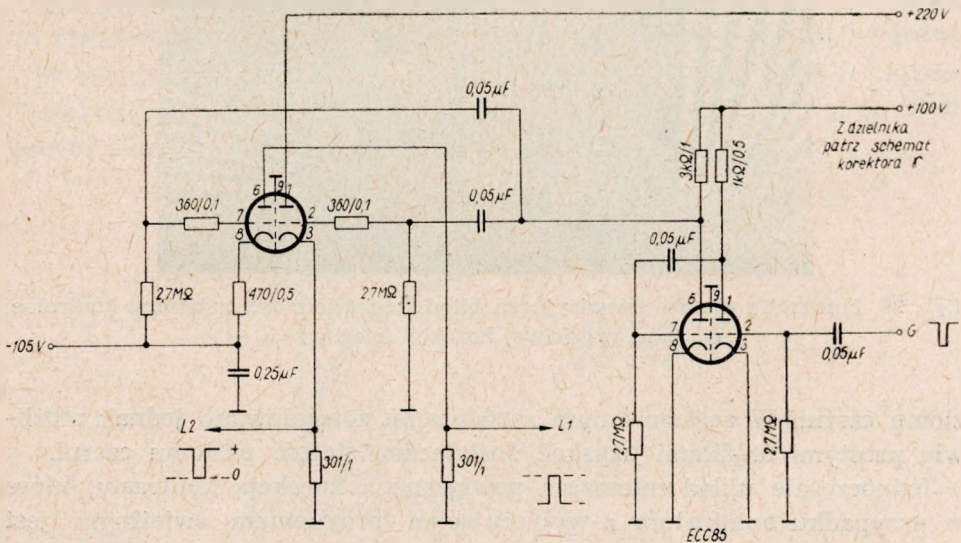
Rys. 21. Schemat mieszacza — korektor gamma i wyjściowy wtórnik katodowy

aby poprawić ostrość ogólną uzyskiwanego obrazu telewizyjnego. Wyrównanie takie jest niezbędne, gdyż rozmiary plamki świetlnej na ekranie lampy wybierającej są dość znaczne i uniemożliwiają odtworzenie drobnych elementów obrazu z taką samą amplitudą jak i dużych plasz-

czynn. Niezależnie od skończonych rozmiarów plamki układ optyczny ma również swoje wady i także wprowadza pewne nieostrości przy przeniesieniu obrazu tła wybieranego z ekranu lampy na płaszczyznę przezroczą. Wpływ korekcji apertury na obraz klina rozdzielczości z tablicy testowej przedstawiają rys. 24 i 25.



Rys. 22. Schemat mieszacza — dodawanie impulsów synchronizujących i regulacja poziomu czerni

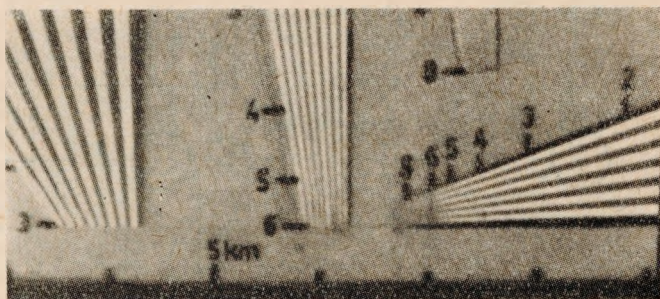


Rys. 23. Schemat mieszacza — wytwarzanie impulsów do stabilizacji poziomu czerni

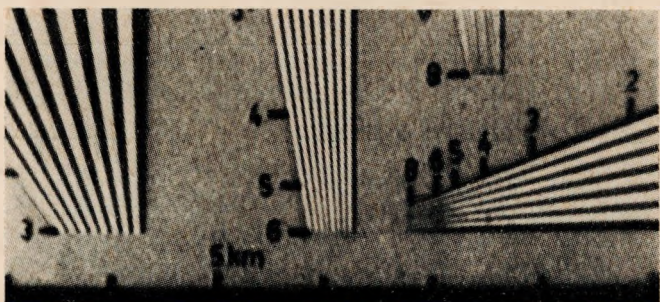
Korektor zniekształceń aperturowych włączono na wejściu mieszacza, gdyż korekcja już ukształtowanego całkowitego sygnału wizyjnego zniekształcałaby go, wskutek uwydatnienia większych częstotliwości w korektorze.

Mieszacz sygnału wizyjnego z impulsami wygaszającymi i synchronizującymi musi dla potrzeb telewizji kolorowej wykazywać dużą stałość poziomu czerni. Przy małych prądach „ciemnych” fotopowielacza celowe jest utrzymanie uzyskanego poziomu czerni bez zmian.

Znane układy mieszaczy mają na ogół rozbudowane obwody automatyki i sprzężeń zwrotnych w celu utrzymania stałości wzmocnienia i po-



Rys. 24. Fotografia obrazu telewizyjnego klinów rozdzielczości z tablicy kontrolnej przy wyłączonej korekcji apertury



Rys. 25. Fotografia obrazu telewizyjnego klinów rozdzielczości z tablicy kontrolnej przy właściwej korekcji apertury

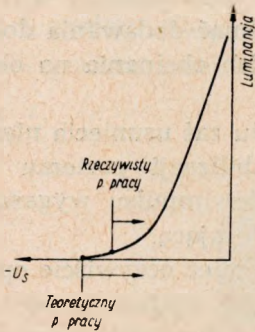
ziomu czerni. W zastosowanym rozwiązaniu zdecydowano jednak możliwie prostymi środkami uzyskać dostateczną stałość poziomu czerni.

Jednocześnie układ mieszacza powiązано z korekcją kontrastu, która w przypadku analizatora z wybierającym promieniem świetlnym jest niezbędna, jak na to już wskazano poprzednio, przy czym współczynnik kontrastu  $\gamma$  powinien wynosić ok. 0,5.

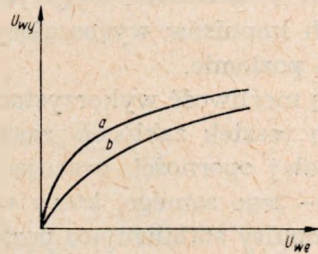
Zastosowanie zbyt „miękkiej” charakterystyki gamma (tj. zbyt małego współczynnika  $\gamma$ ) powoduje uzyskiwanie bladego, mało kontrastowego obrazu. Natomiast, nawet nieznaczne rozjaśnienie tła kineskopu odtwarzającego obraz wymaga dla poprawnego odtwarzania dewiacji kontras-

tów zastosowania większego  $\gamma$  niż wynika to z przebiegu podstawowych charakterystyk. Zilustrowano to na rys. rys. 26 i 27.

Jako korektor  $\gamma$  zastosowano, jak to widać na rys. 21, układ trójlampowy, umożliwiający w pewnych granicach regulację współczynnika  $\gamma$ .



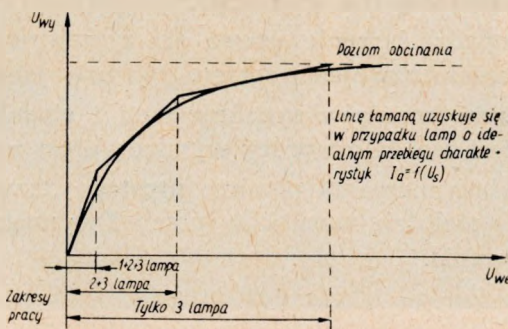
Rys. 26. Położenie rzeczywistego i teoretycznego punktu pracy na charakterystyce kineskopu



Rys. 27. Charakterystyki „gamma”: a) wymagana teoretycznie, b) praktycznie wystarczająca

Dla prawidłowej pracy takiego układu potrzeba jednak doprowadzić do niego sygnał wizyjny o amplitudzie ok.  $15 V_{ss}$ , co nie jest wygodne.

W celu obniżenia koniecznego poziomu sygnału użyto lamp o krótkiej charakterystyce (bez ostrego punktu odcięcia), pracujących przy obniżonym napięciu anodowym.



Rys. 28. Sposób uzyskania charakterystyki „gamma”

Korekcję  $\gamma$  uzyskuje się tu wskutek tego, że w zależności od amplitudy sygnału lampy kolejno wyłączają się, przy czym zakres wyłączenia się lampy może być regulowany wartością oporu katodowego. Sposób pracy korektora  $\gamma$  przedstawia rys. 28.

Korektor  $\gamma$ , użyty w opisywanym rozwiązaniu, może pracować w ograniczonym zakresie amplitud sygnału wizyjnego. Przy nadmiernie dużej amplitudzie występuje przesterowanie układu, co powoduje obcinanie sygnału wizyjnego od strony bieli, a więc układ pełni jednocześnie rolę obcinacza bieli.

Sygnał wizyjny uzyskiwany z fotopowielaczy nie wykazuje większych zakłóceń w okresie wygaszania. Pozwala to uniknąć dodawania dodatkowych impulsów wygaszających i późniejszego ich obcinania na określonym poziomie.

Tę możliwość wykorzystano w układzie, w celu zaś usunięcia nieznacznych resztek zakłóceń zastosowano układ stabilizacji poziomu czerni o małej oporności, pracujący na całej szerokości impulsu wygaszającego — tego samego, który wygasza lampę wybierającą.

Impulsy stabilizujące poziom czerni nie mogą mieć oczywiście opóźnionego tylnego zbocza, w porównaniu do impulsów wygaszających lampę wybierającą. Lampa ta musi zacząć wybieranie w tym samym czasie lub nieco później niż zostaje odblokowany układ zwierający stabilizacji poziomu czerni. Dlatego też impulsy wygaszania do lampy wybierającej powinny być wzięte z tego samego punktu układu co i impulsy sterujące stabilizację poziomu czerni w mieszaczach. Opóźnienie wynikające z przesyłania sygnału wizyjnego od fotopowielacza jest tu wystarczające.

Zaletą zastosowanego systemu odtwarzania poziomu czerni jest mała oporność i dokładne utrzymanie tego poziomu. Wadami układu są: wrażliwość na zakłócenia przychodzące z sieci poprzez obwody żarzenia lampy „zwierającej” i wprowadzanie zakłócenia impulsowego (w formie „szpilek”) na krawędziach impulsu gaszącego.

Wpływ sieci poprzez żarzenie usuwa się symetryzowaniem zasilania lampy i ekranowaniem uzwojenia żarzenia od uzwojenia sieciowego.

Układy dodawania impulsów synchronizacji i stopni wyjściowych są dostatecznie proste i zasada ich pracy wynika wprost ze schematów.

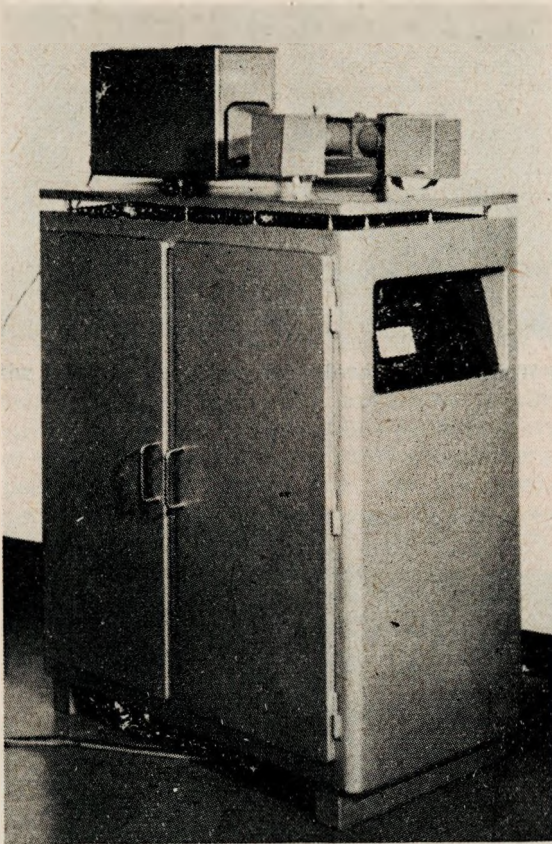
Opracowany układ mieszacza pomimo prostego rozwiązania charakteryzuje się wysoką stałością warunków pracy i wymaga jedynie okresowego doregulowania.

## **6. PODSTAWOWE DANE TECHNICZNE ANALIZATORA PRZEZROCZY KOLOROWYCH**

Wykonany w Instytucie Łączności analizator przezroczy kolorowych nie odbiega na ogół swoimi parametrami technicznymi od innych urządzeń tego rodzaju. Analizator zapewnia:

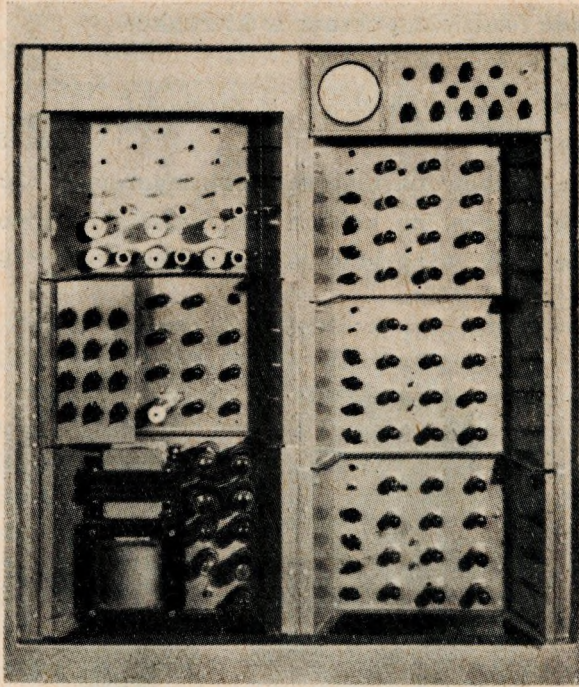


- zdolność rozdzielczą obrazu w kierunku pionowym ok. 575 linii
- zdolność rozdzielczą obrazu w kierunku poziomym ok. 500 linii
- poziom szumów na kolorze czerwonym — 30 dB
- poziom szumów na kolorze zielonym — 40 dB
- poziom szumów na kolorze niebieskim — 36 dB

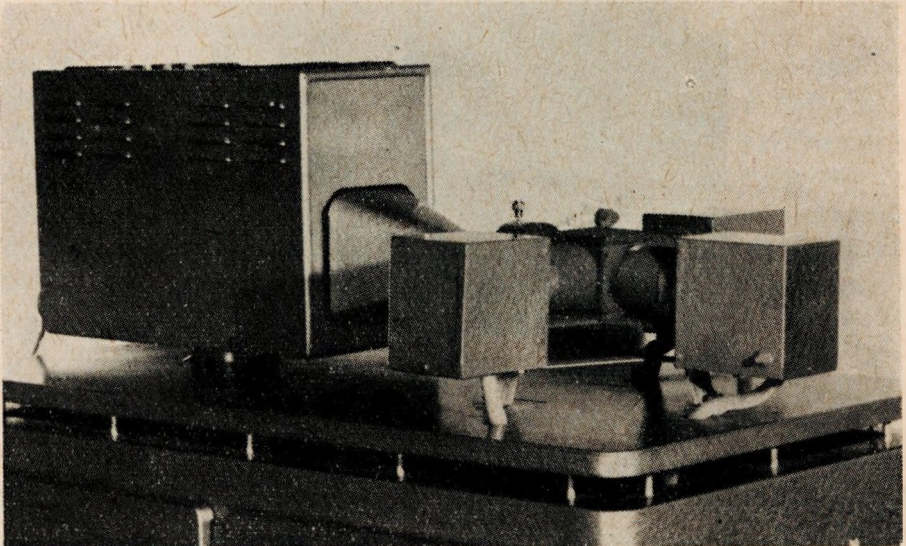


Rys. 29. Widok ogólny analizatora przezroczny kolorowych

Urządzenie w celu zapewnienia mu właściwych warunków pracy powinno być zasilane sieciowym napięciem stabilizowanym z dokładnością do  $\pm 2\%$  (np. przez stabilizator magnetyczny). Na rys. 29, 30 i 31 pokazano wygląd zewnętrzny analizatora.



Rys. 30. Wnętrze szafy analizatora — torry sygnałów wizyjnych



Rys. 31. Zespół fotopowielaczy i obudowa lampy wybierającej analizatora przezroczcy

*Я. Подэйко*

## АНАЛИЗАТОР ДИАПОЗИТИВОВ ДЛЯ ЦВЕТНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ

### Резюме

В статье описано различные методы, применяемые для передачи диапозитивов в цветном телевидении с учетом их достоинств и недостатков. В дальнейшем обосновано выбор примененной системы. Приведено общую концепцию решения проблемы устройства для передачи цветных диапозитивов, произведенного Отделом телевидения Института связи, и подробно описано его видеотракт, приводя дополнительно электрические схемы.

*J. Podejko*

## SLIDE ANALYSER FOR NEEDS OF THE COLOUR TELEVISION

### Summary

In this article the various methods used for sending the slides in colour television have been discussed, paying attention to their advantages and disadvantages. The reasons for the choice of the applied system have been subsequently given. The general idea of designing the devices for colour slide sending executed in the Television Department of the Telecommunication Institute has been presented, and his video circuit has been described in detail. The paper has been completed by the electric schemes of the circuits.

*J. Podejko*

## UN ANALYSEUR DES TRANSPARENTS POUR LES BESOINS DE LA TÉLÉVISION EN COULEURS

### Sommaire

Dans cet article les différentes méthodes utilisées pour l'émission des transparents en télévision en couleurs sont discutées avec considération de leurs avantages et désavantages. On a justifié ensuite le choix du système appliqué. On a présenté la conception générale de la solution du dispositif pour l'émission des transparents en couleurs exécuté au Département de Télévision de l'Institut des Télécommunications et on a décrit en détail son circuit video, tout en complétant l'article par les schémas électriques des circuits.

*J. Podejko*

## EIN ANALYSATOR DER DIAPOSITIVE FÜR FARBFERNSEHEN

## Zusammenfassung

In diesem Artikel sind die verschiedenen für Sendung der Diapositiven im Farbfernsehen benutzten Verfahren beschrieben worden, mit Berücksichtigung ihrer Vorzüge und Fehler. Dann ist die Wahl des benutzten Systems begründet worden. Die allgemeine Konzeption der Lösung der in der Fernseh Abteilung des Instituts für Fernmeldewesen für Sendung der Diapositive bearbeiteten Einrichtung ist angegeben worden und ihrer Videostromkreis ist ausführlich beschrieben worden, mit den ergänzenden elektrischen Stromlaufpläne.

ALEKSANDER MAKIEDOŃSKI

621.391.832.4:621.376.2

## ANALIZA ZNIEKSZTAŁCEŃ HARMONICZNYCH W SYSTEMACH MODULACYJNYCH WYKORZYSTUJĄCYCH MODULACJĘ AMPLITUDY FALI NOŚNEJ

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego  
dnia 25. 3. 1965 r.

Przeprowadzono analizę teoretyczną zniekształceń harmoniczných obwiedni przebiegu zmodulowanego w.cz. w jednowstęgowych systemach modulacyjnych Kahna i Laboratorium Philipsa, przeznaczonych dla radiofonii wykorzystującej modulację amplitudy fali nośnej. Wyprowadzono przybliżone zależności wiążące współczynniki zawartości drugiej harmonicznej obwiedni sygnałów zmodulowanych w tych systemach z parametrami charakteryzującymi nielinearność charakterystyki fazowo-częstotliwościowej i nierównomierność charakterystyki tłumieniowej toru transmisyjnego.

Opisano metodę pozwalającą za pomocą układów laboratoryjnych w sposób syntetyczny otrzymywać sygnały zmodulowane o widmie trójskładnikowym i mało zniekształconej obwiedni.

Za pomocą opisaney metody przeprowadzono doświadczalną analizę zniekształceń harmoniczných obwiedni powstających w obu rozpatrywanych systemach jednowstęgowych oraz konwencjonalnym systemie dwuwstęgowej modulacji amplitudy (AM).

Otrzymane wyniki pozwoliły określić stopień przybliżenia uzyskiwany przez wyprowadzone zależności, a także porównać wrażliwość obu analizowanych systemów jednowstęgowych i konwencjonalnego systemu AM na zniekształcenia harmoniczne obwiedni powstające wskutek nieidealnych charakterystyk przenoszenia toru transmisyjnego.

### 1. WSTĘP

Szeroko stosowany obecnie w radiofonii długo, średnio i krótkofalowej system dwuwstęgowej modulacji amplitudy nie jest jedynym systemem, w którym przebieg zmodulowany posiada przy modulacji sygnałem sinusoidalnym widmo o trzech składnikach i obwiednię z małymi zniekształceniami harmonicznymi.

W literaturze [2], [3], [4], [5] opisane są inne systemy o modulacji amplitudy i o widmie trójskładnikowym oraz mało zniekształconej obwiedni.

Te nowe tzw. kompatybilne <sup>1)</sup> jednowstęgowe systemy modulacyjne oznaczone w literaturze zagranicznej w skrócie CSSB (Compatible Single Sideband) pracują na zasadzie jednoczesnej modulacji amplitudy i fazy fali nośnej, w rezultacie czego powstaje sygnał zmodulowany o widmie trójskładnikowym położonym z jednej strony przebiegu nośnego i obwiedni o małych zniekształceniach harmonicznym.

Autorzy proponowanych systemów oczekują, że tego typu emisja może być odbierana bez znacznych zniekształceń harmonicznym za pomocą zwykłego radiofonicznego odbiornika AM, dając polepszenie jakości odbioru, zwłaszcza w warunkach występowania zakłóceń przemysłowych i interferencyjnych.

Przy transmisji zarówno sygnałów o konwencjonalnej dwuwstęgowej modulacji amplitudy, jak i przy transmisji sygnału w systemie CSSB występują zniekształcenia harmoniczne i tłumieniowe obwiedni, co w konsekwencji, po detekcji, wywołuje powstawanie zniekształceń sygnału odbieranego.

Zniekształcenia te powstają w torze transmisyjnym wskutek naruszenia wzajemnych stosunków amplitudowo-fazowych składników widmowych przebiegu zmodulowanego. W radiofonicznym torze transmisyjnym tego typu zniekształcenia powstają przede wszystkim w odbiornikach. W powszechnie dziś stosowanych odbiornikach radiofonicznych z przemianą częstotliwości głównym członem powodującym powstanie wspomnianych zniekształceń są wzmacniacze pośredniej częstotliwości, których charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowe i fazowo-częstotliwościowe odbiegają dość znacznie od pożądanych.

Ścisła analiza matematyczna zniekształceń harmonicznym obwiedni w obwodach liniowych odbiorników, nawet w przypadku konwencjonalnej dwuwstęgowej modulacji amplitudy, nie jest łatwa.

Znane z literatury [1] zależności wiążące wartość powstających w konwencjonalnym systemie modulacji amplitudy zniekształceń harmonicznym obwiedni z przebiegiem charakterystyk fazowych i amplitudowych obwodów liniowych odbiornika otrzymane były metodami analizy przybliżonej. Doświadczalne sprawdzenie uzyskiwanego za pomocą tych wzorów stopnia przybliżenia nie mogło być przeprowadzone wobec braku dostatecznie dokładnej metody pomiarowej, pozwalającej pominąć wprowadzone przez nią samą błędy, zwłaszcza przy małych wartościach

---

<sup>1)</sup> Kompatybilny — adaptacja angielskiego przymiotnika pochodzenia łacińskiego „compatible” — dający się pogodzić (przyp. autora).

zniekształceń, w rezultacie czego wzory te miały ograniczone zastosowanie praktyczne.

Dla systemów CSSB podobnej analizy na razie nie opublikowano, chociaż istnieje pilna potrzeba zarówno przeprowadzenia samej analizy teoretycznej, jak i opracowania metody i aparatury pomiarowej, pozwalającej doświadczalnie sprawdzić otrzymane zależności. Za pomocą wspomnianej aparatury pomiarowej można by również określić stopień przybliżenia uzyskiwany przez wyprowadzone zależności dla konwencjonalnej dwuwstęgowej modulacji AM, jak również porównać wrażliwość zestrojów CSSB i konwencjonalnego zestroju o dwuwstęgowej modulacji amplitudy na zniekształcenia amplitudowe i fazowe wprowadzane przez tor transmisyjny.

Poniższa praca stanowi próbę rozwiązania przedstawionych zagadnień.

## 2. PRZYBLIŻONA ANALIZA TEORETYCZNA ZNIEKSZTAŁCEŃ HARMONICZNYCH OBWIEDNI PRZEBIEGU CSSB — POWSTAJĄCYCH W OBWODACH LINIOWYCH ODBIORNIKÓW

Spośród wielu systemów modulacji CSSB najbardziej znanymi są:

a) system *Kahna* opracowany przez Kahn Research Laboratory, Freeport — New York [2],

b) system *Philipsa* opracowany przez Naukowo-Badawcze Laboratorium tej firmy w Eindhoven (Holandia) [3].

Przy modulacji sygnałem sinusoidalnym małej częstotliwości o pulsacji —  $p$ , zmodulowane przebiegi w. cz. w tych systemach mogą być przedstawione następującymi równaniami

w systemie *Kahna*:

$$e(t) = E_0 [(1 - 0,3 m_1^2) \cos \omega_0 t + m_1 \cos (\omega_0 + p) t + 0,3 m_1^2 \cos (\omega_0 + 2p)t] \quad (1)$$

w systemie *Philipsa*:

$$e(t) = E_0 [\cos \omega_0 t + m_1 \cos (\omega_0 + p) t + \frac{m_1^2}{4} \cos (\omega_0 + 2p) t] \quad (2)$$

gdzie:

$e(t)$  — chwilowa wartość napięcia sygnału zmodulowanego,

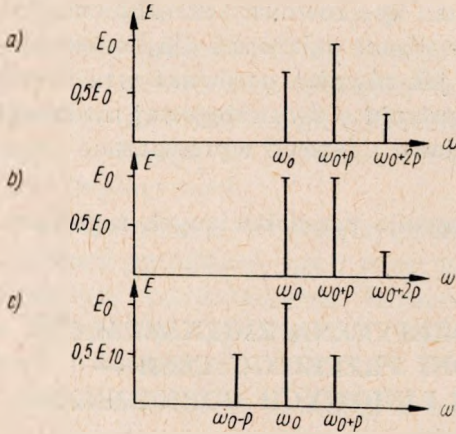
$E_0$  — amplituda fali nośnej,

$p$  — pulsacja sygnału modulującego m. cz.,

$\omega_0$  — pulsacja fali nośnej,

$m_1$  — współczynnik głębokości modulacji <sup>1)</sup>.

Widma tych przebiegów przy  $m_1 = 1$  pokazane są na rys. 1a, b, na którym, dla porównania, przedstawiono również widmo przebiegu zmodulowanego w systemie dwuwstęgowej modulacji amplitudy przy tej samej głębokości modulacji — rys. 1c. Przy przejściu sygnałów opisywanych



Rys. 1. Widma przebiegów zmodulowanych przy  $m_1 = 1$ : a) w systemie CSSB — Kahna, b) w systemie CSSB — Philipsa, c) w konwencjonalnym systemie dwuwstęgowej modulacji amplitudy

równaniami (1) i (2) przez obwód rezonansowy o charakterystyce amplitudowo-częstotliwościowej i fazowo-częstotliwościowej przedstawionych na rys. 2 ich chwilowe amplitudy mogą być zapisane w następującej postaci:

$$\begin{aligned}
 e(t) = & K(\omega_0) \cdot E_0 (1 - 0,3 m_1^2) \cos[\omega_0 t - \varphi(\omega_0)] + \\
 & + K(\omega_0 + p) \cdot E_0 m_1 \cos[(\omega_0 + p)t - \varphi(\omega_0 + p)] + \\
 & + K(\omega_0 + 2p) \cdot E_0 0,3 m_1^2 \cos[(\omega_0 + 2p)t - \varphi(\omega_0 + 2p)] \quad (3)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 e(t) = & K(\omega_0) \cdot E_0 \cos[\omega_0 t - \varphi(\omega_0)] + \\
 & + K(\omega_0 + p) \cdot E_0 m_1 \cos[(\omega_0 + p)t - \varphi(\omega_0 + p)] + \\
 & + K(\omega_0 + 2p) \cdot E_0 \frac{m_1^2}{4} \cos[(\omega_0 + 2p)t - \varphi(\omega_0 + 2p)] \quad (4)
 \end{aligned}$$

Fizycznie oznacza to zmianę amplitudy każdego składnika widmowego rzędu  $n$ -tego o pulsacji  $(\omega_0 + np)$  w stosunku  $K(\omega_0 + np)$  i jego fazy o wartość  $-\varphi(\omega_0 + np)$ .

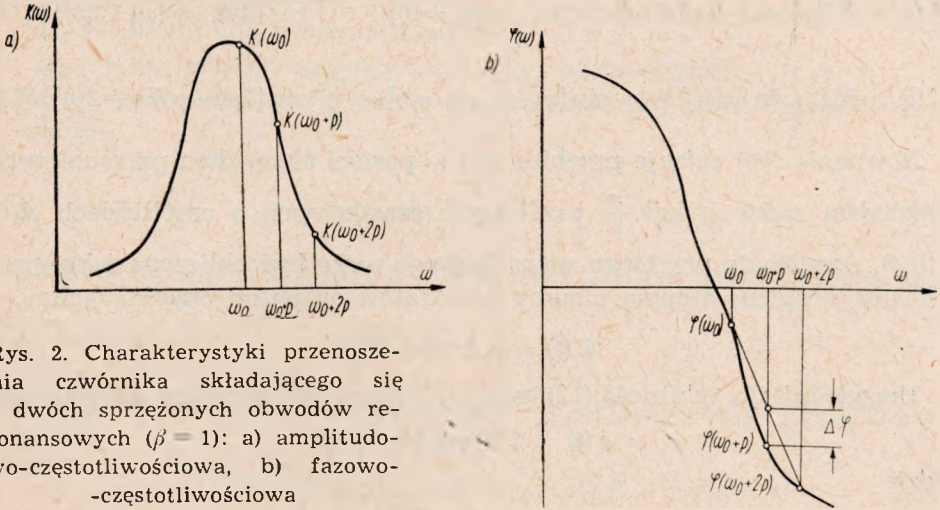
<sup>1)</sup> W systemie CSSB-Kahna współczynnik  $m_1$  jest równy współczynnikowi głębokości modulacji amplitudy  $m_a$  przebiegu w.cz., natomiast w systemie CSSB-Philipsa współczynniki  $m_1$  i  $m_a$  powiązane są ze sobą następującą zależnością:  $m_a = \frac{4m_1}{4+m_1^2}$ .



Dla znalezienia równania obwiedni przebiegów (3), (4) należy je przedstawić w postaci iloczynu dwóch funkcji

$$e(t) = C(t) \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (5)$$

Wolno zmieniająca się, w porównaniu z  $\cos(\omega_0 t + \varphi)$ , funkcja  $C(t)$  nosi nazwę obwiedni przebiegu  $e(t)$ . Dla ułatwienia przeprowadzenia



Rys. 2. Charakterystyki przenoszenia czwórnika składającego się z dwóch sprzężonych obwodów rezonansowych ( $\beta = 1$ ): a) amplitudowo-częstotliwościowa, b) fazowo-częstotliwościowa

analizy zniekształceń harmoniczných obwiedni przebiegów (3), (4) zostaną najpierw rozpatrzone zniekształcenia wywołane przesunięciami fazowymi składników widmowych przebiegów przy założeniu równomiernego przenoszenia ich amplitud, a następnie zniekształcenia wywołane zmianą wzajemnych stosunków amplitud składników przy zachowaniu właściwych przesunięć fazowych pomiędzy tymi składnikami, to znaczy w pierwszym przypadku przy założeniu:

$$K(\omega_0) = K(\omega_0 + p) = K(\omega_0 + 2p) = K \quad (6)$$

a w drugim przy założeniu:

$$\varphi(\omega_0) = \varphi(\omega_0 + p) = \varphi(\omega_0 + 2p) = 0 \quad (7)$$

lub w przypadku pracy na prostoliniowej części charakterystyki fazowo-częstotliwościowej obwodu rezonansowego lub filtra — przy

$$\varphi(\omega_0 + p) - \varphi(\omega_0) = \varphi(\omega_0 + 2p) - \varphi(\omega_0 + p) \quad (8)$$

Wykorzystując warunek (6), równanie (4) możemy sprowadzić do postaci:

$$e(t) = KE_0 \{ \cos[\omega_0 t - \varphi(\omega_0)] + m_1 \cos[(\omega_0 + p)t - \varphi(\omega_0 + p)] + \\ + \frac{m_1^2}{4} \cos[(\omega_0 + 2p)t - \varphi(\omega_0 + 2p)] \} \quad (9)$$

Przekształcając cosinus różnicy kątów na sumę iloczynów cosinusów i sinusów tych kątów i grupując człony zawierające  $\cos \omega_0 t$  i  $\sin \omega_0 t$  otrzymujemy:

$$e(t) = A(t) \cos \omega_0 t + B(t) \sin \omega_0 t \quad (10)$$

gdzie:

$$A(t) = KE_0 \left\{ \cos \varphi(\omega_0) + m_1 \cos [pt - \varphi(\omega_0 + p)] + \frac{m_1^2}{4} \cos [2pt - \varphi(\omega_0 + 2p)] \right\} \quad (11)$$

$$B(t) = KE_0 \left\{ \sin \varphi(\omega_0) - m_1 \sin [pt - \varphi(\omega_0 + p)] - \frac{m_1^2}{4} \sin [2pt - \varphi(\omega_0 + 2p)] \right\} \quad (12)$$

Równanie (10) opisuje przebieg  $e(t)$  w postaci sumy dwu przesuniętych względem siebie o kąt  $\frac{\pi}{2}$  przebiegów cząstkowych o amplitudach  $A(t)$  i  $B(t)$ . Amplituda przebiegu wypadkowego może być obliczona jako pierwiastek drugiego stopnia z sumy kwadratów amplitud cząstkowych:

$$C(t) = \sqrt{A^2(t) + B^2(t)} \quad (13)$$

Uwzględniając zależność (13), wzór (10) może być napisany następująco:

$$e(t) = C(t) \cos(\omega_0 t + \psi) \quad (14)$$

gdzie

$$\psi = \arctg \frac{A(t)}{B(t)} \quad (15)$$

Po podstawieniu do wzoru (13) zależności (11) i (12), równanie obwiedni  $C(t)$  przebiegu zmodulowanego  $e(t)$  może być przedstawione w postaci:

$$C(t) = KE_0 \sqrt{\left\{ \cos \varphi(\omega_0) + m_1 \cos [pt - \varphi(\omega_0 + p)] + \frac{m_1^2}{4} \cos [2pt - \varphi(\omega_0 + 2p)] \right\}^2 + \left\{ \sin \varphi(\omega_0) - m_1 \sin [pt - \varphi(\omega_0 + p)] - \frac{m_1^2}{4} \sin [2pt - \varphi(\omega_0 + 2p)] \right\}^2} \quad (16)$$

Wykonując nieskomplikowane przekształcenia trygonometryczne otrzymujemy:

$$C(t) = KE_0 \sqrt{1 + m_1^2 + \frac{m_1^4}{16} + 2m_1 \cos [pt + \varphi(\omega_0) - \varphi(\omega_0 + p)] + \frac{m_1^2}{2} \cos [2pt + \varphi(\omega_0) - \varphi(\omega_0 + 2p)] + \frac{m_1^3}{2} \cos [pt + \varphi(\omega_0 + p) - \varphi(\omega_0 + 2p)]} \quad (17)$$

Dla wyznaczenia współczynnika zawartości harmonicznch obwiedni

opisywanej równaniem (17) należy to równanie przedstawić w postaci szeregu:

$$C(t) = C_0 + C_p \cos(pt + \alpha_p) + C_{2p} \cos(2pt + \alpha_{2p}) + \dots + C_{np} \cos(np t + \alpha_{np}) + \dots \quad (18)$$

gdzie:

$C_0$  — składowa stała,

$C_{np}$  — amplituda  $n$ -tej harmonicznej,

$\alpha_{np}$  — kąt przesunięcia fazowego  $n$ -tej harmonicznej.

Stąd współczynnik zawartości  $n$ -tej harmonicznej może być obliczony ze wzoru:

$$h_n = \frac{C_{np}}{C_p} \quad (19)$$

Rozwinięcie wyrażenia (17) w szereg (18) dla dowolnego  $m_1$  nie jest łatwe.

Przy założeniu:

$$m_1^2 + \frac{m_2^4}{16} + 2m_1 \cos[pt + \varphi(\omega_0) - \varphi(\omega_0 + p)] + \frac{m_1^2}{2} \cos[2pt + \varphi(\omega_0) - \varphi(\omega_0 + 2p)] + \frac{m_1^3}{2} \cos[pt + \varphi(\omega_0 + p) - \varphi(\omega_0 + 2p)] = x < 1 \quad (20)$$

rozwinięcie takie można przeprowadzić wykorzystując wielomiany *Legendre'a* lub wzory dwumianu *Newtona* dla potęg ułamkowych.

Wykorzystując te ostatnie, a także wprowadzając oznaczenie  $x$  ze wzoru (20), wyrażenie (17) można doprowadzić do postaci:

$$C(t) = KE_0 \sqrt{1+x} = KE_0 \left( 1 + \frac{x}{2} - \frac{x^2}{8} + \frac{x^3}{16} + \dots \right) \quad (21)$$

Po podstawieniu do wzoru (21) wartości  $x$  z zależności (20) oraz po pominięciu wyrazów zawierających głębokość modulacji  $m_1$  w potęgach większych od 2, otrzymujemy:

$$C(t) = KE_0 \left( 1 + \frac{m_1^2}{4} \right) + KE_0 m_1 \cos(pt + \alpha_p) + KE_0 \frac{m_1^2}{2} \sin \Delta\varphi \cos(2pt + \alpha_{2p}) \quad (22)$$

gdzie:

$$\Delta\varphi = \varphi(\omega_0 + p) - \frac{\varphi(\omega_0) + \varphi(\omega_0 + 2p)}{2} \quad (23)$$

$$\alpha_p = \varphi(\omega_0) - \varphi(\omega_0 + p) \quad (24)$$

Podstawiając do wzoru (19) wartości  $C_{np}$  z zależności (22) można otrzymać następujące wyrażenie na współczynnik zawartości drugiej harmo-

nicznej  $h_2$  dla systemu CSSB, opracowanego przez Laboratorium firmy Philips

$$|h_2| = \frac{m_1}{2} \sin \Delta\varphi \quad (25)$$

Ponieważ dla tych wartości współczynników głębokości modulacji, przy których jest spełniony warunek (20), wypadkowy współczynnik zawartości harmonicznych jest głównie określany udziałem drugiej harmonicznej w dalszej części pracy rozpatrywany będzie wyłącznie współczynnik zawartości drugiej harmonicznej  $h_2$ .

Kąt  $\Delta\varphi$  określony równaniem (23) jest specjalnie zaznaczony na rys. 2b i stanowi różnicę między kątem fazowym składnika środkowego a średnią arytmetyczną kątów fazowych składników bocznych.

W przypadku systemu CSSB będzie to różnica pomiędzy kątem fazowym składnika bocznego pierwszego rzędu a średnią arytmetyczną kątów fazowych fali nośnej i składnika drugiego rzędu.

Powyższa definicja  $\Delta\varphi$  pozwala charakteryzować zniekształcenia harmoniczne w systemach CSSB i w dwuwstęgowym systemie AM za pomocą tego samego parametru, dzięki czemu można łatwo porównywać odporność obu systemów modulacyjnych (CSSB i dwuwstęgowego AM) na zniekształcenia wywoływane przesunięciami fazowymi, powstającymi w torze transmisyjnym.

Wyprowadzenie wzoru na wartość współczynnika zawartości drugiej harmonicznej  $|h_2|$  dla systemu *Kahna* opisywanego równaniem (3) przeprowadza się identyczną metodą, z tym że warunkiem zbieżności szeregu (21) jest

$$\{0,4 m_1^2 + 0,18 m_1^4 + 2m_1(1 - 0,3m_1^2) \cos [pt + \varphi(\omega_0) - \varphi(\omega_0 + p)] + 0,6 m_1^3 \cos pt + 0,6 m_1^2(1 - 0,3m_1^2) \cos [2pt + \varphi(\omega_0) - \varphi(\omega_0 + 2p)]\} < 1 \quad (26)$$

Otrzymana tą metodą zależność ma postać:

$$h_2 = m_1 \sqrt{0,1525 - 0,15 \cos 2\Delta\varphi} \quad (27)$$

Przebieg zależności  $|h_2| = f(\Delta\varphi)$  obliczony według wzorów (25) i (27) przy  $m_1 = 0,3$  jest przedstawiony na rys. 3 (krzywe 1 i 2). Na tym samym rysunku dla porównania przedstawiono przebieg (krzywa 3) zależności  $|h_2| = f(\Delta\varphi)$  dla dwuwstęgowej modulacji amplitudy, obliczony według wprowadzonego wzoru [1]:

$$|h_2| = \frac{m_1}{4} |\sin \Delta\varphi \operatorname{tg} \Delta\varphi| \quad (28)$$

Z analizy zależności przedstawionych na rys. 3 wynika, że:

a) zniekształcenia harmoniczne obwiedni w systemie CSSB *Kahna* są nieco większe niż w systemie CSSB *Philipsa*,

b) przy

$$(n\pi + \varphi_K) < \Delta\varphi < (n\pi - \varphi_K)$$

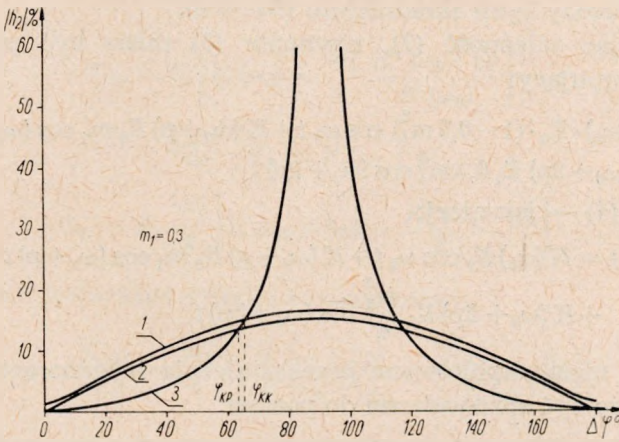
gdzie  $n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$ ,

zniekształcenia harmoniczne obwiedni w obu analizowanych systemach CSSB są mniejsze niż przy dwuwstęgowej modulacji amplitudy,

c) przy

$$(n\pi + \varphi_K) > \Delta\varphi > (n\pi - \varphi_K)$$

zniekształcenia harmoniczne w obu analizowanych systemach CSSB są większe niż przy dwuwstęgowej modulacji amplitudy.



Rys. 3. Przebiegi zależności zawartości drugiej harmonicznej  $|h_2|$  obwiedni od kąta  $\Delta\varphi$  przy  $m_1 = 0,3$ :

1 — w systemie CSSB-Kahna, 2 — w systemie CSSB-Philipsa, 3 — w systemie dwuwstęgowej modulacji amplitudy

Z powyższej analizy wynika, że wrażliwość systemów CSSB i systemu modulacji dwuwstęgowej na zniekształcenia harmoniczne wywołane przesunięciami fazowymi w obwodach liniowych odbiornika, zależy od stopnia nieliniowości charakterystyk fazowo-częstotliwościowych tych obwodów, który może być scharakteryzowany maksymalną wartością kąta fazowego  $\Delta\varphi_{max}$  mogącego wystąpić w roboczej części charakterystyki fazowej.

Przy  $\Delta\varphi_{max} < \varphi_K$  system dwuwstęgowej modulacji amplitudy jest mniej wrażliwy na zniekształcenia harmoniczne wywołane nieliniowością charakterystyk fazowo-częstotliwościowych obwodów liniowych odbiorników.

Przy  $\Delta\varphi_{max} > \varphi_K$  system CSSB będzie mniej wrażliwy na zniekształcenia harmoniczne od systemu dwuwstęgowej modulacji amplitudy tylko wtedy, gdy na znacznym odcinku roboczej części charakterystyki fazowo-częstotliwościowej będzie spełniony warunek  $(n\pi + \varphi_K) < \Delta\varphi < (n\pi - \varphi_K)$ . Zaznaczony na rys. 3 kąt  $\varphi_K$  można nazwać kątem krytycznym, przy któ-

rym współczynniki zawartości drugiej harmonicznej obwiedni w systemach CSSB i w systemie dwuwstępowej modulacji amplitudy są równe.

Wartości kątów  $\varphi_K$  (dla  $0 < \Delta\varphi < \frac{\pi}{2}$ ) obliczone z zależności otrzymanych przez przyrównanie wzoru (25) z (28) oraz wzoru (27) z (28) są w obu analizowanych systemach CSSB zbliżone i wynoszą: dla systemu CSSB Philipsa  $\varphi_{KP} \approx 63^\circ 30'$ , a dla systemu CSSB Kahna  $\varphi_{KK} \approx 65^\circ 30'$ .

Z kolei zostaną rozpatrzone zniekształcenia harmoniczne obwiedni wywołane nierównomiernym przenoszeniem amplitud składników widmowych przebiegu zmodulowanego, przy zachowaniu właściwych przesunięć fazowych pomiędzy tymi składnikami ( $\Delta\varphi = 0$ ).

Uwzględniając zależność (7), równanie (3) może być przedstawione w sposób następujący:

$$e(t) = K(\omega_0) \cdot E_0 \cdot (1 - 0,3m_1^2) \cos \omega_0 t + K(\omega_0 + p) E_0 m_1 \cos(\omega_0 + p)t + \\ + K(\omega_0 + 2p) E_0 0,3m_1^2 \cos(\omega_0 + 2p)t \quad (29)$$

zaś równanie (4) — jak niżej:

$$e(t) = K(\omega_0) E_0 \cos \omega_0 t + K(\omega_0 + p) E_0 m_1 \cos(\omega_0 + p)t + \\ + K(\omega_0 + 2p) E_0 \frac{m_1^2}{4} \cos(\omega_0 + 2p)t \quad (30)$$

Wykonując nieskomplikowane przekształcenia trygonometryczne, równanie (30) może być sprowadzone do postaci:

$$e(t) = A_1(t) \cos \omega_0 t + B_1(t) \sin \omega_0 t = C_1(t) \cos(\omega_0 t + \psi_1) \quad (31)$$

gdzie  $A_1(t)$ ,  $B_1(t)$  i  $C_1(t)$  są funkcjami czasu, wyrażonymi wzorami:

$$A_1(t) = E_0 [K(\omega_0) + m_1 K(\omega_0 + p) \cos pt + \frac{m_1^2}{4} K(\omega_0 + 2p) \cos 2pt] \quad (32)$$

$$B_1(t) = -E_0 [m_1 K(\omega_0 + p) \sin pt + \frac{m_1^2}{4} K(\omega_0 + 2p) \sin 2pt] \quad (33)$$

$$C_1 t = \sqrt{A_1^2 t + B_1^2 t^2} \quad (34)$$

Postępując analogicznie jak przy wyprowadzaniu wzoru (26) można otrzymać następujące przybliżone równanie obwiedni  $C_1(t)$  zmodulowanego przebiegu CSSB w systemie Philipsa

$$C_1(t) = \sqrt{A_1^2(t) + B_1^2(t)} \approx E_0 \left[ K(\omega_0) + \frac{m_1^2}{4} \frac{K^2(\omega_0 + p)}{K(\omega_0)} \right] + \\ + E_0 m_1 K(\omega_0 + p) \cos pt + E_0 \frac{m_1^2}{4} K(\omega_0 + 2p) - \frac{K^2(\omega_0 + p)}{K(\omega_0)} \cos 2pt \quad (35)$$

Równanie (35) jest zależnością przybliżoną, ponieważ po rozwinięciu wyrażenia (34) w szereg potęgowy wykorzystano tylko człony zawierające  $m_1$  w potęgach nie większych od 2.

Otrzymana zależność jest ważna przy spełnieniu następującej nierówności:

$$\left\{ \frac{m_1^2}{2} \left[ \frac{K(\omega_0 + p)}{K(\omega_0)} \right]^2 + \frac{m_1^4}{16} \left[ \frac{K(\omega_0 + 2p)}{K(\omega_0)} \right]^2 + 2m_1 \frac{K(\omega_0 + p)}{K(\omega_0)} \left| 1 + \frac{m_1^2 K(\omega_0 + 2p)}{4 K(\omega_0)} \right| \cos pt + \frac{m_1^2 K(\omega_0 + 2p)}{K(\omega_0)} \cos 2pt \right\} < 1$$

Wzór (35) może być przedstawiony w postaci

$$C_1(t) = C_{01} + C_p \cos pt + C_{2p} \cos 2pt \quad (36)$$

gdzie:

$$C_{01} = E_0 \left[ K(\omega_0) + \frac{m_1^2}{4} \frac{K^2(\omega_0 + p)}{K(\omega_0)} \right] \quad (37)$$

$$C_p = E_0 m_1 K(\omega_0 + p)$$

$$C_{2p} = E_0 \frac{m_1^2}{4} \left[ K(\omega_0 + 2p) - \frac{K^2(\omega_0 + p)}{K(\omega_0)} \right] \quad (38)$$

Współczynnik zawartości drugiej harmoniczej:

$$h_2 = \frac{|C_{2p}|}{C_p} = \frac{m_1}{4} \left[ \frac{K(\omega_0 + 2p)}{K(\omega_0 + p)} - \frac{K(\omega_0 + p)}{K(\omega_0)} \right] \quad (39)$$

Z analizy wzoru (39) wynika, że w systemie CSSB opracowanym w Laboratoriach Philipsa współczynnik zawartości drugiej harmoniczej będzie równy 0 nie tylko w przypadku prostokątnej krzywej selektywności odbiornika, ale i dla krzywej spełniającej warunek:

$$K(\omega + \Delta\omega) K(\omega - \Delta\omega) - K^2(\omega) = 0 \quad (40)$$

Warunek (40) spełniają funkcje wykładnicze typu:

$$K(\omega) = \prod_{i=1}^{i=n} K_0^{a_i} e^{a_i \omega} \quad (41)$$

gdzie  $a$  oraz  $n$  są dowolnymi liczbami rzeczywistymi.

Dla systemu CSSB Kahna wyprowadzenie wzoru na współczynnik zawartości drugiej harmoniczej przeprowadza się identyczną metodą, jak wyprowadzenie wzoru (39); w ten sposób otrzymujemy następującą zależność:

$$h_2 = \frac{m_1}{4} \left[ 1,2 \frac{K(\omega_0 + 2p)}{K(\omega_0 + p)} - \frac{K(\omega_0 + p)}{K(\omega_0)} \right] \quad (42)$$

Równanie (42) jest spełnione przy:

$$\left\{ m_1^2 \left[ \frac{K^2(\omega_0 + p)}{K^2(\omega_0)} - 0,6 \right] + 0,09 m_1^4 \left[ \frac{K^2(\omega_0 + 2p)}{K^2(\omega_0)} + 1 \right] + \right. \\ \left. + 2m_1 \frac{K(\omega_0 + p)}{K(\omega_0)} \left[ (1 - 0,3 m_1^2) + 0,3 m_1^2 \frac{K(\omega_0 + 2p)}{K(\omega_0)} \right] \cos pt + \right. \\ \left. + 0,6 \frac{K(\omega_0 + 2p)}{K(\omega_0)} m_1^2 (1 - 0,3 m_1^2) \cos 2pt \right\} < 1 \quad (43)$$

W celu graficznego przedstawienia zależności wyrażonych wzorami (39) i (42) należy je doprowadzić do następującej postaci:

a) dla systemu CSSB — Philipsa:

$$\frac{h_2}{m_1} = \frac{\frac{K(\omega_0)}{K} - 1}{4 \frac{K(\omega_0)}{K}}$$

przy założeniu:  $K(\omega_0 + p) = K(\omega_0 + 2p) = K$  (44)

$$\frac{h_2}{m_1} = \frac{1 - \left[ \frac{K(\omega_0 + p)}{K} \right]^2}{4 \frac{K(\omega_0 + p)}{K}}$$

przy założeniu:  $K(\omega_0) = K(\omega_0 + 2p) = K$  (45)

$$\frac{h_2}{m_1} = \frac{1}{4} \left[ \frac{K(\omega_0 + 2p)}{K} - 1 \right]$$

przy założeniu:  $K(\omega_0 + p) = K(\omega_0) = K$  (46)

b) dla systemu CSSB — Kahna:

$$\frac{h_2}{m_1} = \frac{1,2 \frac{K(\omega_0)}{K} - 1}{4 \frac{K(\omega_0)}{K}}$$

przy założeniu:  $K(\omega_0 + p) = K(\omega_0 + 2p) = K$  (47)

$$\frac{h_2}{m_1} = \frac{1,2 - \left[ \frac{K(\omega_0 + p)}{K} \right]^2}{4 \frac{K(\omega_0 + p)}{K}}$$

przy założeniu:  $K(\omega_0) = K(\omega_0 + 2p) = K$  (48)

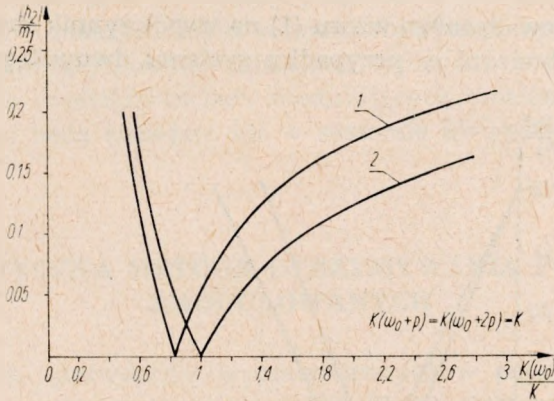
$$\frac{h_2}{m_1} = \frac{1}{4} \left[ 1,2 \frac{K(\omega_0 + 2p)}{K} - 1 \right]$$

przy założeniu:  $K(\omega_0) = K(\omega_0 + p) = K$  (49)

Wzory (44) do (49) wiążą normowany współczynnik zawartości drugiej harmonicznej obwiedni  $\left[ \frac{h_2}{m_1} \right]$  ze względnym współczynnikiem przeno-



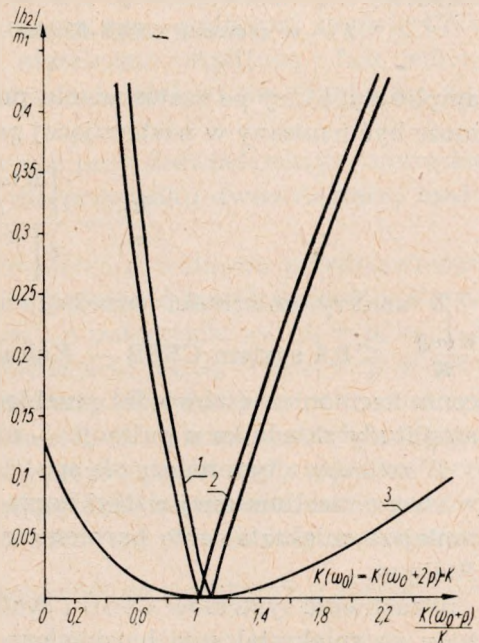
zenia amplitudy jednego ze składników widmowych przebiegu zmodulowanego, przy założeniu jednakowego przenoszenia amplitud dwu pozostałych składników.



Rys. 4. Przebiegi zależności  $\frac{|h_2|}{m_1}$  od wartości względnego współczynnika przenoszenia amplitudy składnika nośnego  $\frac{K(\omega_0)}{K}$  :

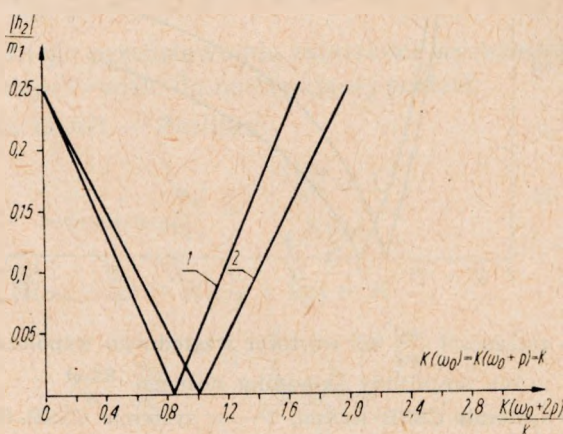
1 — w systemie CSSB-Kahna, 2 — w systemie CSSB-Philipsa

Rys. 5. Przebiegi zależności  $\frac{|h_2|}{m_1}$  od wartości względnego współczynnika przenoszenia amplitudy składnika widmowego przebiegu zmodulowanego, pierwszego rzędu  $\frac{K(\omega_0 + p)}{K}$  :  
1 — w systemie CSSB-Kahna, 2 — w systemie CSSB-Philipsa, 3 — w systemie dwuwstęgowej modulacji amplitudy



Na rysunkach 4, 5, 6 przedstawiono graficznie przebiegi zależności wyrażone wzorami (44) do (49).

Na rysunku 5 (krzywa 3) przedstawiono dodatkowo przebieg zależności  $\frac{|h_2|}{m_1} = F \left[ \frac{K(\omega_0 + p)}{K} \right]$  przy założeniu  $K(\omega_0) = K(\omega_0 - p) = K$ , obliczony na podstawie wyprowadzonego wzoru (1) na współczynnik zawartości drugiej harmonicznej obwiedni w przypadku systemu dwuwstęgowej modulacji



Rys. 6. Przebiegi zależności  $\frac{|h_2|}{m_1}$  od wartości względnego współczynnika przenoszenia amplitudy składnika widmowego przebiegu zmodulowanego, drugiego rzędu  $\frac{K(\omega_0 + 2p)}{K}$   
1 — w systemie CSSB-Kahna, 2 — w systemie CSSB-Philipsa

amplitudy, który po zastosowaniu przyjętych w niniejszej pracy oznaczeń może być napisany w następującej postaci:

$$\frac{|h_2|}{m_1} = \frac{\left[ \frac{K(\omega_0 + p)}{K} - 1 \right]^2}{8 \left[ \frac{K(\omega_0 + p)}{K} + 1 \right]} \quad (50)$$

Z analizy zależności przedstawionych na rys. 4 wynika, że przy  $\frac{K(\omega_0)}{K} < 0,9$  system CSSB — Kahna jest mniej wrażliwy na zniekształcenia harmoniczne obwiedni przebiegu zmodulowanego wywołane zmianą amplitudy składnika o pulsacji  $\omega_0$  niż system CSSB Philipsa.

W związku z tym należy się spodziewać, że przy rozstrojeniu odbiornika w stronę niestłumionej wstęgi bocznej powstaną w systemie CSSB Kahna mniejsze zniekształcenia harmoniczne obwiedni niż w systemie CSSB — Philipsa.

Wrażliwość systemów CSSB i systemu dwuwstęgowej modulacji amplitudy na zniekształcenia harmoniczne obwiedni wywołane nierównomier-

nym przenoszeniem składników widmowych sygnałów zmodulowanych zależy w znacznym stopniu od charakterystyk selektywności odbiorników.

W odbiornikach posiadających wzmacniacze pośredniej częstotliwości z obwodami o sprzężeniu ponadkrytycznym gałęzie charakterystyki selektywności znajdujące się między punktem o minimalnym wzmocnieniu a punktami o maksymalnym wzmocnieniu mogą być z dość dobrym przybliżeniem aproksymowane funkcjami typu (41), a w związku z tym przy niektórych częstotliwościach modulujących zniekształcenia harmoniczne obwiedni będą mniejsze niż w systemie dwuwstęgowej modulacji amplitudy.

### 3. SYNTETYCZNA METODA OTRZYMYWANIA PRZEBIEGÓW ZMODULOWANYCH

Doświadczalne sprawdzenie wyprowadzonych w poprzednim rozdziale zależności przy wykorzystaniu sygnałów CSSB otrzymanych w wyniku jednoczesnej modulacji amplitudy i fazy przebiegu nośnego przeprowadzonej metodami opisanymi w [2], [3], [4], [5] przedstawia znaczne trudności. Spowodowane są one tym, że żadna ze wspomnianych metod przy jej praktycznej realizacji nie prowadzi przy modulacji jedną częstotliwością  $\left(\frac{P}{2\pi}\right)$  do wytworzenia sygnału zmodulowanego o wyłącznie trójskładowym widmie. Ponadto w utworzonym tymi metodami sygnale CSSB bardzo trudno zmieniać oddzielnie i niezależnie amplitudę i fazę jednego ze składników widmowych przy zachowaniu stałości amplitud i faz dwu pozostałych składników.

Podobne trudności występują również przy doświadczalnym sprawdzeniu zależności wyprowadzonych [1] dla przypadku dwuwstęgowej modulacji amplitudy.

Wytworzenie przebiegów zmodulowanych o widmach przedstawionych na rys. 1 można przeprowadzić poprzez złożenie trzech sygnałów sinusoidalnych o odpowiednich amplitudach i o pulsacjach:  $\omega_0$ ,  $\omega_0 + p$ ,  $\omega_0 + 2p$  w przypadku systemów CSSB i o pulsacjach:  $\omega_0$ ,  $\omega_0 + p$ ,  $\omega_0 - p$  w przypadku dwuwstęgowej modulacji amplitudy. Pomiędzy tymi trzema sygnałami muszą być jednak zachowane ściśle i niezmiennie w czasie wzajemne przesunięcia fazowe, aby wytworzony przez złożenie tych sygnałów przebieg posiadał obwiednię o niezmiennym kształcie w czasie pomiaru.

Powyższy warunek nie może być spełniony nawet przy zastosowaniu jako źródeł sygnałów składowych, wzorców częstotliwości o stałości  $\frac{\Delta f}{f} \approx \pm 10^{-8}/\text{godz.}$ , gdyż powyższa niestałość wywołuje np. przy  $\omega_0 =$

=  $3,14 \cdot 10^6$ , niekontrolowaną zmianę fazy każdego składnika widmowego o około  $\pm 1,8^\circ/\text{godz.}$ , co jak wykazały nasze badania, praktycznie uniemożliwia przeprowadzenie analizy harmoniczej wytworzonej obwiedni.

Trzy sygnały o niezmiennych się w czasie pomiaru wzajemnych przesunięciach fazowych i o pulsacjach:  $\omega_0$ ,  $\omega_0 + p$ ,  $\omega_0 + 2p$  lub  $\omega_0$ ,  $\omega_0 + p$ ,  $\omega_0 - p$  mogą być otrzymane z dwóch dekadowych generatorów częstotliwości sterowanych z jednego wspólnego generatora kwarcowego.

Do tego celu mogą jednak być wykorzystane nie wszystkie znajdujące się na rynku generatory dekadowe, lecz tylko te z nich, w których nie jest stosowana automatyczna regulacja częstotliwości.

Powyższe wymagania spełnia generator dekadowy firmy Rohde & Schwarz typu XUA, który daje możliwość uzyskania, w zakresie  $1 \text{ kHz} \div 30 \text{ MHz}$ , dowolnej częstotliwości będącej wielokrotnością  $1 \text{ kHz}$ .

Urządzenie XUA może być sterowane wewnętrznym generatorem kwarcowym o częstotliwości  $100 \text{ kHz}$  lub sygnałem pochodzącym z zewnętrznego wzorca o tej samej nominalnej częstotliwości.

Dzięki takiemu układowi można sterować oba generatory dekadowe ze wspólnego źródła wykorzystując do tego celu wewnętrzny generator kwarcowy jednego z nich.

Z tak połączzonego zestawu można otrzymać:

1) sygnały o częstotliwościach  $F_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$  o wartościach:  $100 \text{ kHz}$ ,  $10 \text{ kHz}$  i  $1 \text{ kHz}$  rozprowadzane za pomocą specjalnych gniazd koncentrycznych umieszczonych na tylnej ściance każdego z urządzeń typu XUA;

2) sygnał o częstotliwości  $F_0 + f = \frac{\omega_0 + p}{2\pi}$  uzyskiwany na wyjściu generatora I;

3) sygnał o częstotliwości  $F_0 + 2f = \frac{\omega_0 + 2p}{2\pi}$  lub  $F_0 - f = \frac{\omega_0 - p}{2\pi}$  uzyskiwany na wyjściu generatora II.

Te trzy sygnały doprowadzane są do urządzenia noszącego nazwę „Syn-tezer przebiegów modulowanych”, w którym zostają złożone z zachowaniem wymaganych dla modelowanego systemu modulacyjnego wzajemnych stosunków fazowych i amplitudowych.

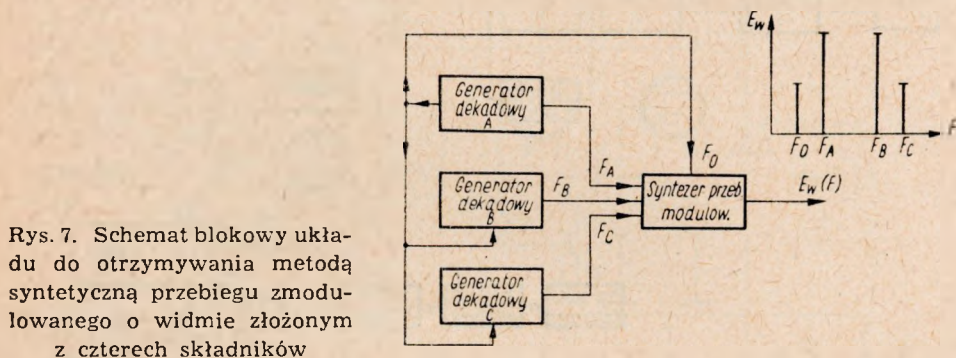
W podobny sposób można modelować również systemy modulacyjne o widmach składających się z więcej niż trzech składników. W ogólnym przypadku dla modelowania przebiegu o  $n$  składnikami konieczne jest użycie  $(n - 1)$  generatorów dekadowych.

Dla przykładu na rys. 7 przedstawiono układ blokowy urządzenia służącego do modelowania systemu dwuwstęgowej modulacji amplitudy

z wytłumioną falą nośną przy modulacji dwoma sygnałami o częstotliwościach:

$$f_1 = \frac{F_B - F_A}{2}, \quad f_2 = \frac{F_C - F_0}{2}$$

Zmieniając w odpowiedni sposób częstotliwości wyjściowe generatorów ( $F_A$ ,  $F_B$ ,  $F_C$ ) można w prosty sposób odtwarzać pracę systemów modulatoryjnych przy różnych częstotliwościach modulujących. W wielu jednak przypadkach np. przy doświadczalnym sprawdzeniu zależności wyprowadzonych w poprzednim rozdziale tej pracy wystarczy wytworzyć przebieg zmodulowany o stałej wartości częstotliwości modulującej.



Rys. 7. Schemat blokowy układu do otrzymywania metodą syntetyczną przebiegu zmodulowanego o widmie złożonym z czterech składników

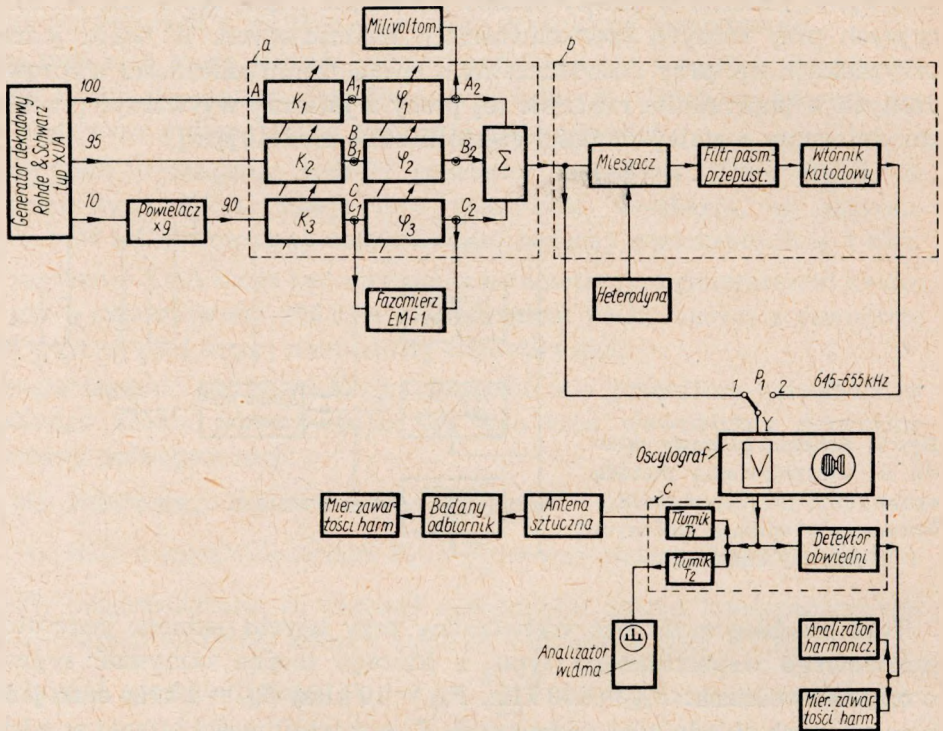
Taki przebieg może być wytworzony przy użyciu jednego generatora dekadowego wspomnianego typu, z którego można otrzymać sygnały o częstotliwościach:  $F_{01} = 100$  kHz,  $F_{02} = 10$  kHz,  $F_{03} = 1$  kHz oraz jeden z pożądanych składników widmowych  $F_p$  o częstotliwości leżącej w odstępnie  $f_{min} = \frac{P}{2\pi} = 1$  kHz od składnika  $F_{01}$ ,  $F_{02}$ ,  $F_{03}$ .

Pozostałe potrzebne składniki widmowe mogą być otrzymane poprzez powielanie, dzielenie i przemianę częstotliwości różnych kombinacji składników  $F_{01}$ ,  $F_{02}$ ,  $F_{03}$ ,  $F_p$ .

Rysunek 8 przedstawia schemat blokowy układu syntetycznego otrzymywania przebiegów zmodulowanych o widmie trójskładnikowym, w którym wykorzystano opisaną powyżej metodę otrzymywania składników widmowych.

Do wejścia syntezy przebiegów modulowanych (człon a rys. 8) doprowadzane są sygnały o częstotliwościach  $F_A = 100$  kHz,  $F_B = 95$  kHz,  $F_C = 90$  kHz, przy czym dwa pierwsze z nich są uzyskiwane bezpośrednio z generatora dekadowego, a trzeci (90 kHz) jest otrzymywany poprzez 9-krotne powielenie częstotliwości  $F_{02} = 10$  kHz.

Syntezer przebiegów modulowanych o układzie blokowym jak na rys. 8 (człon *a*) posiada na wstępie trzy jednakowe torry zawierające regulowane tłumiki ( $K_1, K_2, K_3$ ) i regulowane przesuwники fazy ( $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$ ), za pomocą których na wyjściu każdego toru uzyskuje się sygnał o pożądanej amplitudzie i o pożądanym przesunięciu fazowym.

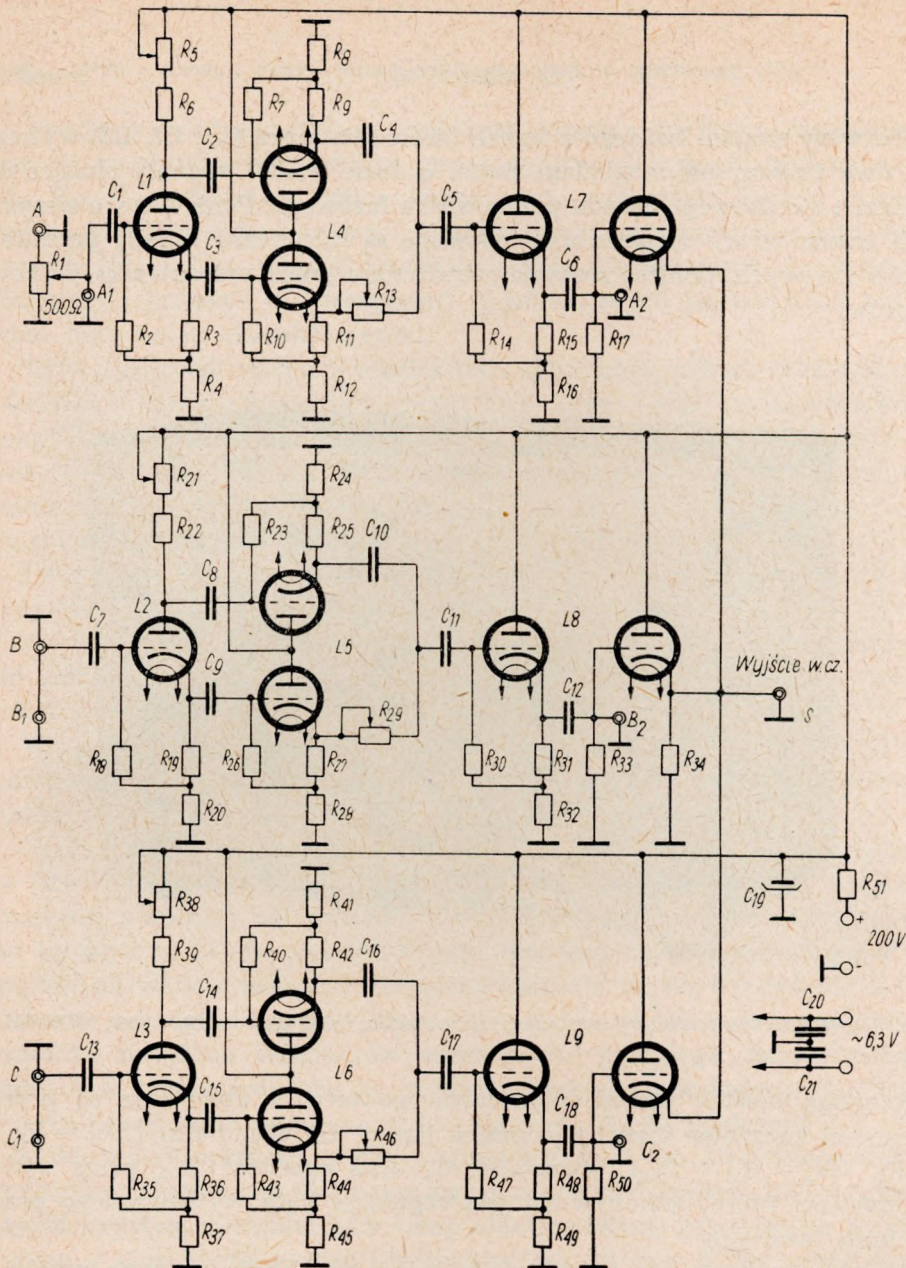


Rys. 8. Schemat blokowy układu do pomiaru zniekształceń harmoniczných obwiedni powstających w systemach modulacyjnych o trójskładnikowym widmie, przy wykorzystaniu syntetycznej metody otrzymywania przebiegów zmodulowanych  
*a* — syntezer przebiegów modulowanych, *b* — człon przemiany częstotliwości, *c* — detektor pomiarowy z tłumikami

Te trzy sygnały doprowadzone są następnie do układu sumującego ( $\Sigma$  na rys. 8 człon *a*), na wyjściu którego otrzymuje się przebieg zmodulowany posiadający obwiednię o niezmiennym się w czasie kształcie.

Układ elektryczny syntezy przebiegów modulowanych typu SPM-3K-1 przedstawiony jest na rys. 9, a jego widok zewnętrzny na rys. 10.

W układzie z rys. 9 funkcję tłumika  $K_1$  (rys. 8) spełnia potencjometr  $R_1$ , zaś jako tłumiki  $K_2$  i  $K_3$  wykorzystywane są regulatory napięcia znajdujące się na wyjściach generatora dekadowego i 9-krotnego powielacza częstotliwości.



Rys. 9. Schemat ideowy syntezera przebiegów modulowanych typu SPM-3K-1

L1, L2, L3, L7, L8, L9 — ECC85, L4, L5, L6 — E88CC

$R_1 = 500 \Omega$   $R_5 = R_{21} = R_{31} = 2 \text{ k}\Omega$   $R_{10} = R_{32} = R_{39} = 6 \text{ k}\Omega$   $R_{34} = 30 \Omega$

$R_{51} = 1 \text{ k}\Omega$   $R_2 = R_{15} = R_{17} = R_{18} = R_{33} = R_{34} = R_{35} = R_{48} = R_{50} = 510 \text{ k}\Omega$

$R_{13} = R_{23} = R_{46} = 10 \text{ k}\Omega$   $R_4 = R_{16} = R_{20} = R_{32} = R_{37} = R_{43} = 8 \text{ k}\Omega$

$R_3 = R_{19} = R_{36} = 560 \Omega$   $R_8 = R_{12} = R_{24} = R_{23} = R_{41} = R_{45} = 5 \text{ k}\Omega$

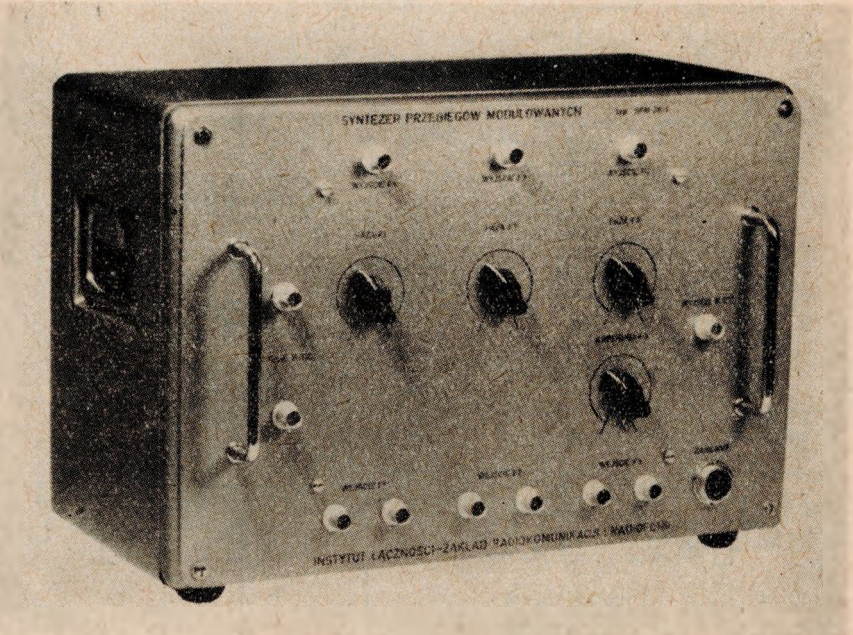
$R_9 = R_{11} = R_{25} = R_{27} = R_{42} = R_{44} = 200 \Omega$   $R_7 = R_{10} = R_{23} = R_{26} = R_{40} = R_{43} =$

$= 200 \text{ k}\Omega$   $R_{15} = R_{31} = R_{42} = 390 \Omega$   
 $C_1 = C_2 = C_3 = C_6 = C_7 = C_8 = C_9 = C_{11} = C_{12} = C_{13} = C_{14} = C_{15} = C_{17} = C_{18} =$

$= 1000 \text{ pF}$

$C_5 = C_{11} = C_{17} = 470 \text{ pF}$   $C_{18} = 32 \text{ }\mu\text{F}/400 \text{ V}$   $C_{20} = C_{21} = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$

Pierwszy stopień każdego z trzech torów syntezer (L1, L2, L3) wytwarza dwa przesunięte względem siebie w fazie o  $180^\circ$  sygnały służące do zasilania mostkowego układu przesuwника fazowego. Ponieważ we wszystkich trzech torach syntezer zastosowane są identyczne układy przesuwników fazowych, poniżej zostanie rozpatrzona praca przesuwnika jednego z torów.



Rys. 10. Widok zewnętrzny syntezeru przebiegów modulowanych typu SPM-3K-1

Ramiona mostka przesuwnika fazowego toru A utworzone są przez: oporności katodowe dwóch systemów lampy L4,  $Rk_1$  i  $Rk_2$  ( $Rk_1 = R_8 + R_9$ ,  $Rk_2 = R_{11} + R_{12}$ ), pojemność  $C_4$  oraz oporność  $R_{13}$ , przez zmianę wartości której dokonywana jest regulacja kąta wytwarzanego przesunięcia fazowego.

Aby ta regulacja nie wywoływała zmian amplitudy napięcia wyjściowego, muszą być spełnione następujące warunki:

1) oporności katodowe dwóch systemów lampy L4 muszą posiadać jednakowe wartości  $Rk_1 = Rk_2 = Rk$ .

2) napięcia  $Uk_1$  i  $Uk_2$  na opornościach  $Rk_1$  i  $Rk_2$  powinny posiadać jednakowe amplitudy oraz być wzajemnie przesunięte w fazie o kąt  $180^\circ$ .

3) oporności wewnętrzne źródeł napięć  $Uk_1$  i  $Uk_2$ ,  $Rw_1$  i  $Rw_2$  powinny posiadać jednakowe wartości  $Rw_1 = Rw_2 = Rw$  i być znacznie mniejsze od oporności katodowej  $Rk$ , ( $Rw \ll Rk$ ).



Powyższe warunki zostały spełnione poprzez dokładną regulację symetrii amplitudowej mostków przesuwników fazowych (potencjometry  $R_5, R_{21}, R_{38}$ ), staranny dobór elementów, racjonalny wybór częstotliwości pracy układu syntezy, a także dzięki zastosowaniu jako źródeł napięć  $U_{k_1}$  i  $U_{k_2}$  wtórników katodowych zbudowanych na specjalnie dobranych lampach elektronowych o jednakowych parametrach i o dużym nachyleniu charakterystyki.

Przy podanych na rys. 9 wartościach elementów układu, każdy z przesuwników fazowych pozwala regulować, przy praktycznie niezmienniej amplitudzie napięcia wyjściowego, kąt wytwarzanego przesunięcia fazowego w granicach  $\approx 120^\circ$ . Zmiana znaku kąta wytwarzanego przesunięcia fazowego może być dokonana w każdym z torów poprzez zamianę miejscami elementów:  $C_4$  i  $R_{13}$ ,  $C_{10}$  i  $R_{29}$  oraz  $C_{16}$  i  $R_{46}$ .

Powyższa zamiana nie prowadzi do zmiany zakresu regulacji bezwzględnej wartości kąta wytwarzanego przesunięcia fazowego.

Z wyjść mostków przesuwników fazowych sygnały doprowadzane są do układu sumującego poprzez separatory (I system elektrod lamp  $L_7, L_8, L_9$ ) uniezależniające pracę mostka od wpływu obciążenia.

W syntezie typu SPM3K-1 zastosowano układ sumujący o sprzężeniu katodowym, w którym wzajemne oddziaływanie źródeł sumowanych sygnałów jest bardzo małe.

Przy jednakowych parametrach lamp elektronowych pracujących w układzie sumującym (II system elektrod lamp  $L_7, L_8, L_9$ ) wzajemny stosunek amplitud składników widmowych przebiegu otrzywanego na wyjściu syntezera jest równy wzajemnemu stosunkowi amplitud sygnałów na wejściu układu sumującego (gniazda  $A_2, B_2, C_1$ , rys. 9).

Jeżeli jest spełniony powyższy warunek, to wyznaczenie wzajemnego stosunku amplitud składników widmowych przebiegu zmodulowanego może być przeprowadzone za pomocą zwykłego aperiodycznego woltomierza lampowego, załączanego do gniazd  $A_2, B_2, C_2$  syntezera.

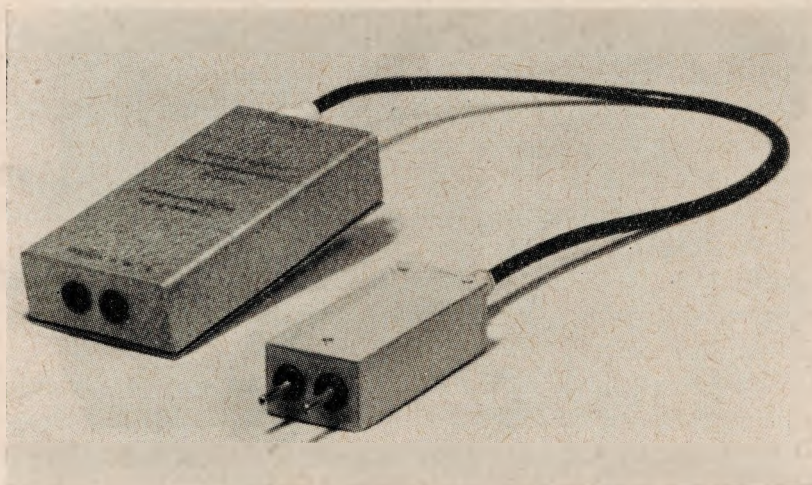
Maksymalne wartości napięć doprowadzanych do pierwszego stopnia każdego z trzech torów syntezera ograniczone są zakresem liniowej części charakterystyk dynamicznych lamp elektronowych pracujących w urzędzeniu i przy zastosowaniu elementów jak na rys. 9 nie przekraczają 200 mV (wart. skuteczna).

Ponieważ wartość współczynnika przenoszenia ( $K_p$ ) każdego z torów wynosi  $K_p \approx 0,1$ , maksymalna wartość napięcia otrzywanego na wyjściu syntezera nie przekracza 60 mV.

Przy tak małych wartościach napięcia, przeprowadzenie liniowej detekcji sygnału zmodulowanego nie jest możliwe. Dlatego też otrzymany na wyjściu syntezera sygnał przed doprowadzeniem do detektora obwieśni (człon c rys. 8) jest wzmacniany.

Jako wzmacniacz w układzie blokowym z rys. 8 stosowany jest szerokopasmowy wzmacniacz „osi  $y$ ” oscylografu katodowego f-my RFT typu -OG2-1d, na którego ekranie lampy oscylograficznej jest jednocześnie prowadzona obserwacja przebiegu zmodulowanego otrzymanego na wyjściu syntezera.

Detektor obwiedni o konwencjonalnym układzie detekcji równoległej z dwuczłonowym filtrem dolnoprzepustowym na wyjściu oraz dwa tłumiki  $T_1$  i  $T_2$  (rys. 8 człon c) umieszczone są we wspólnej konstrukcji, której zewnętrzny wygląd przedstawiony jest na rys. 11. Na tym samym



Rys. 11. Widok zewnętrzny detektora pomiarowego typu APD-1 oraz anteny sztucznej o układzie zgodnym z PN-64/T-04500

rysunku dodatkowo przedstawiona jest sztuczna antena, wykonana wg PN64/T-04500 [6].

Sygnal o częstotliwości akustycznej z wyjścia m. cz. detektora pomiarowego doprowadzany jest do przyrządów, za pomocą których przeprowadzana jest analiza harmoniczna napięcia powstałego w wyniku detekcji otrzymanego metodą syntetyczną zmodulowanego przebiegu w. cz. Jako przyrządy analizujące w układzie z rys. 8 zastosowano: analizator harmonicznych f-my Radiometer typu FRA2b, za pomocą którego wyznacza się wartość współczynników zawartości drugiej ( $h_2$ ) i trzeciej ( $h_3$ ) harmonicznych oraz miernik zniekształceń nieliniowych typu BKF5g tej samej firmy, mierzący łączne zniekształcenia harmoniczne analizowanego przebiegu m. cz.

Wchodzący w skład schematu blokowego z rys. 8 dziewięciokrotny powielacz częstotliwości łącznie z układem przemiany częstotliwości (człon

b — rys. 8) zmontowany jest we wspólnym zespole konstrukcyjnym o wyglądzie zewnętrznym przedstawionym na rys. 12. Schemat ideowy powielacza częstotliwości przedstawiony jest na rys. 13.

Powielacz częstotliwości składa się z dwóch stopni, z zastosowaniem pentod, z których każdy posiada współczynnik powielania równy 3. Dzięki zastosowaniu w każdym ze stopni powielacza dwóch sprzężonych obwodów rezonansowych o dużym współczynniku dobroci, ( $Q$ ) otrzymano znaczne tłumienie ( $\Delta S$ ) niepożądanych składników w sygnale wyj-

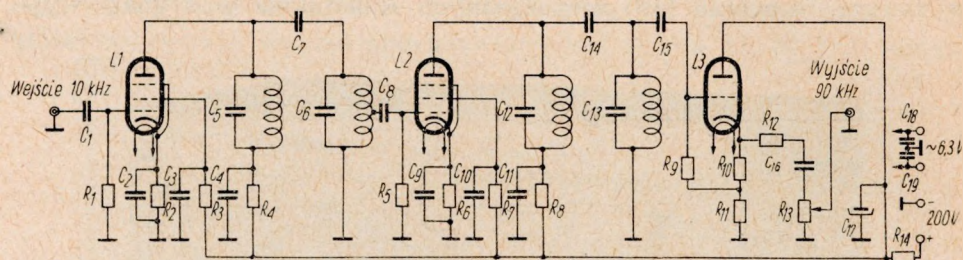


Rys. 12. Widok zewnętrzny zespołu powielania i przemiany częstotliwości typu ZPP-1

ściowym  $\Delta S < -60$  dB (w stosunku do sygnału o częstotliwości 90 kHz). Niezbędną stabilność pracy urządzenia uzyskano poprzez wystarzenie i termiczną kompensację obwodów rezonansowych powielacza. Znajdujący się na wyjściu powielacza wtórnik katodowy uniezależnia pracę urządzenia od wpływu zmian obciążenia.

Człon b układu z rys. 8 łącznie z heterodyną, w charakterze której zastosowano generator sygnałowy f-my Marconi typu TF867, służy do przesunięcia widma otrzymywanego na wyjściu syntezera przebiegu zmodulowanego do pasma częstotliwości użytkowanych przez radiofonie, dzięki czemu za pomocą sygnału uzyskanego metodą syntetyczną można badać łączne zniekształcenia harmoniczne obwiedni, powstające w konkretnych odbiornikach wskutek nieidealnych charakterystyk fazowo-częstotliwościowych i amplitudowo-częstotliwościowych ich torów wy-

sokiej i pośredniej częstotliwości. W tym przypadku sygnał zmodulowany po przejściu przez człon b, przełącznik  $P_1$  (pozycja 2), wzmacniacz osi  $y$  oscylografu (rys. 8) doprowadzany jest poprzez tłumik  $T_1$  i sztuczną antenę do gniazd antena—ziemia badanego odbiornika. Otrzymywany na wyjściu detektora amplitudowego odbiornika sygnał m. cz. doprowadzany jest do przyrządu mierzącego łączny współczynnik zawartości harmonicznych.



Rys. 13. Schemat ideowy powielacza częstotliwości

$L1, L2$  — 6F32     $L3$  — ECC85

$R_1 = R_2 = R_7 = 100 \text{ k}\Omega$      $R_4 = R_8 = R_{11} = 3 \text{ k}\Omega$      $R_6 = R_6 = 100 \Omega$

$R_5 = 500 \text{ k}\Omega$      $R_9 = 400 \text{ k}\Omega$      $R_{10} = 470 \Omega$      $R_{12} = 5 \text{ k}\Omega$

$R_{13} = 500 \Omega$      $R_{14} = 1,5 \text{ k}\Omega$

$C_1 = C_8 = C_9 = C_{16} = 1000 \text{ pF}$      $C_5 = C_{11} = 1540 \text{ pF}$      $C_2 = C_{10} = 5000 \text{ pF}$

$C_{12} = C_{13} = 1500 \text{ pF}$      $C_3 = C_4 = C_{11} = 30 \text{ pF}$      $C_{18} = C_{19} = 0,1 \mu\text{F}$

$C_7 = 15 \text{ pF}$      $C_{14} = 3 \text{ pF}$      $C_{15} = 75 \text{ pF}$      $C_{17} = 32 \mu\text{F}/400 \text{ V}$

Widmo przebiegu zmodulowanego, przesuniętego do pasma częstotliwości użytkowanych przez radiofonję jest obserwowane na ekranie lampy oscylograficznej analizatora widma, do którego analizowany przebieg jest doprowadzany z wyjścia wzmacniacza poprzez tłumik  $T_2$  (rys. 8 człon c).

Za pomocą tego samego zestawu pomiarowego, stosując opisaną powyżej metodę pomiarową, można przeprowadzać badania wpływu rozstrojenia odbiornika na wartość powstających w nim zniekształceń harmonicznych obwiedni przy odbiorze sygnałów CSSB lub sygnału o dwuwstęgowej modulacji amplitudy.

#### 4. DOŚWIADCZALNA ANALIZA ZNIEKSZTAŁCEŃ HARMONICZNYCH OBWIEDNI, POWSTAJĄCYCH W SYSTEMACH MODULACYJNYCH CSSB I W SYSTEMIE DWUWSTĘGOWEJ MODULACJI AMPLITUDY PRZY WYKORZYSTANIU SYNTETYCZNEJ METODY OTRZYMYWANIA PRZEBIEGÓW ZMODULOWANYCH

W celu doświadczalnego przeprowadzenia analizy zniekształceń harmonicznych obwiedni przebiegu zmodulowanego w systemach CSSB

lub w systemie dwuwstęgowej modulacji amplitudy wywołanych naruszeniem wzajemnych stosunków amplitudowych i fazowych pomiędzy składnikami widmowymi tworzącymi ten przebieg przy wykorzystaniu opisanej w rozdz. 3 metody, w układzie z rys. 8 należy odłączyć: człon przemiany częstotliwości, heterodynę oraz tor pomiarowy badanego odbiornika.

Załączając woltomierz lampowy  $V_1$  kolejno do gniazd  $A_2$ ,  $B_2$ ,  $C_2$  i regulując tłumikami  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$  dążymy do uzyskania takiego stosunku napięć  $U_{C_2} : U_{B_2} : U_{A_2}$ , który odpowiadałby stosunkowi amplitud składników widmowych modelowanego przebiegu przy  $m_1 = 1$ , z tym jednak, aby skuteczne wartości napięć  $U_{C_2}$ ,  $U_{B_2}$ ,  $U_{A_2}$  nie przekraczały 140 mV.

Obliczony z zależności teoretycznych opisujących dany przebieg (1), (2), [1] stosunek amplitud składników widmowych sygnału zmodulowanego przy  $m_1 = 1$  odpowiednio wynosi:

0,7 : 1 : 0,3 — dla systemu CSSB *Kahna*,

1 : 1 : 0,25 — dla systemu CSSB *Philipsa*,

0,5 : 1 : 0,5 — przy dwuwstęgowej modulacji amplitudy.

Regulując wzajemne przesunięcia fazowe pomiędzy składnikami widmowymi za pomocą przesuwników fazowych  $q_1$ ,  $q_2$ ,  $q_3$  dążymy do otrzymania na ekranie oscylografu przebiegu zmodulowanego o jak najmniej zniekształconej obwiedni.

Jeżeli za pomocą regulacji przesuwnikami  $q_1$ ,  $q_2$ ,  $q_3$  nie udaje się otrzymać na ekranie oscylografu przebiegu o niezniekształconej obwiedni, to należy poprzez niewielkie przestrojenie heterodyny drugiej dekady generatora dekadowego zmienić fazę składnika  $B$  ( $F_B = 95$  kHz).

Ponieważ jednak nawet niewielkie przestrojenie heterodyny drugiej dekady wywołuje znaczną zmianę amplitudy składnika  $B$ , należy po przestrojeniu powtórnie sprawdzić za pomocą woltomierza  $V_1$  wartość napięcia  $U_{B_2}$  i w razie konieczności przez regulację tłumika  $K_2$  przeprowadzić niezbędną korekcję.

Po załączeniu miernika zawartości harmoniczych do wyjścia m.cz. detektora pomiarowego przeprowadza się przesuwnikami  $q_1$ ,  $q_2$ ,  $q_3$  ostateczną regulację przesunięć fazowych składników widmowych otrzymanego przebiegu poprzez sprowadzenie wskazań załączonego przyrządu do minimum.

Minimalna wartość łącznego współczynnika zawartości harmoniczych obwiedni otrzymanego metodą syntetyczną przebiegu zmodulowanego dla systemu CSSB *Philipsa* nie przekraczało 0,8% przy  $m_1 = 1$ .

Regulacja wartości współczynnika głębokości modulacji amplitudy ( $m_1$ ) otrzymywanego na wyjściu syntezeru przebiegu dokonywana była poprzez zmianę za pomocą tłumików  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$  wartości napięć na zaciskach  $A_2$ ,  $B_2$ ,  $C_2$  (rys. 9).

Wartości napięć na tych zaciskach przy 100% głębokości modulacji  $U_{A2}$ ,  $U_{B2}$ ,  $U_{C2}$  i przy głębokości  $m = m_1$  powiązane są ze sobą następującymi zależnościami:

W przypadku systemu CSSB-Philipsa (górną wstęgą boczną):

$$U_{A2}(m_1) = m_1^2 U_{A2} \quad (51)$$

$$U_{B2}(m_1) = m_1 U_{B2} \quad (52)$$

$$U_{C2}(m_1) = U_{C2} = \text{const} \quad (53)$$

• W przypadku systemu CSSB-Kahna (górną wstęgą boczną):

$$U_{A2}(m_1) = m_1^2 U_{A2} \quad (54)$$

$$U_{B2}(m_1) = m_1 U_{B2} \quad (55)$$

$$U_{C2}(m_1) = (1 - 0,3 m_1^2) U_{B2} \quad (56)$$

W przypadku dwuwstęgowej modulacji amplitudy:

$$U_{A2}(m_1) = m_1 U_{A2} \quad (57)$$

$$U_{B2}(m_1) = U_{B2} = \text{const} \quad (58)$$

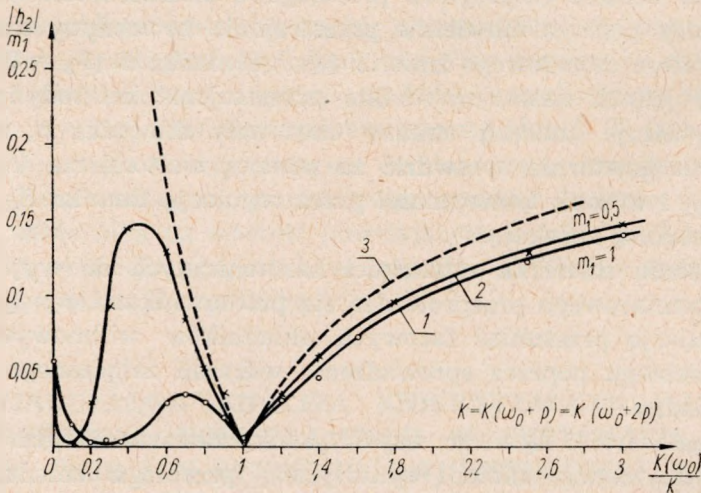
$$U_{C2}(m_1) = m_1 U_{C2} \quad (59)$$

lub

$$U_{A2}(m_1) = U_{A2} = \text{const} \quad (60)$$

$$U_{B2}(m_1) = \frac{U_{B2}}{m_1} \quad (61)$$

$$U_{C2}(m_1) = U_{C2} = \text{const} \quad (62)$$



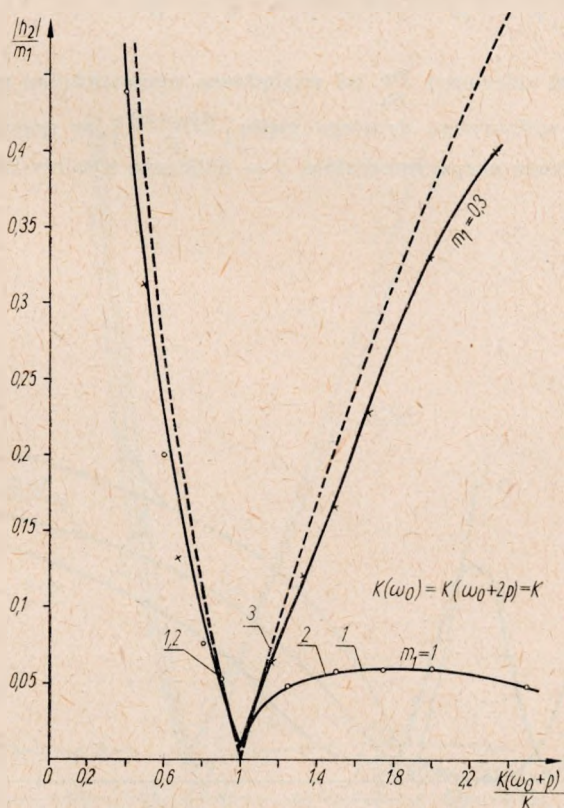
Rys. 14. Przebiegi zależności  $\frac{|h_2|}{m_1}$  w funkcji względnego współczynnika przenoszenia amplitudy składnika nośnego  $\left[ \frac{K(\omega_0)}{K} \right]$  sygnału zmodulowanego w systemie CSSB Philipsa

1, 2 — otrzymane eksperymentalnie, 3 — obliczone z zależności przybliżonych

Przy tym regulacja wartości współczynnika głębokości modulacji ( $m_1$ ) według zależności od (60) do (62) może być przeprowadzana w syntezerze typu SPM-3K-1 tylko do takiej wartości  $m_{1\min}$ , przy której skuteczna wartość napięcia  $U_{B2}$  przy  $m_{1\min}$  nie przekroczy 140 mV.

Zmieniając amplitudę jednego ze składników widmowych wytworzonego przebiegu o wartości  $\Delta U$  od wartości optymalnej określonej przy danej wartości  $m_1$  zależnościami od (51) do (62) i pozostawiając amplitudy dwu pozostałych składników widmowych niezmiennymi przeprowadza się pomiar wywołanych tą zmianą zniekształceń harmoniczych obwiedni.

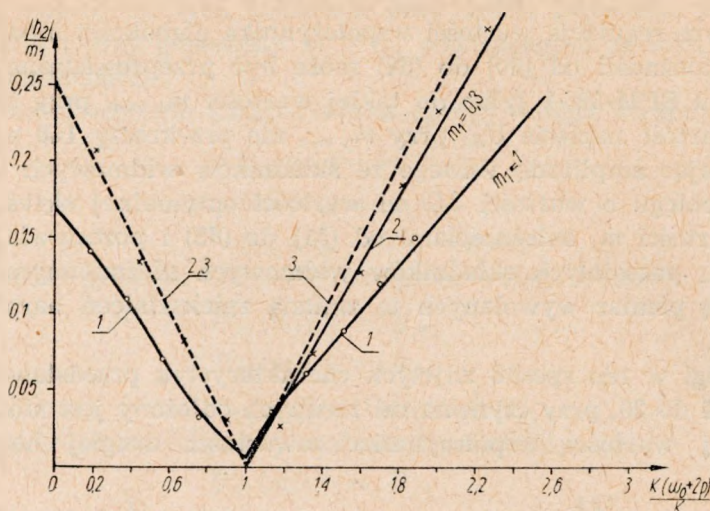
Przebiegi w ten sposób zdjętych charakterystyk przedstawione są na rys. od 14 do 20, przy czym na osi rzędnych odłożony jest stosunek bezwzględnej wartości współczynnika zawartości drugiej harmoniczej



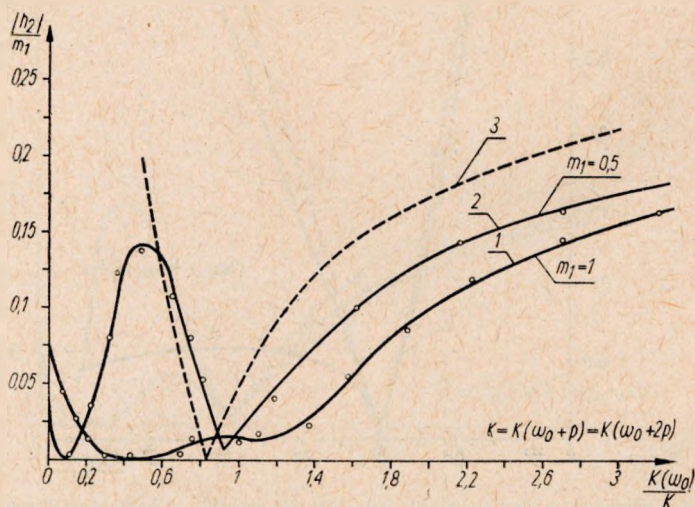
Rys. 15. Przebiegi zależności  $\frac{|h_2|}{m_1}$  w funkcji względnego współczynnika przenoszenia amplitudy składnika widmowego pierwszego rzędu  $\left[ \frac{K(\omega_0+p)}{K} \right]$ , w systemie

CSSB Philipsa

1, 2 — otrzymane eksperymentalnie, 3 — obliczone z zależności przybliżonych



Rys. 16. Przebiegi zależności  $\frac{|h_2|}{m_1}$  od względnego współczynnika przenoszenia amplitudy składowa widmowego drugiego rzędu  $\left[\frac{K(\omega_0 + 2p)}{K}\right]$ , w systemie CSSB Philipsa  
1, 2 — otrzymane eksperymentalnie, 3 — obliczone z zależności przybliżonych



Rys. 17. Przebiegi  $\frac{|h_2|}{m_1}$  w funkcji względnego współczynnika przenoszenia amplitudy składowa nośnego  $\left[\frac{K(\omega_0)}{K}\right]$  sygnału zmodulowanego, w systemie CSSB Kahna  
1, 2 — otrzymane eksperymentalnie, 3 — obliczone z zależności przybliżonych



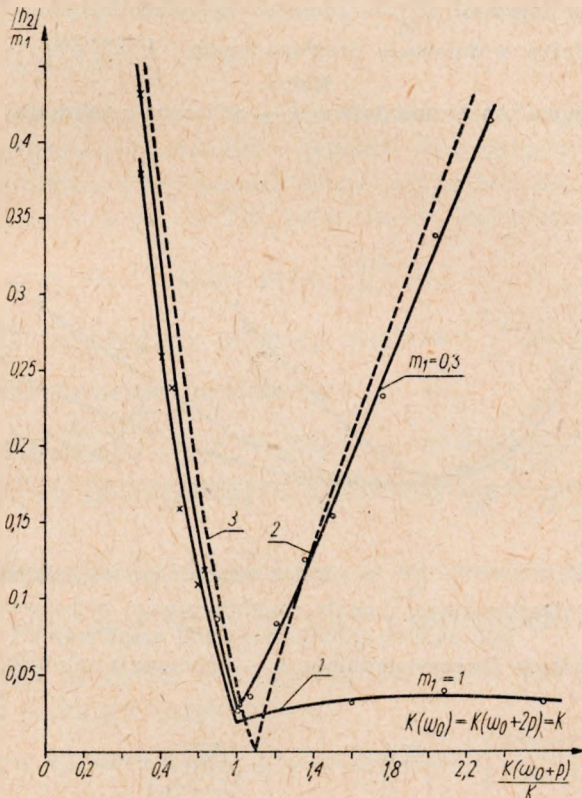
obwiedni ( $h_2$ ) odniesiony do wartości współczynnika głębokości modulacji ( $m_1$ ), którą posiadał dany sygnał zmodulowany przy  $\Delta U = 0$ , zaś na osi odciętych względne współczynniki przenoszenia tych składników widmowych, których amplitudy były zmieniane.

Wartości względnych współczynników przenoszenia powiązane są z wartościami napięć  $U_{A2}(m_1)$ ,  $U_{B2}(m_1)$ ,  $U_{C2}(m_1)$  i odpowiednimi przyrostami tych napięć  $\Delta U_{A2} = U'_{A2}(m_1) - U_{A2}(m_1)$ ,  $U_{B2} = U'_{B2}(m_1) - U_{B2}(m_1)$ ,  $U_{C2} = U'_{C2}(m_1) - U_{C2}(m_1)$  następującymi zależnościami:

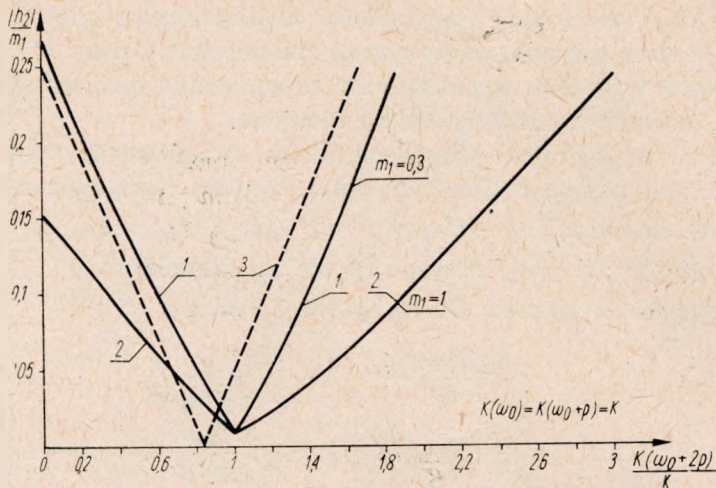
W przypadku systemów CSSB Kahna i Philipsa

$$\frac{K(\omega_0 + 2p)}{K} = 1 + \frac{\Delta U_{A2}}{U_{A2}(m_1)} \quad (63)$$

$$\frac{K(\omega_0 + p)}{K} = 1 + \frac{\Delta U_{B2}}{U_{B2}(m_1)} \quad (64)$$

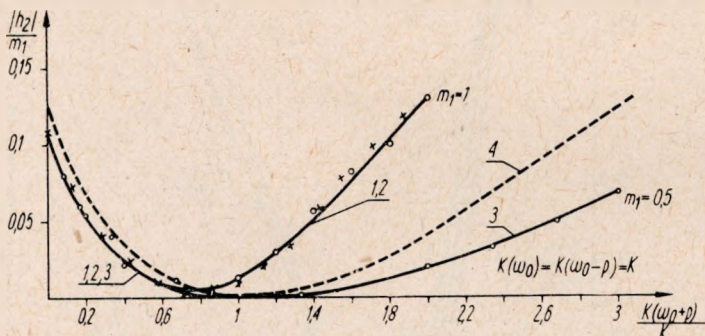


Rys. 18. Przebiegi  $\frac{|h_2|}{m_1}$  w funkcji względnego współczynnika przenoszenia amplitudy składnika widmowego pierwszego rzędu  $\left[\frac{K(\omega_0 + p)}{K}\right]$ , w systemie CSSB Kahna  
1, 2 — otrzymane eksperymentalnie, 3 — obliczone z zależności przybliżonych



Rys. 20. Przebiegi zależności  $\frac{|h_2|}{m_1}$  w funkcji względnego współczynnika przenoszenia amplitudy składnika widmowego drugiego rzędu  $\left[\frac{K(\omega_0 + 2p)}{K}\right]$ , w systemie CSSB Kahna

1, 2 — otrzymane eksperymentalnie, 3 — obliczone z zależności przybliżonych



Rys. 20 Przebiegi zależności  $\frac{|h_2|}{m_1}$  w funkcji względnego współczynnika przenoszenia amplitudy składnika bocznego, sygnału zmodulowanego w konwencjonalnym systemie dwuwstęgowej modulacji amplitudy

1, 2, 3 — otrzymane eksperymentalnie, 4 — obliczone z zależności przybliżonych

$$\frac{K(\omega_0)}{K} = 1 + \frac{\Delta U_{C2}}{U_{C2}(m_1)} \quad (65)$$

W przypadku dwuwstęgowej modulacji amplitudy

$$\frac{K(\omega_0 + p)}{K} = 1 + \frac{\Delta U_{A2}}{U_{A2}(m_1)} \quad (66)$$

Na rysunkach od 14 do 19 przedstawione są (linią przerywaną) dodatkowo teoretyczne przebiegi charakterystyk obliczone według przybliżonych zależności wyprowadzonych w rozdz. 2 dla systemów CSSB *Kahna* i *Philipsa*.

Na rysunku 20 przedstawiono dodatkowo teoretyczny przebieg zależności  $\frac{|h_2|}{m_1}$  obliczony wg zależności (50) [1] dla dwuwstęgowej modulacji amplitudy.

Z analizy zależności przedstawionych na rys. 15, 16, 18 wynika, że przy małych wartościach współczynnika głębokości modulacji ( $m_1 = 0,3$ ) wyprowadzone w rozdz. 2 wzory (45), (46), (48) dostatecznie dokładnie aproksymują w szerokim zakresie zmian wartości współczynników  $\frac{K(\omega_0+p)}{K}$ ,  $\frac{K(\omega_0+2p)}{K}$ , przebieg charakterystyk otrzymanych doświadczalnie. Przy  $m_1 > 0,3$  przybliżone zależności (45), (48) w sposób prawidłowy charakteryzują przebieg charakterystyk zawartości drugiej harmonicznej tylko przy  $\frac{K(\omega_0+p)}{K} < 1$ .

Przybliżone zależności (44), wiążące wartość współczynnika zawartości drugiej harmonicznej obwiedni sygnału zmodulowanego ze względnym współczynnikiem przenoszenia amplitudy składnika o częstotliwości nośnej, charakteryzują w sposób prawidłowy doświadczalny przebieg zależności  $\frac{h_2}{m_1}$  (rys. 14, 17) tylko przy  $\frac{K(\omega_0)}{K} \geq 1$ .

Przy  $\frac{K(\omega_0)}{K} < 1$  rzeczywisty przebieg zależności  $\frac{|h_2|}{m_1}$  jest skomplikowany i różny dla każdej wartości parametru  $m_1$ .

W zakresie  $0 < \frac{K(\omega_0)}{K} < 1$  występuje dla każdej krzywej jedno maksimum i jedno minimum osiąganego współczynnika zawartości drugiej harmonicznej.

Minimum zniekształceń harmoniczných obwiedni sygnału zmodulowanego występuje przy takiej wartości współczynnika  $\left[ \frac{K(\omega_0)}{K} \right]_1$ , przy której amplituda składnika nośnego sygnału CSSB jest równa amplitudzie składnika bocznego drugiego rzędu.

W przypadku systemu CSSB *Philipsa* wartości  $\left[ \frac{K(\omega_0)}{K} \right]_1$  mogą być obliczone z następującej zależności:

$$\left[ \frac{K(\omega_0)}{K} \right]_1 = \frac{m_1^2}{4} \quad (67)$$

Przy tej wartości względnego współczynnika przenoszenia amplitudy składnika nośnego, widmo przebiegu CSSB przy modulacji jednym sygnałem sinusoidalnym o częstotliwości  $f = \frac{p}{2\pi}$  jest identyczne jak widmo przebiegu otrzymywanego przy dwuwstęgowej modulacji amplitudy przy modulacji tym samym sygnałem  $\left(\frac{p}{2\pi}\right)$ , amplitudy fali nośnej o częstotliwości przesuniętej w stosunku do fali nośnej przebiegu CSSB o wartość  $+f$ , jeżeli sygnał CSSB emitowany jest na górnej wstędze bocznej i o wartość  $-f$ , jeżeli sygnał CSSB emitowany jest na dolnej wstędze bocznej.

Otrzymywany przy spełnieniu zależności (67) sygnał zmodulowany (teoretycznie o niezniekształconej obwiedni) będzie posiadał następującą wartość współczynnika głębokości modulacji amplitudy ( $m_a$ )

$$m_a = \frac{m_1^2}{2} \quad (68)$$

Podobne zjawisko przekształcania się widma przebiegu CSSB w widmo przebiegu o modulacji amplitudy i o przesuniętej częstotliwości nośnej występuje również w systemie CSSB *Kahna* przy

$$\left[ \frac{K(\omega_0)}{K} \right]_1 = \frac{0,3 m_1^2}{1 - 0,3 m_1^2} \quad (69)$$

Otrzymywany wówczas przebieg będzie posiadał współczynnik głębokości modulacji amplitudy  $m_a$ :

$$m_a = 0,6 m_1^2 \quad (70)$$

Z analizy zależności przedstawionych na rys. 14 i 17 wynika, że przy dużych wartościach współczynnika głębokości modulacji ( $m_1 \approx 1$ ) rozstrojenie odbiornika od fali nośnej, w stronę niewytlumionej wstęgi bocznej przy odbiorze emisji CSSB, będzie wywoływać w systemie CSSB *Kahna* mniejsze zniekształcenia harmoniczne niż w systemie CSSB *Philipsa*.

Przybliżona zależność (50), wiążąca wartość współczynnika zniekształceń drugiej harmonicznej obwiedni sygnału zmodulowanego przy dwuwstęgowej modulacji amplitudy z wartością względnego współczynnika przenoszenia amplitudy składnika bocznego, dostatecznie dokładnie aproksymuje doświadczalny przebieg zależności  $\frac{|h_2|}{m_1}$ , (rys. 20) tylko przy  $\frac{K(\omega_0 + p)}{K} < 1$ .

Doświadczalne wyznaczenie przebiegu zależności zniekształceń harmonicznych obwiedni sygnału zmodulowanego wywołanych naruszeniem

wzajemnych stosunków fazowych pomiędzy jego składnikami widmowymi dokonywane jest w tym samym układzie pomiarowym co i analiza zniekształceń harmonicznych obwiedni powstających wskutek nierównomiernego przenoszenia amplitud tych składników. Po utworzeniu opisaną poprzednio metodą sygnału zmodulowanego o niezniekształconej obwiedni i o pożądanej wartości współczynnika głębokości modulacji ( $m_1$ ), dołącza się kolejno do wejścia i wyjścia każdego z torów syntezeru (gniazda  $A_1 - A_2$ ,  $B_1 - B_2$ ,  $C_1 - C_2$ ) elektroniczny miernik fazy, za pomocą którego wyznacza się kąty przesunięcia fazowego  $q_{01}$ ,  $q_{02}$ ,  $q_{03}$ , pomiędzy napięciem na wejściu i wyjściu każdego z torów, przy których obwiednia utworzonego przebiegu zmodulowanego posiada minimum zniekształceń harmonicznych.

Zmieniając przesuwnikami  $q_1$ ,  $q_2$ ,  $q_3$  wartości kątów wytwarzanego przesunięcia fazowego  $q'_{01}$ ,  $q'_{02}$ ,  $q'_{03}$  można badać wpływ tej zmiany na wartość powstających zniekształceń harmonicznych obwiedni, otrzymywanego na wyjściu syntezeru sygnału zmodulowanego.

Na rysunkach 21, 22 przedstawiono uzyskane powyższą metodą przebiegi zależności  $h_2 = f(\Delta q)$  dla systemów modulacyjnych CSSB *Kahna* i *Philipsa*, a także dla dwuwstęgowej modulacji amplitudy. Kąt  $\Delta q$  stanowi różnicę pomiędzy wartością kąta  $q_{02}$  istniejącą przy  $h_2 = h_{2\min}$  a wartością kąta  $q'_{02}$  nastawianą przesuwnikiem  $q_2$  i odczytywaną ze skali fazomierza włączonego pomiędzy wejściem i wyjściem toru B syntezeru (rys. 8, 9).

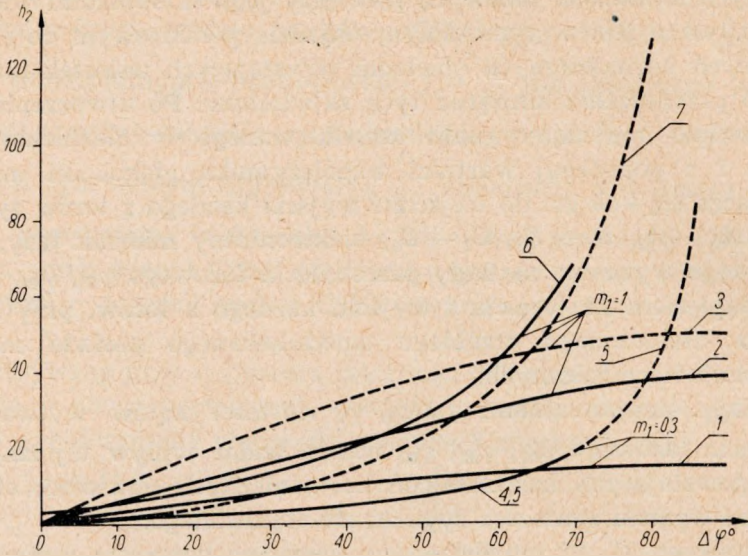
Na rysunkach 21 i 22 przedstawiono dodatkowo (linią przerywaną) przebiegi zależności  $h_2 = f(\Delta q)$  obliczone na podstawie przybliżonych wzorów (25), (27), (28). Z analizy zależności przedstawionych na tych rysunkach wynika, że przy  $m_1 = 0,3$  wyprowadzone w rozdz. 2 tej pracy przybliżone wzory (25), (27) wiążące wartość współczynnika zawartości drugiej harmonicznej ( $h_2$ ), obwiedni sygnału zmodulowanego z parametrem  $\Delta q$  określonym dla analizowanych systemów CSSB równaniem (23), bardzo dokładnie aproksymują rzeczywisty przebieg zależności  $h_2 = f(\Delta q)$ . Przy  $m_1 = 1$  rzeczywista wartość powstających w systemach CSSB *Kahna* i *Philipsa* zniekształceń harmonicznych obwiedni jest mniejsza niż to wynika z zależności (25), (27).

Wyprowadzony przybliżony wzór (28) wiążący wartość  $h_2$  z parametrem  $\Delta q$  [1], przy  $m_1 = 0,3$  dokładnie aproksymuje rzeczywisty przebieg zależności  $h_2 = f(\Delta q)$  w badanym zakresie zmian kąta  $\Delta q_d$

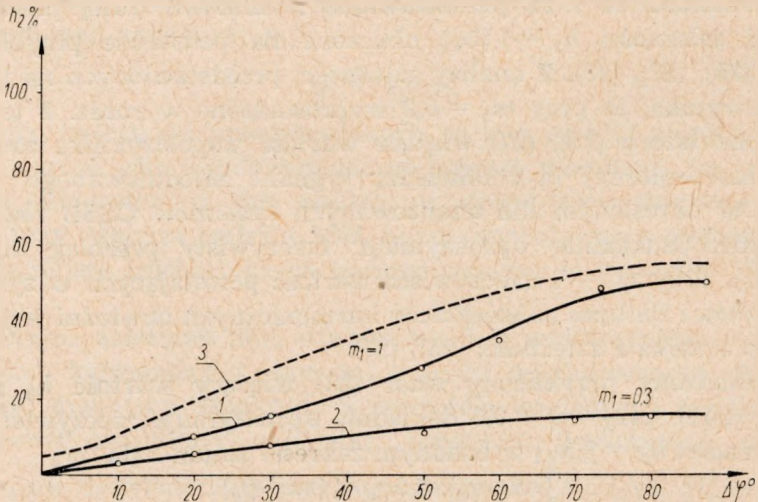
$$(n\pi - q_d) < \Delta q_d < (n\pi + q_d) \quad (71)$$

gdzie  $n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3$ , zaś  $q_d \approx 70^\circ$ .

Przy  $m_1 = 1$  rzeczywista wartość zniekształceń harmonicznych obwiedni przebiegu zmodulowanego powstających w systemie dwuwstęgowej modulacji amplitudy jest większa niż to wynika z zależności (28).



Rys. 21. Zależność współczynnika zawartości drugiej harmonicznej  $h_2$  obwiedni sygnału zmodulowanego od wartości kąta  $\Delta\varphi$ , w systemie CSSB Philipsa 1, 2, 3 i przy dwuwstępowej modulacji amplitudy 4, 5, 6, 7; charakterystyki 1, 2, 4, 6 — otrzymano eksperymentalnie, zaś charakterystyki 3, 5, 7 — obliczono z zależności przybliżonych



Rys. 22. Przebiegi współczynnika zawartości drugiej harmonicznej  $h_2$  obwiedni sygnału zmodulowanego w zależności od kąta  $\Delta\varphi$ , w systemie CSSB Kahna dla różnych wartości  $m_1$

1, 2 — otrzymane eksperymentalnie, 3 — obliczone z zależności przybliżonych

Wartości kątów krytycznych ( $\varphi_K$ ), przy których współczynniki zawartości drugiej harmonicznej obwiedni w systemach CSSB i w systemie dwuwstęgowej modulacji amplitudy są równe, jak wynika z analizy zależności przedstawionych na rys. 21, 22 zależą od wartości parametru  $m_1$ .

W systemie CSSB *Kahna* kąt  $\varphi_{KK}$  zmienia się od wartości obliczonej z zależności przybliżonych (27), (28) i wynoszącej  $\varphi_{KK \max} \approx 65^\circ 30'$  przy  $m_1 \rightarrow 0$ , do wartości  $\varphi_{KK \min} \approx 42^\circ 30'$  przy  $m_1 = 1$ . Analogiczne parametry w systemie CSSB *Philipsa* odpowiednio wynoszą:  $\varphi_{KP \max} \approx 63^\circ 30'$ ,  $\varphi_{KP \min} \approx 42^\circ 30'$ . Ponieważ w obu analizowanych systemach CSSB minimalne wartości kątów krytycznych ( $\varphi_{K \min}$ ) są jednakowe, a ich maksymalne wartości ( $\varphi_{K \max}$ ) różnią się od siebie zaledwie o około  $2^\circ$ , zakresy kątów  $\Delta\varphi$ , przy których w systemach CSSB *Kahna* i *Philipsa* współczynniki zawartości drugiej harmonicznej ( $h_2$ ) wywołane niezachowaniem odpowiednich stosunków fazowych pomiędzy składnikami widmowymi przebiegu zmodulowanego są mniejsze niż przy dwuwstęgowej modulacji amplitudy, będą te same

$$(n\pi + \varphi_K) < \Delta\varphi < (n\pi - \varphi_K)$$

gdzie  $n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots$

Z analizy zależności przedstawionych na rys. 21 i 22 wynika, że:

a) przy  $m_1 = 0,3$  w systemie CSSB *Kahna* zniekształcenia harmoniczne obwiedni przy dowolnych wartościach  $\Delta\varphi$  są praktycznie te same co i w systemie CSSB *Philipsa*,

b) przy  $m_1 = 1$  współczynniki zawartości drugiej harmonicznej obwiedni są praktycznie w obu systemach jednakowe dla:

$$(n\pi + \varphi_{K \min}) > \Delta\varphi > (n\pi - \varphi_{K \min})$$

gdzie  $n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots$

Natomiast dla:

$$(n\pi + \varphi_{K \min}) < \Delta\varphi < (n\pi - \varphi_{K \min})$$

gdzie  $n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots$

współczynniki zawartości drugiej harmonicznej obwiedni w systemie CSSB *Philipsa* będą posiadać mniejsze wartości niż w systemie CSSB *Kahna*.

## 5. WNIOSKI

Wyprowadzone zależności (25), (27) wiążące współczynniki zawartości drugiej harmonicznej  $h_2$  obwiedni sygnału zmodulowanego w systemach CSSB *Philipsa* i *Kahna* z parametrem  $\Delta\varphi$  charakteryzującym nieliniarny

ność charakterystyki fazowo-częstotliwościowej toru transmisyjnego, przy małych głębokościach modulacji ( $m_1 \leq 0,3$ ) aproksymują z dużą dokładnością rzeczywisty przebieg zależności  $|h_2| = f(\Delta\varphi)$ .

Przybliżone zależności (44 do 49) wiążące współczynniki zawartości drugiej harmonicznej obwiedni sygnału zmodulowanego w systemach CSSB Philipsa i Kahna ze względnymi współczynnikami przenoszenia amplitud fali nośnej  $\left[ \frac{K(\omega_0)}{K} \right]$ , składnika bocznego pierwszego rzędu  $\left[ \frac{K(\omega_0+p)}{K} \right]$  i składnika bocznego drugiego rzędu  $\left[ \frac{K(\omega_0+2p)}{K} \right]$ , przy małych głębokościach modulacji ( $m_1 \leq 0,3$ ) dostatecznie dokładnie aproksymują doświadczalny przebieg tych zależności tylko przy następujących wartościach współczynników przenoszenia:

W systemie CSSB Philipsa

$$1 < \frac{K(\omega_0)}{K} < 2$$

$$\frac{K(\omega_0+p)}{K} < 2$$

$$\frac{K(\omega_0+2p)}{K} < 2$$

W systemie CSSB Kahna

$$\frac{K(\omega_0+p)}{K} < 2$$

$$\frac{K(\omega_0+2p)}{K} < 1$$

Znane z literatury [1] zależności wiążące współczynnik zawartości drugiej harmonicznej  $|h_2|$  obwiedni sygnału zmodulowanego przy dwuwstęgowej modulacji amplitudy z parametrem  $\Delta\varphi$  charakteryzującym nielinierność charakterystyk fazowo-częstotliwościowych toru transmisyjnego aproksymują przy  $m_1 = 0,3$  rzeczywisty przebieg zależności  $h_2 = f(\Delta\varphi)$  w badanym zakresie zmian kąta  $\Delta\varphi_d$ :

$$(n\pi - \varphi_d) < \Delta\varphi_d < (n\pi + \varphi_d)$$

gdzie  $n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots$ , zaś  $\varphi_d \approx 70^\circ$ .

Przy  $m_1 = 1$  otrzymywane z przybliżonych zależności wartości współczynników zawartości drugiej harmonicznej obwiedni sygnału zmodulowanego przy dwuwstęgowej modulacji amplitudy są mniejsze od rzeczywistych w całym zakresie zmian parametru  $\Delta\varphi$ .

Zależności wiążące współczynnik zawartości drugiej harmonicznej  $|h_2|$  obwiedni sygnału zmodulowanego AM ze względnym współczynnikiem



przenoszenia amplitudy składnika bocznego  $\left[ \frac{K(\omega_0 + p)}{K} \right]$  aproksymują z dostateczną dokładnością rzeczywisty przebieg tych zależności tylko przy  $\frac{K(\omega_0 + p)}{K} < 1$ .

W obu analizowanych systemach CSSB (*Philipsa* i *Kahna*) wartości współczynników zawartości drugiej harmonicznej  $|h_2|$  obwiedni sygnału zmodulowanego są przy

$$(n\pi + \varphi_K) < \Delta\varphi < (n\pi - \varphi_K)$$

gdzie  $n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots$

mniejsze niż przy dwuwstęgowej modulacji amplitudy, natomiast przy:

$$(n\pi + \varphi_K) > \Delta\varphi > (n\pi - \varphi_K)$$

wartości współczynników  $h_2$  są większe niż przy dwuwstęgowej modulacji amplitudy.

Wartości kątów krytycznych  $q_K$  (leżących w pierwszej ćwiartce), przy których współczynniki zawartości drugiej harmonicznej obwiedni sygnału zmodulowanego w analizowanych systemach CSSB i przy dwuwstęgowej modulacji amplitudy są równe, zależą od wartości współczynników głębokości modulacji ( $m_1$ ) i zmieniają się od  $q_{K \min} \approx 42^\circ 30'$  przy  $m_1 = 1$  do  $q_{KP \max} \approx 63^\circ 30'$  (w systemie CSSB *Philipsa*) i do  $q_{KK \max} \approx 65^\circ 30'$  (w systemie CSSB *Kahna*), przy  $m_1 \leq 0,3$ .

Jeżeli w pasmie przenoszenia obwodów liniowych odbiornika maksymalne wartości parametru  $\Delta\varphi$  nie przekraczają maksymalnych wartości kątów krytycznych analizowanych systemów CSSB, to oba te systemy są wrażliwsze niż system dwuwstęgowej modulacji amplitudy na zniekształcenia harmoniczne wywołane nieliniowym przebiegiem charakterystyk fazowo-częstotliwościowych tych obwodów, przy dowolnej głębokości modulacji.

Oba analizowane systemy CSSB (*Philipsa* i *Kahna*) są wrażliwsze od dwuwstęgowej modulacji amplitudy na zniekształcenia harmoniczne wywołane zmianą amplitudy składnika bocznego pierwszego rzędu przy małych głębokościach modulacji ( $m_1 \leq 30\%$ ) w całym badanym zakresie zmian współczynnika  $\frac{K(\omega_0 + p)}{K}$ , a przy dużych głębokościach modulacji ( $m_1 \approx 1$ ) w zakresie  $\frac{K(\omega_0 + p)}{K} < 1$ .

#### WYKAZ LITERATURY

1. W. i P. Rotkiewicz: Technika odbioru radiowego. PWN. 1959, t. II, s. 178—186.
2. L. R. Kahn: Compatible Single Sideband Proc. IRE, October 1961, s. 1503—1527.

3. *Th. J. Van Kessel, F. L. H. M. Stumpers, J. M. A. Uyen*: Methode permettant d'obtenir une modulation compatible a bande laterale unique. Revue de l'U.E.R. Février 1962, s. 12—19.
4. *S. I. Tetelbaum, J. G. Griniewicz*: Eksperymentalnoje issledowanie metoda optimalnoj amplitudno-fazowej modulacji. Radiotechnika 1957, t. 12, nr 5.
5. *J. Vackar*: Čs patent č 91295 (20. 05. 1959).
6. Polska Norma PN-64/T-04500 Odbiorniki Radiofoniczne. Typowe metody pomiarów własności elektrycznych i elektroakustycznych. Wydawnictwa Normalizacyjne, Warszawa 1964.

A. *Makiedoński*

### АНАЛИЗ ГАРМОНИЧЕСКИХ ИСКАЖЕНИЙ В МОДУЛЯЦИОННЫХ СИСТЕМАХ ИСПОЛЬЗУЮЩИХ АМПЛИТУДНУЮ МОДУЛЯЦИЮ НЕСУЩЕЙ

#### Резюме

Произведено теоретический анализ гармонических искажений огибающей модулированного в.ч. сигнала в однополосных модуляционных системах Кана и Лаборатории Филлипса, предназначенных для радиовещания, использующего амплитудную модуляцию несущей волны. Выведены приближенные зависимости, связывающие коэффициенты содержания второй гармоники огибающей модулированных сигналов в этих системах с параметрами, характеризующими нелинейность фазо-частотной характеристики и неравномерность амплитудно-частотной характеристики трансляционного тракта.

Описано метод, позволяющий при помощи лабораторных схем синтетическим способом получать модулированные сигналы со спектром с тремя составляющими и с мало искаженной огибающей.

При помощи описанного метода произведено экспериментальный анализ гармонических искажений огибающей, возникающий в обеих рассматриваемых однополосных системах и в конвенциональной системе двухполосной амплитудной модуляции (АМ).

Полученные результаты позволили определить степень приближения, достигаемую выведенными зависимостями, а также сравнить чувствительность обеих анализированных однополосных систем и конвенциональной системы АМ к гармоническим искажениям огибающей, возникающим в результате неидеальных характеристик трансляционного тракта.

A. *Makiedoński*

### ANALYSIS OF HARMONIC DISTORTION IN MODULATION SYSTEMS UTILIZING CARRIER AMPLITUDE MODULATION

#### Summary

Theoretical analysis of envelope harmonic distortion of the modulated H. F. wave in single sideband Kahn and Philips Laboratory systems designed for broadcasting

utilizing amplitude modulated carrier, has been carried out. Approximate relations between the coefficients of the envelope second harmonic contents and parameters characterising the non-linearity of the phase-frequency and the non-plattness of the amplitude-frequency characteristics of the transmission circuit were derived.

A method is described which allows, by means of laboratory devices, to obtain in a synthetic way the modulated signals with three components spectrum and scarcely distorted envelope.

By means of the described method an experimental analysis of the envelope harmonic distortion arising in both single-sideband systems examined and in the conventional system of double-sideband amplitude modulation has been carried out.

The obtained results have allowed to define the degree of approximation attained by the derided relations and also to compare the sensitivity of both analysed single-sideband systems and of the conventional AM-system regarding the envelope harmonic distortion arising because of the non-ideal characteristics of the transmission circuit.

*A. Makiedoński*

#### ANALYSE DE LA DISTORTION HARMONIQUE DANS LES SYSTEMES DE LA MODULATION FAISANT L'USAGE DE LA MODULATION D'AMPLITUDE DE L'ONDE PORTEUSE

##### Sommaire

On a effectué l'analyse théorique des distorsions harmoniques de l'enveloppe de l'onde modulée H. F. dans les systèmes de modulation à bande latérale unique de Kahn et de Laboratoire Philips destinés à la radiophonie faisant l'usage de la modulation d'amplitude de l'onde porteuse. On a dérivé les relations approximatives liant les coefficients du contenu de la deuxième harmonique de l'enveloppe des signaux modulés dans ces systèmes, avec les paramètres caractérisant la non-linearité de la caractéristique phase-fréquence et la non-horizontalité de la caractéristique amplitude-fréquence du circuit de transmission.

On a décrit la méthode permettant avec les dispositifs de laboratoire d'obtenir d'une façon synthétique les signaux modulés à spectre contenant trois composantes et avec l'enveloppe à faible distorsion.

A l'aide de cette méthode on a effectué une analyse expérimentale des distorsions harmoniques de l'enveloppe se produisant dans les systèmes à bande latérale unique mentionnés ci-dessus ainsi que dans le système conventionnel de la modulation d'amplitude à deux bandes latérales.

Les résultats obtenus ont permis de définir le degré d'approximation obtenu par les relations déduites ainsi que de comparer la sensibilité de deux systèmes à bande latérale unique et du système conventionnel AM envers les distorsions harmoniques de l'enveloppe se produisant à cause des caractéristiques non-idéales du circuit de transmission.

A. Makiedoński

## DIE ANALYSE DER HARMONISCHEN VERZERRUNGEN IN DEN MODULATIONSSYSTEMEN DIE DIE AMPLITUDENMODULATION BENUTZEN

### Zusammenfassung

Die theoretische Analyse der harmonischen Verzerrungen der Hüllkurve der modulierten HF-Welle in Einseitenbandsystemen von Kahn und von Philips Laboratoriums, die für den Amplitudenmodulierten Rundfunk bestimmt werden, ist durchgeführt worden. Man hat die angenäherten Beziehungen die die Koeffizienten des Inhaltes der zweiten Harmonischen der Hüllkurve der modulierten Signale in diesen Systemen mit den Parametern verbinden die die Nichtlinearität der Phase-Frequenz und Amplitude-Frequenz Kennlinien kennzeichnen, abgeleitet.

Ein Verfahren, das mit Hilfe der Laboreinrichtungen in synthetischer Weise die modulierten Signale mit Dreikomponentenspektrum und wenig verzerrten Hüllkurve zu bekommen gestattet, ist beschrieben worden.

Mit Hilfe des beschriebenen Verfahrens ist die experimentale Analyse der harmonischen Verzerrungen, die in den beiden untersuchten Systemen und in dem konventionellen System der Zweiseitenbandamplitudenmodulation entstehen, durchgeführt worden.

Die erhaltenen Ergebnisse haben gestattet das Annäherungsmass von der ausgeführten Zusammenhänge zu bestimmen und auch die Empfindlichkeit der beiden analysierten Systemen gegen die harmonischen Verzerrungen der Hüllkurve, die infolge der nichtidealen Kenndaten des Übertragungssystems entstehen, zu vergleichen.

**Cena zł 25,—**