

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

**PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI**

ROK XII

ZESZYT 1(37)



WARSZAWA 1965

WYDAWNICTWA NAUKOWO-TECHNICZNE

SPIS TREŚCI

1. *Henryk Helbing i Aleksander Makiedoński* — Pomiar zakłóceń wywołanych niepożądaną modulacją amplitudy w nadajnikach radiowych . . . 3
2. *Henryk Helbing i Aleksander Makiedoński* — Fazometryczna metoda pomiaru chwilowych i krótkotrwałych różnic częstotliwości 27
3. *Alfons Podemski* — Modulatory sygnałów chrominancji w urządzeniach kodujących telewizji kolorowej 41

СОДЕРЖАНИЕ

1. *Г. Гельбинг и А. Македонски* — Измерение помех вызванных паразитной амплитудной модуляцией в радиопередатчиках 3
2. *Г. Гельбинг и А. Македонски* — Фазометрический метод измерения мгновенных и краткосрочных разностей частот 27
3. *А. Подемски* — Модуляторы сигналов цветности в кодирующих устройствах цветного телевидения 41

CONTENTS

1. *H. Helbing and A. Makiedoński* — Measurements of disturbances caused by the undesirable amplitude modulation in radio transmitters 3
2. *H. Helbing and A. Makiedoński* — Method of Measurement of Instantaneous and Short-Term Frequency Differences by Means of a Phasemeter . . . 27
3. *A. Podemski* — Chrominance Signal Modulators in Colour Television Encoders 41

SOMMAIRE

1. *H. Helbing et A. Makiedoński* — Mesure des bruits causés par modulation indésirée d'amplitude dans les émetteurs radioélectriques 3
2. *H. Helbing et A. Makiedoński* — Méthode de mesure des différences instantanées et de courte durée entre les fréquences à l'aide d'un phasemètre 27
3. *A. Podemski* — Modulateurs des signaux de chrominance dans les codeurs de télévision en couleurs 41

INHALTSVERZEICHNIS

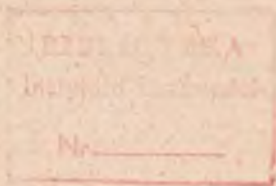
1. *H. Helbing und A. Makiedoński* — Messungen der durch unerwünschte Amplitudenmodulation hervorgerufenen Störungen in Funksendern . . . 3
2. *H. Helbing und A. Makiedoński* — Phasometrische Messmethode der momentanen und kurzzeitigen Frequenzdifferenzen 27
3. *A. Podemski* — Chrominanzmodulatoren für Kodierungseinrichtungen der Farbfernsehtechnik 41

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK XII

ZESZYT 1(37)



WARSZAWA 1965

WYDAWNICTWA NAUKOWO-TECHNICZNE

K o m i t e t R e d a k c y j n y
Redaktor Naczelny — *prof. mgr inż. Feliks Błocki*

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

Sekretarz Redakcji — *Maria Jabłonowska*

A d r e s R e d a k c j i
Instytut Łączności, Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

WSZELKIE PRAWA ZASTRZEŻONE

Printed in Poland

Opracowano w Dziale Wydawniczym
Instytutu Łączności

Redaktor techniczny *I. Milewska*

WNT Warszawa 1965 r. Wydanie I. Nakład 565 egz. Ark. wyd. 4,7. Ark. druk. 5,32/A. Format B5. Papier ilustr. V/70 g. Maszynopis oddano do składania 19. 8. 65. Podpisano do druku 14. 12. 65. Druk ukończono w grudniu 1965. Symbol 80363/INB. Cena zł 18,—

Zakłady Graficzne im. M. Kasprzaka w Poznaniu — Zam. 1771/65 — M-2

HENRYK HELBING
ALEKSANDER MAKIEDOŃSKI

621.391.82:621.376.3

POMIAR ZAKŁÓCEŃ WYWOŁANYCH NIEPOŻĄDANĄ MODULACJĄ AMPLITUDY W NADAJNIKACH RADIOWYCH

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 22. IV. 1964 r.

W poprzedniej publikacji omówiono pomiary szumów własnych typu *FM*, wywołanych przez niepożądaną modulację kątową fali nośnej w nadajnikach.

W pracy niniejszej omówiono pomiary zakłóceń, wywołanych przez niepożądaną modulację amplitudy fali nośnej w nadajnikach (z tego powodu zwanych zakłóceniami typu *AM*), a w szczególności w nadajnikach radiofonicznych z modulacją częstotliwości (*FM*), pracujących w zakresie od 30 do 100 MHz.

Przedstawiono właściwy sposób pomiaru niepożądanej modulacji amplitudy, który dla nadajników *FM* wymaga swoistego charakteru ujęcia.

Zaprojektowano i wykonano proste urządzenie pomiarowe, za pomocą którego można określić wartość niepożądanej amplitudy w nadajnikach *FM*.

WSTĘP

Publikacja ta jest drugą częścią pracy pt. „Pomiar szumów własnych nadajników radiowych”.

W części pierwszej rozpatrzono zagadnienia związane z metodami pomiaru szumów własnych, wywołanych przez niepożądaną modulację kątową fali nośnej nadajnika [9].

W pracy niniejszej przedstawiono metody pomiaru szumów własnych typu *AM* oraz innej niepożądanej modulacji amplitudy w zastosowaniu przede wszystkim do nadajników radiofonicznych z modulacją częstotliwości, pracujących w zakresie od 30 do 100 MHz. Wszystkie jednak wnioski dotyczące metod pomiaru niepożądanej modulacji amplitudy mogą być rozszerzone również na nadajniki radiokomunikacyjne, telewizyjne oraz radiofoniczne, pracujące z innymi niż *F3* typami modulacji i w innym niż podano wyżej zakresie częstotliwości.

Trudność kontroli niepożądaney modulacji amplitudy nadajników *FM* polega na tym, że w chwili obecnej są mało rozpowszechnione i trudno dostępne proste przyrządy do tego rodzaju pomiarów. Znajdujące się na rynku mierniki głębokości modulacji *AM* nie nadają się do tego celu ze względu na:

— niedostateczną ich czułość na małe głębokości modulacji, jakie są wytwarzane przez niepożądaną modulację amplitudy w nadajniku,

— powstawanie w miernikach tego typu dodatkowej modulacji amplitudy przy podłączaniu ich do źródeł w. cz. o przebiegach z modulacją kątową.

Opracowane i zbudowane w Zakładzie Radiokomunikacji Instytutu Łączności proste urządzenie pomiarowe pozwala określać niepożądaną modulację amplitudy nadajników *FM*, w których niepsometryczny poziom szumów własnych typu *AM* przy $\Delta f = 0$ (tj. bez użytecznej modulacji częstotliwości) wynosi nawet -70 dB w stosunku do poziomu fali nośnej, a przy dewiacji $\Delta f = \pm 75$ kHz nadajników, w których poziom niepożądaney modulacji amplitudy sięga -60 dB.

1. ŹRÓDŁA I PRZYCZYNY WYSTĘPOWANIA NIEPOŻĄDANEJ MODULACJI AMPLITUDY ORAZ CELOWOŚĆ JEJ KONTROLI W NADAJNIKACH Z MODULACJĄ CZĘSTOTLIWOŚCI (*FM*)

Niepożądana modulacja amplitudy w nadajnikach *FM* powstaje w samym nadajniku zarówno przy modulacji użytecznej, jak i bez niej. W tym ostatnim przypadku mówimy o szumach własnych typu *AM*.

W nadajnikach tego rodzaju na poziom szumów własnych typu *AM* składają się głównie:

a) szумы zasilania (przydźwięk sieci) występujące wskutek żarzenia katod prądem zmiennym i zasilania obwodów anodowych i siatkowych napięciem stałym, zawierającym niedostatecznie odfiltrowaną składową zmienną,

b) szумы śrutowe lamp elektronowych,

c) szумы spowodowane efektem migotania katod,

d) szумы spowodowane efektem mikrofonowym zarówno lamp elektronowych, jak i innych elementów konstrukcyjnych.

Podczas modulacji nadajnika *FM* powstaje dodatkowa niepożądana modulacja amplitudy wskutek nieidealnego przebiegu charakterystyk przenoszenia toru wielkiej częstotliwości nadajnika.

Z reguły wielkość niepożądaney modulacji amplitudy rośnie wraz ze wzrostem dewiacji.

Głównymi składnikami widma po detekcji są wtedy: podstawowa i harmoniczne częstotliwości modulującej.

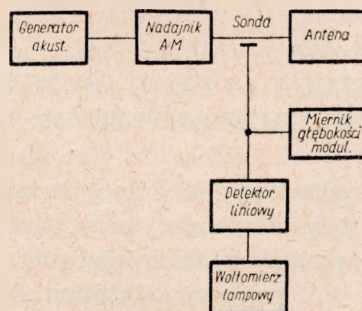
Celowość kontroli niepożądanego modulacji amplitudy w nadajnikach *FM* wynika z następujących powodów:

a) nieidealnych charakterystyk ograniczników amplitudy i detektorów *FM*, stosowanych w radiofonicznych odbiornikach *FM*, w wyniku czego niepożądana modulacja amplitudy przebiegu wielkiej częstotliwości wytwarza na wyjściu detektora napięcie o częstotliwości akustycznej i o wartości zależnej od typu zastosowanego detektora częstotliwości;

b) zniekształceń widma sygnału *FM*, w wyniku czego przy znacznej głębokości modulacji amplitudy, szczególnie większymi częstotliwościami modulującymi, powstaje poszerzenie pasma częstotliwości, zajętego przez emisję nadajnika.

2. METODA POMIARU SZUMÓW WŁASNYCH TYPU AM NADAJNIKÓW Z MODULACJĄ AMPLITUDEY

Opis metody znajduje się w Polskich Normach na własności elektryczne nadajników radiofonicznych z modulacją amplitudy PN/T-05200 [5], a odpowiedni układ pomiarowy szumów własnych typu *AM* przedstawia rys. 1.



Rys. 1. Układ do pomiaru szumów własnych typu *AM* nadajników z modulacją amplitudy

Poziom szumów własnych oblicza się ze wzoru:

$$\Delta S = 20 \lg \frac{U_{sk}}{U_m} \text{ dB} \quad (1)$$

gdzie:

U_{sk} — wartość skuteczna napięcia małej częstotliwości przy pracy nadajnika bez modulacji i zamkniętym wejściu modulatora opornikiem bezindukcyjnym o oporze 600Ω .

U_m — wartość skuteczna napięcia małej częstotliwości przy maksymalnej dopuszczalnej głębokości modulacji ($m_{max}^0/0$) tonem sinusoidalnym o częstotliwości 1000 Hz.

Napięcia U_{sk} i U_m mierzy się woltomierzem lampowym o charakterystyce kwadratowej na wyjściu detektora liniowego [8]. Napięcie wielkiej częstotliwości, brane z obwodu wyjściowego nadajnika za pomocą sondy, powinno wynosić co najmniej 10 V (wartość skuteczna fali nośnej nie modulowanej) na oporze obciążenia 75Ω . Podana wartość napięcia w. cz. potrzebna jest do liniowej pracy lampowego detektora diodowego.

Często stosowanym poziomem odniesienia szumów jest 100-procentowa głębokość modulacji [10], a nie jej wartość maksymalnie dopuszczalna. Wynikająca stąd różnica w wartości poziomu szumu jest mała, tym bardziej że wg Polskich Norm maksymalna dopuszczalna głębokość modulacji powinna wynosić co najmniej 95%. W razie potrzeby różnica ta może być obliczona ze wzoru:

$$\Delta s = 20 \lg \frac{m_{max}}{100} \text{ dB} \quad (2)$$

a poziom szumów własnych w stosunku do 100-procentowej głębokości modulacji można określić z zależności

$$\Delta S_{100} = \Delta S + \Delta s \quad (3)$$

3. METODA I UKŁAD DO POMIARU NIEPOŻĄDANEJ MODULACJI AMPLITUDY W NADAJNIKACH *FM*

Metoda pomiaru niepożądanego modulacji amplitudy nadajników *FM* musi się różnić od metody stosowanej przy pomiarze szumów w nadajnikach z modulacją amplitudy z następujących powodów:

- a) braku w systemie *FM* poziomu odniesienia, takiego jak w systemie *AM*, służącego do cechowania miernika poziomów (miernika szumów),
- b) potrzeby dostosowania charakterystyki tłumieniowej małej częstotliwości w układzie pomiarowym do tejże charakterystyki w odbiorniku *FM* (układ deemfazy).

Zagadnienie wtrącenia w układ pomiarowy układu deemfazy, jak również filtru psfometrycznego o charakterystyce aktualnie zalecanej przez CCITT, było szczegółowo rozpatrzone w części pierwszej tej pracy [9]. Wnioski na ten temat tam zawarte dotyczą w równej mierze pomiaru szumów typu *AM*, jak i typu *FM* (gdyż dla radiosłuchacza jest nieważne, czy napięcie szumów po detektorze *FM* pochodzi od niepożądanego modulacji amplitudy, czy też od niepożądanego modulacji kątowej).

Ponieważ głębokość niepożądanego modulacji amplitudy, jaka występuje w nadajnikach *FM*, z zasady jest mała, wymagania na liniowość charakterystyki detekcji pomiarowego detektora w szerokim zakresie napięć mogą być znacznie złagodzone. Natomiast powstaje zagadnienie ustalenia pomiarowego poziomu odniesienia, który odpowiadałby 100-procentowej głębokości modulacji fali nośnej. Prosty sposób uzyskania odpowiedniego poziomu odniesienia jest wartość wyprostowanego przebiegu w. cz.

Niepożądaną modulację amplitudy można więc mierzyć za pomocą pomiarowego detektora amplitudy z układem deemfazy o odpowiedniej stałej czasu, podłączonego do wyjścia pomiarowego w końcowym stopniu nadajnika, wykonując pomiar napięcia składowej stałej i napięcia składowej zmiennej na oporze obciążenia detektora.

Poziom niepożądanego modulacji amplitudy względem fali nośnej oblicza się ze stosunku — pierwiastek kwadratowy z dwóch pomnożony przez wartość napięcia skutecznego, wskazywaną przez woltomierz prądu zmiennego (U_{sk}) do wartości wskazywanej przez woltomierz prądu stałego (U_1).

Wyrażony w decybelach poziom niepożądanego modulacji amplitudy — ΔS oblicza się więc ze wzoru:

$$\Delta S = 20 \lg \frac{\sqrt{2} \cdot U_{sk}}{U_1} \text{ dB} \quad (4)$$

Pomiar niepożądanego modulacji amplitudy nadajnika *FM* wykonuje się zwykle dla dwóch przypadków:

Przypadek 1 — bez modulacji *FM* (dewiacja $\Delta f = 0$), zwany pomiarem szumów *AM* fali nośnej nadajnika.

Przypadek 2 — przy modulacji *FM* (odpowiednią częstotliwością akustyczną) z dewiacją nominalną fali nośnej nadajnika.

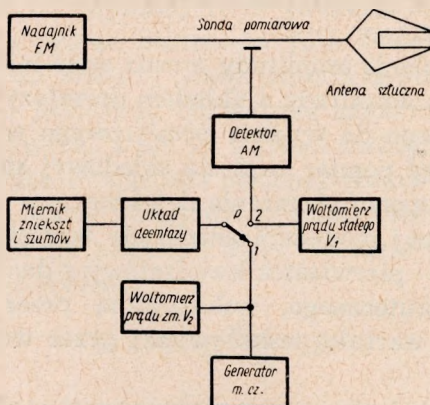
Powyższe wymagania mogą być zrealizowane w układzie z rys. 2, stosując następującą metodę pomiaru [4]:

Napięcie wielkiej częstotliwości pobierane z sondy umieszczonej na wyjściu nadajnika prostowane jest w detektorze *AM*. Składowa stała U_1 , odpowiadająca (dzięki właściwie dobranym stałym czasu detektora) amplitudzie napięcia wielkiej częstotliwości, mierzona jest woltomierzem V_1 .

Miernik szumów cechowany jest napięciem dostarczanym przez generator małej częstotliwości. Częstotliwość napięcia cechującego wynosi zwykle 400 lub 1000 Hz. W zasadzie może być ona dowolna, byleby leżała w zakresie częstotliwości, w którym układ deemfazy nie działa. Wielkość napięcia cechującego, która odpowiada poziomowi odniesienia na mierniku szumów, wynosi $U_2 = \frac{U_1}{\sqrt{2}}$.

Pomiar tego napięcia jest dokonywany woltomierzem V_2 , a poziom odniesienia jest osiągany regulacją wzmacnienia miernika szumów na pełne wychylenia wskazówki przyrządu.

Wycechowany w podany wyżej sposób miernik szumów umożliwia bezpośredni odczyt poziomu szumów AM, po przerzuceniu przełącznika P z pozycji 1 do pozycji 2.



Rys. 2. Typowy układ do pomiaru szumów AM i niepożądanego modulacji amplitudy w nadajnikach FM

Ujemną stroną opisanego sposobu jest potrzeba użycia wielu przyrządów i wykonania szeregu wstępnych czynności, które w sumie zwiększają błąd pomiaru. Dodatkowy błąd może wystąpić również wskutek niedopasowania oporności kabla koncentrycznego do oporności wejściowej detektora. Mianowicie odcinek kabla, łączący sondę z detektorem, tworzy przy niedopasowaniu obwód rezonansowy, co przy modulacji częstotliwości fali nośnej nadajnika wywołuje na tym odcinku powstanie modulacji amplitudy. Wynik pomiaru niepożądanego modulacji amplitudy nadajnika FM obciążony jest wówczas dodatkowym błędem spowodowanym niedopasowaniem.

Aby uniknąć tych niedogodności i uprościć metodę pomiaru, opracowany został i następnie wykonany układ miernika głębokości modulacji, oparty w działaniu na znanej zasadzie „podwójnej detekcji”, po odpowiednim dostosowaniu go do wymagań na pomiar niepożądanego modulacji amplitudy w nadajnikach FM. Układ ten jest często stosowany w praktyce do pomiaru głębokości modulacji AM [2] i odznacza się stosunkowo dużą prostotą i dokładnością.

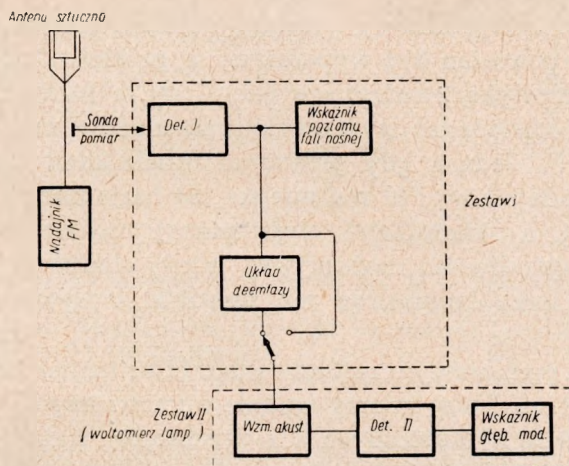
Blokowy schemat układu przedstawia rys. 3.

Urządzenie pomiarowe składa się z dwu zestawów, z których zestaw I, obejmujący detektor I, wskaźnik poziomu fali nośnej oraz układ deefazy

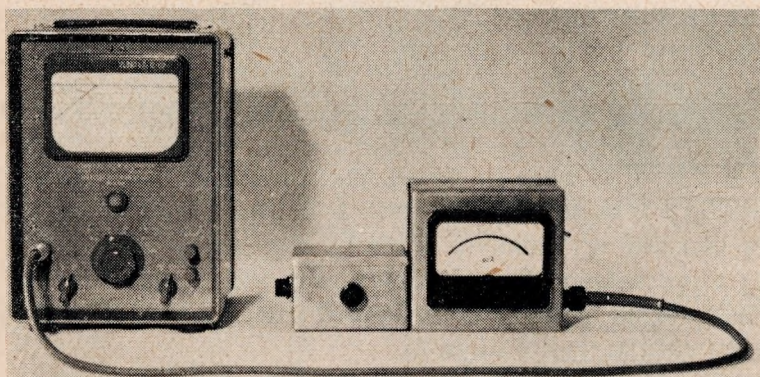
z przełącznikiem, został wykonany w postaci modelu użytkowego, a zestaw II jest rynkowym czułym woltomierzem lampowym (rys. 4).

Wytyczne, jakimi kierowano się przy opracowywaniu układu i metody pomiaru, były następujące:

Napięcie wielkiej częstotliwości z sondy umieszczonej na wyjściu nadajnika doprowadzane jest kablem koncentrycznym do detektora I bez odbić (dopasowanie oporności). Uzyskane na wyjściu detektora I napięcie



Rys. 3. Układ podwójnej detekcji do pomiaru szumów typu AM i niepożądanej modulacji amplitudy w nadajnikach FM



Rys. 4. Zestaw przyrządów do pomiaru szumów własnych typu AM oraz szkodliwej modulacji amplitudy w nadajnikach FM

ma zarówno składową stałą, jak i składową zmienną o częstotliwościach akustycznych. W przypadku symetrycznej modulacji amplitudy składowa stała nie powinna zależeć od głębokości modulacji i powinna być wprost proporcjonalna do poziomu fali nośnej. Wskaźnik poziomu fali

nośnej ma na skali zaznaczone kreską cechującą miejsce, do którego należy doprowadzić wskazówkę; z grubsza za pomocą zmiany sprzężenia w sondzie i dokładnie za pomocą umieszczonego na wyjściu detektora zmiennego tłumika, wprowadzającego jednakową tłumienność dla składowych stałej i zmiennej. Tym sposobem, przy właściwym doborze stałego poziomu odniesienia na wskaźniku fali nośnej, można na woltomierzu lampowym uzyskać bezpośredni odczyt głębokości modulacji, a więc i poziomu szumów *AM*.

Ze względu na przypadkowy przebieg napięcia szumów użyty woltomierz lampowy powinien być wyposażony w prostownik dwupołówkowy i mieć charakterystykę kwadratową amplitudy, a balistycznie wg norm amerykańskich odpowiadać wymaganiom stawianym miernikowi wystęrowania *VU* [11]. Jednak gdy głównymi składnikami szumów *AM*, co w większości nadajników *FM* ma miejsce, są harmoniczne częstotliwości sieci zasilającej, a składnikami niepożądanego modulacji amplitudy są harmoniczne częstotliwości modulującej, wtedy charakterystyka zastosowanego woltomierza lampowego ma niewielki wpływ na wartość odczytywaną.

W urządzeniu pomiarowym zastosowano miliwoltomierz lampowy „Maroni” typu TF-1100, który mierzy średnie wartości napięć i jest wyskalowany w wartościach skutecznych dla przebiegów sinusoidalnych. Maksymalny błąd, jaki popełniamy mierząc przebiegi o innym kształcie, wynosi w większości przypadków nie więcej niż 11% (0,8 dB) od wartości wskazywanej [2]. Skala tego miliwoltomierza ma podziałkę zarówno liniową, jak i logarytmiczną (dB).

4. PROJEKT I BADANIE URZĄDZENIA POMIAROWEGO

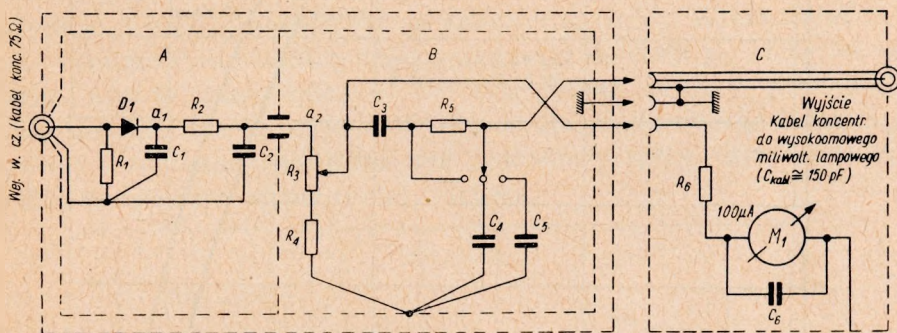
Detektor I (rys. 3) wraz ze zmiennym tłumikiem i wyłączanymi układami deemfazy o stałej czasu 50 μ sek i 75 μ sek umieszczony jest w podwójnym ekranie, wykonanym z blachy mosiężnej. Dioda D_1 z filtrem $R_2 C_1 C_2$ i opornikiem R_1 jest dodatkowo oddzielona ekranem w celu uniknięcia sprzężeń i przenikania napięć wielkiej częstotliwości do dalszych części układu (rys. 5 i rys. 6).

W oddzielnym ekranie C umieszczono dokładny wskaźnik prądu stałego (mikroamperomierz klasy 1), który wraz z opornikiem R_6 tworzy woltomierz o znacznym oporze wewnętrznym.

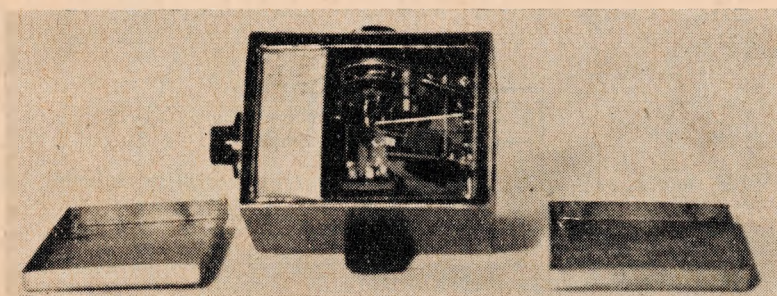
Zmienny tłumik składa się z potencjometru R_3 i opornika stałego R_4 .

Wartości opornika R_5 oraz kondensatorów C_4 i C_5 zostały tak dobrane, że łącznie z pojemnością kabla ($C \approx 150$ pF) łączącego zestaw I z woltomierzem lampowym o $R_{wejs\acute{e}} \geq 1$ M Ω (zestaw II), jak również

z pojemnością i opornością wejściową woltomierza prądu stałego — tworzą układy deemfazy o stałej czasu 50 i 75 μ sek, dające zgodne z przyjętymi w radiofonii FM przebiegi zależności poziomów napięć od częstotliwości (rys. 7).



Rys. 5. Schemat ideowy zestawu I: R_1 — 75 Ω /4 W — specjalny do w. cz.; R_2 — 1 k Ω /1 W; R_3 — 1,5 k Ω ; R_4 — 2 k Ω /0,5 W; R_5 — 100k Ω /0,5 W; R_6 — 13 k Ω ; C_1 — 100 pF ceram.; C_2 — 100 pF ceram.; C_3 — 0,2 μ F papier.; C_4 — 300 pF mika; C_5 — 585 pF mika; C_6 — 0,1 μ F papier.; D_1 — DOG — 58; M_1 — mikroamperomierz kl. 1 — 100 μ A

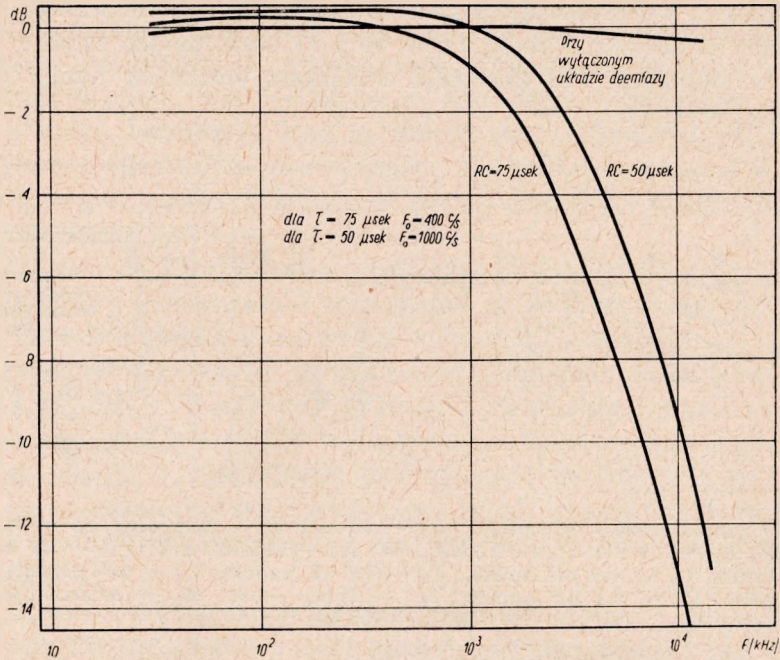


Rys. 6. Widok konstrukcji detektora I wraz ze zmiennym tłumikiem i wyłączanymi układami deemfazy

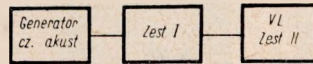
Charakterystyki układów deemfazy zostały zdjęte w układzie pomiarowym (rys. 8).

Generator częstotliwości akustycznej podłączono do punktu a_1 i masy w zestawie I (rys. 5), po uprzednim odłączeniu diody krystalicznej. Oporność generatora cz. akust. została dobrana tak, że równa się oporności wewnętrznej detektora dla częstotliwości akustycznych — R_{wd} . Oporność R_{wd} została obliczona z następujących wzorów [1]:

$$R_{wd} = \frac{\pi}{\Theta S} \tag{5}$$



Rys. 7. Charakterystyki tłumieniowe urządzenia pomiarowego



Rys. 8. Układ pomiarowy do zdjęcia charakterystyki częstotliwościowej urządzenia

gdzie:

Θ — kąt odcięcia prądu detektora,

S — nachylenie charakterystyki statycznej detektora,

zaś

$$\cos \Theta = \frac{U_{-}}{U_{w}} \quad (6)$$

gdzie:

U_{-} — stałe napięcie wyprostowane mierzone między a_1 i masą,

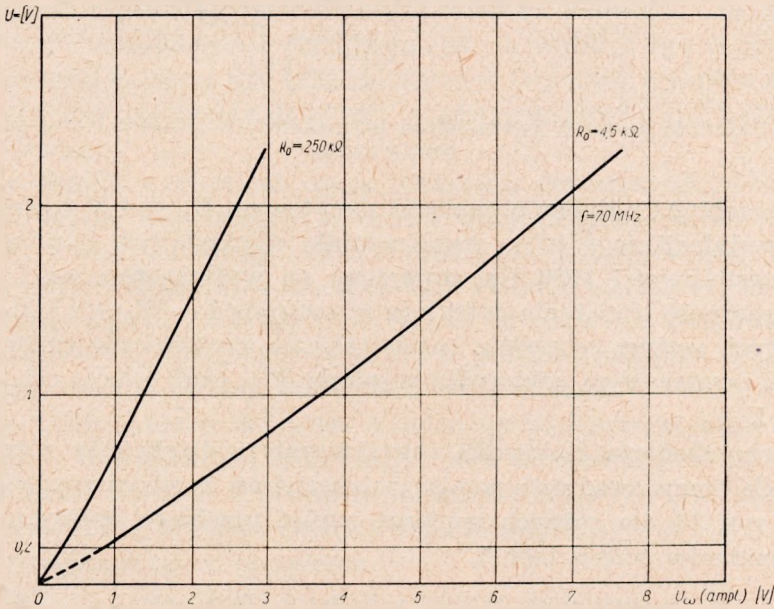
U_{w} — amplituda napięcia wielkiej częstotliwości na wejściu detektora.

Stosunek U_{-} do U_{w} został uprzednio wyznaczony doświadczalnie (z pomiaru U_{w} i U_{-}) i wyniósł dla interesującego nas zakresu napięć (2,1 ÷ ÷ 2,8 V wartości skutecznej) wielkiej częstotliwości średnio 0,36, czyli $\cos \Theta = 0,36$, skąd $\Theta = 69^{\circ} \approx 1,2$ radiana.

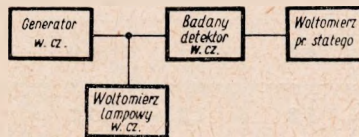
Znajdując dla diody DOG-58 wartość $S \approx 2 \text{ mA/V}$ obliczono, że

$$R_{wd} = \frac{3,14 \cdot 10^3}{1,2 \cdot 2} \sim 1300 \Omega$$

Do dalszej analizy układu potrzebna jest znajomość charakterystyki detekcji oraz współczynników sprawności detekcji obwiedni o przebiegu stałym (p_{ω}) jak i z częstotliwością akustyczną (p_{Ω}). W idealnym detektorze pomiarowym współczynniki sprawności detekcji p_{ω} i p_{Ω} są sobie równe. Aby to miało miejsce, charakterystyka detekcji powinna być ściśle liniowa, opór obciążenia detektora dla prądu stałego i dla częstotliwości akustycznej powinien być jednakowy, przy czym stałe czasu układu detektora o odpowiedniej wartości.



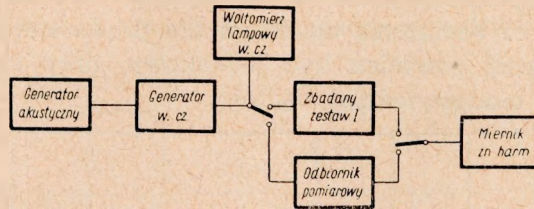
Rys. 9. Charakterystyka detekcji dla dwóch różnych oporów obciążenia detektora w. cz.



Rys. 10. Układ pomiarowy do zdjęcia charakterystyki detekcji

Rysunek 9 przedstawia zdjętą w układzie pomiarowym, pokazanym na rys. 10, charakterystykę detekcji przy $f = 70 \text{ MHz}$ dla dwóch różnych oporów obciążenia detektora w. cz. Badany układ detektora znajduje się w pomieszczeniu A (rys. 5).

Z rysunku 9 widać, że charakterystyka detekcji przy $R_0 = 250 \text{ k}\Omega$, jest dość liniowa w całym zakresie napięć w. cz., natomiast przy $R_0 = 4,5 \text{ k}\Omega$ tylko dla napięć w. cz. większych od około 1 V. O daleko posuniętej liniowości charakterystyki w podanym zakresie napięć w. cz. świadczą zniekształcenia harmoniczne detekcji zestawu I (z wyłączonym układem deemfazy), które zmierzono na częstotliwości $f = 70 \text{ MHz}$ w układzie pomiarowym z rys. 11.



Rys. 11. Układ do pomiaru zniekształceń harmonicznych zestawu I oraz odbiornika pomiarowego

Dla przebiegu nośnego o napięciu szczytowym $U_w = 4 \text{ V}$ i przy głębokości modulacji $m = 50\%$, współczynnik zniekształceń harmonicznych przy częstotliwości 1000 Hz, zmierzony na wyjściu zestawu I wynosił 1,1% (oporność obciążenia detektora w zestawie I — $R_0 \approx 4,5 \text{ k}\Omega$).

Dla tych samych sygnałów zniekształcenia harmoniczne zmierzone na wyjściu pomiarowym odbiornika wyniosły 2%, czyli więcej niż przy zestawie I.

W celu zbadania liniowości charakterystyki detekcji w różnych jej częściach przeprowadzono pomiar zniekształceń harmonicznych w układzie z rys. 11 dla różnych wartości napięć przebiegu nośnego. Wyniki tych pomiarów podaje tabl. 1.

Tablica 1
Wyniki pomiaru zniekształceń harmonicznych wykonane w układzie wg rys. 11 dla zestawu I przy różnych wartościach napięć szczytowych przebiegu nośnego (U_w), dla $m = 10\%$ i częstotliwości 1000 Hz

U_w (V)	4,8	4,4	4,0	3,7	3,4	2,8
U_+ (V)	1,3	1,2	1,1	1,0	0,9	0,7
k (%)	0,12	0,12	0,12	0,12	0,12	0,13

U w a g a. Odczyt U_+ wykonywany był na wskaźniku M_1 (rys. 5), który przedtem wraz z oporem szeregowym został przecechowany jako woltmierz prądu stałego, za pomocą wzorcowego woltmierza kl. 0,2.

Na wybór stosunkowo niskiego napięcia w. cz., doprowadzanego z sondy nadajnika do zestawu pomiarowego niepożądaną modulacji AM, miały wpływ następujące czynniki:

1) wykorzystanie tej samej sondy do pomiaru poziomu szumów własnych typu FM oraz do pomiaru zniekształceń harmonicznych nadajnika; używane do tego celu mierniki dewiacji dopuszczają na ogół maksymalnie 5 V (wart. skut.) napięcia w. cz.;

2) brak dużej głębokości modulacji AM w emisji F3 oraz pośrednie uzyskiwanie poziomu odniesienia, a nie przy pomocy 100-procentowej głębokości modulacji przebiegu nośnego zezwała na stosowanie napięć w. cz. większych od 3,4 V, gdyż jak to widać z tabl. 1, poczynając od tej wartości można uważać charakterystykę detekcji detektora I za liniową.

Chociaż dla dużego oporu obciążenia, jak to widać z rys. 9, przebieg charakterystyki detekcji jest bardziej liniowy, to jednak wybrano stosunkowo mały opór obciążenia detektora w zestawie I (4,5 k Ω) z następujących względów:

1) przy dużych wartościach oporu obciążenia detektora (R_0) konieczne się staje użycie woltomierza o bardzo dużym oporze wewnętrznym $R_{wolt} \gg R_0$, a więc lampowego, który z reguły jest znacznie mniej dokładny od zwykłego woltomierza prądu stałego. Ponadto woltomierz lampowy prądu stałego wymaga dobrego ekranowania od pól w. cz. i odpowiednich filtrów sieciowych, aby mógł być użyty w pobliżu nadajnika. Tych wad nie ma zastosowany zwykły woltomierz prądu stałego;

2) wykonanie układów deemfazy o żądanych charakterystykach (rys. 7) jest znacznie łatwiejsze dla mniejszego oporu obciążenia detektora;

3) spełnienie warunków równości obciążenia detektora dla prądu stałego i dla dowolnej wartości częstotliwości akustycznej jest dużo łatwiejsze dla mniejszego oporu obciążenia.

Współczynniki sprawności detekcji wyrażają się wzorami:

$$p_{\pm} = \frac{U_{\pm}}{U_w} \quad (7)$$

$$p_{\Omega} = \frac{U_{\Omega}}{mU_w} \quad (8)$$

gdzie:

U_w — amplituda doprowadzonego napięcia w. cz. do detektora,

U_{\pm} — składowa stała napięcia na oporze obciążenia detektora,

U_{Ω} — amplituda składowej o częstotliwości akustycznej napięcia na oporze obciążenia detektora.

Dla przypadku nie idealnej detekcji, co w praktyce ma zwykle miejsce, współczynniki p_{Ω} i p_{\pm} nie są sobie równe, natomiast ich stosunek h , jak

wykazały pomiary, pozostaje w pewnym zakresie napięć w.cz. prawie stały i niezależny od położenia suwaka potencjometru R_3 . A więc

$$p_{\Omega} = h \cdot p_{\omega} \quad (9)$$

a po wykorzystaniu wzorów (7) i (8) uzyskano

$$m = \frac{U_{\Omega}}{h \cdot U_{\omega}} \quad (10)$$

Opierając się na tej zależności można określić miejsce na skali woltomierza prądu stałego (wskaźnika poziomu przebiegu nośnego), zaznaczając je kreską cechującą tak, aby miliwoltomierz lampowy (zestaw II na rys. 3) bezpośrednio wskazywał poziom szumów typu AM w stosunku do amplitudy przebiegu nośnego (odpowiadającej 100-procentowej głębokości modulacji).

W tym celu wykonano następujące przeliczenie i cechowanie urządzenia pomiarowego szumów typu AM.

Ponieważ przyjęto, że 100-procentowej głębokości modulacji odpowiada napięcie równe 0,775 V (wartości skutecznej), (napięciu temu odpowiada na skali użytego miliwoltomierza lampowego poziom 0 dB), wobec tego kreska cechująca na skali woltomierza prądu stałego powinna być umieszczona przy wartości określonej następującą zależnością:

$$\frac{\sqrt{2} \cdot 0,775}{h} \text{ V} \quad (11)$$

Wartość h , dla podanego wyżej zakresu napięć w.cz., została znaleziona doświadczalnie, przez przecechowanie urządzenia pomiarowego szumów typu AM za pomocą pomiarowego odbiornika. Znaleziona wartość h wyniosła 1,28, co odpowiada umieszczeniu kreski cechującej na skali woltomierza prądu stałego przy napięciu:

$$\frac{\sqrt{2} \cdot 0,775}{1,28} = 0,855 \text{ V.}$$

Uzyskane wyniki cechowania dla zakresu napięć w.cz. 3,5 ÷ 4,5 V wartości szczytowej podaje tabl. 2.

Tablica 2

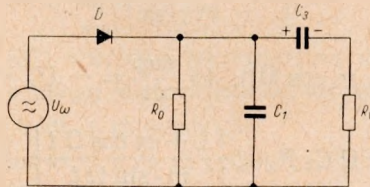
Wyniki cechowania urządzenia pomiarowego szumów typu AM na częstotliwości nośnej $f = 70 \text{ MHz}$

Głębokość modulacji $m \text{ } \%$	Odbiornik pomiar.	4	5	6	7	8	9	10	12	15	20	30
	Urządź. pomiar. IŁ	3,87	4,85	5,95	6,98	8	8,85	9,8	11,9	15,5	20,6	29,8

Przeprowadzone dla porównania próby z dużym oporem obciążenia detektora ($R_0 = 250 \text{ k}\Omega$), przy zastosowaniu zamiast zwykłego, lampowego woltomierza prądu stałego o dużym oporze wewnętrznym, wykazały, że w tym przypadku h mało różni się od jedności i wynosi około 1,05. Po wprowadzeniu tego współczynnika do wzoru (11) otrzymane wyniki cechowania nie były jednak lepsze od podanych w tabl. 2.

Co się tyczy wymaganej równości oporów obciążenia detektora dla prądu stałego i o częstotliwościach akustycznych, to warunek ten został z dużym przybliżeniem spełniony przez właściwe zaprojektowanie urządzenia pomiarowego. Świadczy o tym prawie płaski przebieg charakterystyki tłumieniowej pokazany na rys. 7 dla przypadku przy wyłączonym układzie deemfazy.

Wpływ stałych czasu układu na pracę detektora można przeanalizować w sposób przybliżony, lecz z dostateczną dokładnością techniczną, rozpatrując uproszczony schemat detektora, przedstawiony na rys. 12.



Rys. 12. Uproszczony układ detektora R_0 — opór obciążenia detektora dla prądu stałego; R_V — opór woltomierza lampowego; C_3 — kondensator sprzęgający R_V ; C_1 — kondensator bocznikujący R_0

Co się tyczy wartości stałej czasu układu równoległego $R_0 C_1$, to musi ona być na tyle mała, aby względna szybkość rozładowania kondensatora C_1 była większa od najbardziej szybkiego względnego opadania obwiedni modulacji w celu należytego (bez zniekształceń) jej zdemodulowania.

Wiadomo, że napięcie na kondensatorze spada według zależności:

$$u_c = U_{c1} \cdot e^{-\frac{t}{C_1 R_0}} \quad (12)$$

skąd szybkość zmian tego napięcia

$$\frac{du_c}{dt} = -U_{c1} \cdot \frac{1}{C_1 R_0} \cdot e^{-\frac{t}{C_1 R_0}} \quad (13)$$

zaś szybkość względna jest stała i wynosi:

$$\left| \frac{1}{U_{c1}} \cdot \frac{du_c}{dt} \right| = \frac{1}{C_1 R_0} \quad (14)$$

Względna szybkość zmiany amplitudy przebiegu w.cz. (obwiedni) wynosi:

$$\frac{1}{U_w} \cdot \frac{du_w}{dt} \quad (15)$$

gdzie u_w — chwilowe napięcie obwiedni amplitud przebiegu w.cz., skąd warunek na stałą czasu układu $C_1 R_0$ można wyrazić

$$\left| \frac{1}{U_{c1}} \cdot \frac{du_c}{dt} \right| > \left| \frac{1}{u_w} \cdot \frac{du_w}{dt} \right|_{max} \quad (16)$$

a podstawiając wzór (14)

$$\frac{1}{C_1 R_0} > \left| \frac{1}{u_w} \cdot \frac{du_w}{dt} \right|_{max} \quad (17)$$

lub

$$C_1 R_0 < \left| \frac{u_w}{\frac{du_w}{dt}} \right|_{min} \quad (18)$$

Jeżeli $u_w = U_w (1 + m \cos \Omega t)$, to $\frac{du_w}{dt} = -U_w \cdot m \Omega \sin \Omega t$, a wtedy:

$$\Omega C_1 R_0 < \left| \frac{1 + m \cos \Omega t}{m \cdot \sin \Omega t} \right|_{min} \quad (19)$$

Minimum prawej strony nierówności (19) wypada przy $m = -\cos \Omega t$, a wtedy:

$$\Omega C_1 R_0 \leq \frac{\sqrt{1 - m^2}}{m} \quad (20)$$

Sprawdzając jak dalece powyższy warunek jest spełniony w układzie detektora pomiarowego, uzyskujemy dla najwyższej częstotliwości akustycznej 15 kHz, ($\Omega = 2\pi \cdot 15 \cdot 10^3$) przy $R_0 = 4,5 \cdot 10^3 \Omega$; $C_1 = 100 \cdot 10^{-12} F$; $\Omega C_1 R_0 = 0,042$; $m = \frac{1}{\sqrt{1 + 0,042^2}} \approx 0,99$.

Jak z powyższego widać, stała czasu $C_1 R_0$ jest zaprojektowana z dużym zapasem.

Kondensator C_3 łącznie z oporami R_v i R_0 wpływa na kształt charakterystyki tłumieniowej w dolnym zakresie częstotliwości akustycznych, a ponadto może on być przyczyną powstawania zniekształceń harmonicznych.

Mianowicie w procesie detekcji na kondensatorze C_3 powstaje składowa stała, wyprostowanego napięcia, która jak wynika ze wzoru (6) jest równa:

$$U_{=} = U_w \cdot \cos \Theta \quad (21)$$

Jeżeli, przy stosunkowo małej stałej czasu R_0C_1 , amplituda napięcia w.c.z. na wejściu detektora wskutek modulacji spadnie do wartości mniejszej od napięcia polaryzującego diodę — U_{R_0} , gdzie

$$U_{R_0} = U_w \cdot \frac{R_0}{R_0 + R_v} \quad (22)$$

to przez diodę przestanie płynąć prąd, gdyż wtedy kondensator C_3 rozładowując się wytwarza na oporze R_0 wyżej podane napięcie polaryzujące.

Aby nie dopuścić do powstawania z tych przyczyn zniekształceń harmonicznnych, musi być zachowana następująca zależność:

$$U_{wmin} \geq U_{R_0}, \quad \text{gdzie} \quad U_{wmin} = U_w(1 - m)$$

stąd:

$$U_w(1 - m) \geq U_w \cdot \frac{R_0}{R_0 + R_v}$$

a wykorzystując wzór (7)

$$R_v \geq R_0 \cdot \left[\frac{P_-}{1 - m} - 1 \right] \quad (23)$$

Podstawiając do wzoru (23) wartości parametrów uproszczonego układu detektora (rys. 12) można łatwo się przekonać, że warunek ten został zachowany nawet dla $m = 0,99$, a mianowicie:

dla $R_0 = 4,5 \text{ k}\Omega$ i $p_- \approx \cos \theta = 0,36$ (z porównania zależności (6) i (7))

$$R_v \geq 4,5 \cdot 10^3 \left[\frac{0,36}{1 - 0,99} - 1 \right] = 157 \cdot 10^3 \Omega$$

W rzeczywistości oporność zastosowanego woltomierza lampowego R_v jest większa od $1 \text{ M}\Omega$ i powyższa nierówność jest spełniona również z dużym zapasem.

Co się tyczy zakresu częstotliwości nośnych, do którego urządzenie pomiarowe zostało przystosowane, to obliczona w sposób uproszczony dolna granica zakresu (f_{min}) wynika ze stałej czasu $\tau = R_0C_1$, a mianowicie:

$$\tau \gg \frac{1}{f_{min}} \quad (24)$$

Przyjmując dziesięciokrotnie większą stałą czasu układu R_0C_1 od okresu najniższej częstotliwości nośnej i obliczając τ uzyskujemy:

$$\frac{\tau}{10} = \frac{1}{f_{min}} \quad (25)$$

gdzie:

$$\tau = 4,5 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-12} = 0,45 \mu\text{sek}$$

skąd

$$f_{min} = \frac{10}{\tau} = \frac{10}{0,45} \cdot 10^6 \approx 22 \cdot 10^6 = 22 \text{ MHz}$$

a uwzględniając dodatkowo kondensator C_2 z filtru $R_2 C_2$ (rys. 5) — minimalna częstotliwość nośna wynosi 20 MHz, co zostało potwierdzone doświadczalnie.

Ograniczenie przydatności urządzenia pomiarowego w zakresie częstotliwości nośnych od góry do około 100 MHz wynika z zastosowanej konstrukcji i użytych elementów (w szczególności diody krystalicznej).

W rezultacie, za pomocą opracowanego urządzenia można mierzyć poziom niepożądanego modulacji amplitudy nadajników *FM*, pracujących w zakresie częstotliwości 20—100 MHz.

Dużą zaletą tego prostego urządzenia pomiarowego jest to, że przy podłączeniu go do źródła o przebiegach z modulacją kątową powstaje w nim własna modulacja amplitudy o znikomej wartości.

Pomiary kontrolne wykonane metodą statyczną w układzie pomiarowym rys. 3 (zamiast nadajnika użyto generator w.cz.) wykazały, że rozstrajanie generatora w.cz. o $\Delta f = \pm 75$ kHz wywołuje modulację amplitudy w urządzeniu pomiarowym o wartości 0,03% (− 70 dB).

Wynik ten uzyskano po podstawieniu do wzoru (10) w miejsce U_Ω zmianę napięcia — ΔU odczytywaną na woltomierzu prądu stałego, przy zachowaniu stałej wartości napięcia w.cz., doprowadzanego do urządzenia pomiarowego.

Dokładność pomiaru niepożądanego modulacji amplitudy uwarunkowana jest następującymi czynnikami:

- 1) dokładnością użytego woltomierza lampowego (w wykonanym urządzeniu $\pm 5\%$),
- 2) klasą użytego woltomierza prądu stałego ($\pm 1,5\%$),
- 3) niestałością parametru h w roboczym zakresie napięć wejściowych w.cz. (ok. $\pm 5\%$),
- 4) dodatkowym błędem, wywołanym przez użycie woltomierza lampowego o nie kwadratowej charakterystyce amplitudy.

Przy użyciu w urządzeniu pomiarowym przyrządów opisanych w tekście, łączny błąd spowodowany czynnikami 1, 2 i 3 nie przekracza ± 1 dB.

Dodatkowy błąd wywołany czynnikiem 4 (który przy użyciu właściwego woltomierza lampowego nie występuje) na ogół nie przekracza 11% (0,8 dB), a w szczególnym przypadku, jakim jest pomiar niepożądanego modulacji amplitudy nadajników *FM*, błąd ten, z przyczyn już poprzednio omówionych, jest dużo mniejszy i niewiele wpływa na łączny błąd, spowodowany czynnikami 1, 2 i 3.

Według danych katalogowych miernika głębokości modulacji *AM* i dekiacji *FM* produkcji RFT typu 3012 występuje w nim przy $\Delta f = \pm 75$ kHz własna modulacja amplitudy, która wynosi około 2% (− 34 dB). Wartość ta, potwierdzona pomiarem kontrolnym, już sama przez się jest gorsza od wymaganej od nadajnika *FM*; a więc miernik ten nie nadaje się w tym

przypadku do pomiaru niepożądanego modulacji amplitudy. To samo można powiedzieć o wysokiej klasy odbiorniku pomiarowym, gdyż z przeprowadzonych badań wynika, że jest on pod tym względem jeszcze gorszy, mając ok. 3% (− 30 dB) własnej modulacji amplitudy przy dewiacji źródła w.cz. $\Delta f = \pm 50$ kHz. W tego typu miernikach miejscem powstawania tak znacznej własnej niepożądanego modulacji amplitudy jest zazwyczaj układ pośredniej częstotliwości, który nie ma płaskiej charakterystyki tłumieniowej oraz liniowej charakterystyki fazowej w pasmie przenoszonych częstotliwości.

5. DANE TECHNICZNE URZĄDZENIA DO POMIARU NIEPOŻĄDANEJ MODULACJI AMPLITUDEY NADAJNIKÓW FM

- 5.1. Zakres częstotliwości: 20—100 MHz.
- 5.2. Zakres pomiaru poziomu niepożądanego modulacji amplitudy w stosunku do poziomu fali nośnej od − 70 dB do − 10 dB.
- 5.3. Wejście o oporności: 75Ω — niesymetryczne.
- 5.4. Wymagane napięcie wejściowe w.cz.: 2,5—3,2 V (wart. skut.).
- 5.5. Kreska cechująca na wskaźniku prądu stałego odpowiada napięciu: $U_{\text{sc}} = 0,855$ V.
- 5.6. Szumy własne AM w stosunku do poziomu fali nośnej:
przy $\Delta f = 0$ mniejsze od − 80 dB,
przy $\Delta f = \pm 75$ kHz „ „ − 70 dB.
- 5.7. Wyjście do woltomierza lampowego (zestaw II) — kabel koncentryczny o pojemności: $C \approx 150$ pF.
- 5.8. Oporność wejściowa woltomierza lampowego (zestaw II):
 $R_v \geq 1$ M Ω .
- 5.9. Dokładność pomiaru poziomu niepożądanego modulacji amplitudy wynosi około ± 1 dB.
- 5.10. Wymiary zestawu I: 150×280×100 mm.
- 5.11. Ciężar zestawu I: około 2 kg.

6. PRÓBY EKSPLOATACYJNE

Urządzenie pomiarowe zostało wypróbowane praktycznie w warunkach bardzo dużych natężeń pól w.cz., przy pomiarach dwóch nadajników FM typu „Dożdź”.

Badane nadajniki znajdowały się w małym budynku, umieszczonym w bezpośrednim sąsiedztwie masztu antenowego nadajnika radiofonicznego AM dużej mocy.

Stwierdzono, że nawet w tak niekorzystnych warunkach można było bez zakłóceń wykonywać pomiary niepożądanych modulacji *AM* nadajników *FM*. Wyniki tych pomiarów dla częstotliwości nośnej ok. 70 MHz ujmuje tabl. 3.

Tablica 3

Wyniki pomiaru szumów i niepożądanej modulacji amplitudy nadajników *FM* typu „Dożdź” pracujących na częstotliwości nośnej ok. 70 MHz

Dewiacja Δf	Poziom niepożądanej modulacji <i>AM</i> nadajników <i>FM</i>			
	I		II	
kHz	dB		dB	
0	-55	-46	-54	-52
± 50 ($F = 1000$ Hz)	-47	-44	-46	-45
Układ deemfazy	50 μ sek	wyłącz.	50 μ sek	wyłącz.

Wiadomo, że obniżające działanie układu deemfazy na poziom występuje tylko wówczas, gdy znaczna część energii szumów leży w górnym pasmie częstotliwości akustycznych. Z danych tabl. 3 można wnioskować, że przy $\Delta f = 0$ nadajniki zachowują się odmiennie, a mianowicie: energia szumów własnych nadajnika I leży głównie w górnym pasmie częstotliwości akustycznych, zaś II — w dolnym. Przy dewiacji $\Delta f = \pm 50$ kHz i częstotliwości modulującej $F = 1000$ Hz składniki widma niepożądanej modulacji amplitudy występują w obu nadajnikach przeważająco w dolnym pasmie częstotliwości akustycznych, co wynika z małego wpływu układu deemfazy na ogólny poziom szumów.

7. WNIOSKI

Jak to było podane uprzednio, trudność określenia poziomu niepożądanej modulacji amplitudy nadajników *FM* polega na tym, że w chwili obecnej brak jest prostych przyrządów do tego rodzaju pomiarów. Znajdujące się na rynku mierniki głębokości modulacji *AM* nie nadają się do tego celu ze względu na:

- niedostateczną ich czułość na małe głębokości modulacji, jakie są wytwarzane przez szумы własne typu *AM* nadajnika,
- powstawanie w miernikach tego typu dodatkowej, własnej modulacji amplitudy przy podłączaniu ich do źródeł w.cz. o przebiegach z modulacją kątową.

Pomiar niepożądanego modulacji amplitudy nadajników *FM* należy więc wykonywać za pomocą specjalnego, aperiodycznego detektora amplitudy z układem deemfazy o odpowiedniej stałej czasu, podłączonego do wyjścia pomiarowego w końcowym stopniu nadajnika.

Metoda polega na pomiarze napięcia składowej stałej i napięcia składowej zmiennej na oporze obciążenia detektora.

Poziom niepożądanego modulacji amplitudy względem fali nośnej oblicza się ze stosunku pierwiastek kwadratowy z dwóch pomnożony przez wartość napięcia skutecznego, wskazywaną przez woltomierz prądu zmiennego (U_{sk}) do wartości wskazywanej przez woltomierz prądu stałego (U_1).

Wyrażony w decybelach poziom niepożądanego modulacji amplitudy ΔS oblicza się więc ze wzoru:

$$\Delta S = 20 \lg \cdot \frac{\sqrt{2 \cdot U_{sk}}}{U_1} \text{ dB}$$

Pomiar niepożądanego modulacji amplitudy nadajnika *FM* wykonywać należy dla dwóch przypadków:

Przypadek 1 — bez modulacji *FM* (dewiacja $\Delta f = 0$), zwany pomiarem szumów *AM* fali nośnej nadajnika.

Przypadek 2 — przy modulacji *FM* (częstotliwością 400 lub 1000 Hz) z dewiacją nominalną fali nośnej nadajnika (w radiofonii Δf_{nom} zwykle wynosi 75 kHz lub 50 kHz).

Przy psfometrycznym pomiarze niepożądanego modulacji amplitudy należy wtrącić po deemfazie do układu pomiarowego dopasowany filtr o charakterystyce przenoszenia aktualnie zalecanej przez CCITT dla radiofonii.

Opracowane i wykonane w IŁ urządzenie pomiarowe jest typem aperiodycznym pomiarowego detektora amplitudy z układem deemfazy, przystosowanym do bezpośredniego odczytu poziomu niepożądanego modulacji amplitudy. Do pomiaru napięcia składowej zmiennej i odczytu poziomu użyto (z braku odpowiedniejszego) miliwoltomierza lampowego „Marconi” typu TF-1100, choć nie ma on wymaganej, kwadratowej charakterystyki amplitudy. W zastosowaniu do radiofonicznych nadajników *FM* błąd, jaki z tej przyczyny powstaje, jest stosunkowo nieznaczny.

Urządzeniem można mierzyć nadajniki *FM*, których niepsfometryczny poziom szumów własnych typu *AM* przy $\Delta f = 0$ wynosi nawet -70 dB w stosunku do poziomu fali nośnej, a przy $\Delta f = \pm 75$ kHz nadajniki, których poziom niepożądanego modulacji amplitudy sięga -60 dB.

Po rozpatrzeniu zagranicznych przepisów normatywnych i osiągnięć znanych producentów sprzętu nadawczego, wydają się racjonalne następujące kompromisowe wartości poziomu niepożądanego modulacji amplitudy

dy (w stosunku do poziomu fali nośnej) w radiofonicznych nadajnikach FM:

1. Przy pomiarze niepsfometrycznym

$$\Delta S \leq -50 \text{ dB} \quad \text{przy} \quad \Delta f = 0$$

$$\Delta S \leq -40 \text{ dB} \quad \text{przy} \quad \Delta f = \pm 50 \text{ kHz}$$

2. Przy pomiarze psfometrycznym

$$\Delta S \leq -60 \text{ dB} \quad \text{przy} \quad \Delta f = 0$$

$$\Delta S \leq -45 \text{ dB} \quad \text{przy} \quad \Delta f = \pm 50 \text{ kHz.}$$

Chociaż urządzenie zostało w zasadzie zaprojektowane do pomiaru niepożądanego modulacji amplitudy radiofonicznych nadajników ukf z modulacją częstotliwości, to jednak może ono być, bez żadnych przeróbek, wykorzystywane również do pomiaru szumów własnych typu AM nadajników pracujących w pasmie częstotliwości 20—100 MHz z następującymi rodzajami emisji: A1, A2, A3, A4 i F1, F2, F3, F4, F6.

Ważną zaletą urządzenia jest możliwość wykonywania pomiaru szumów własnych typu AM podczas normalnej pracy nadajnika, w chwilach krótkich przerw w programie. W związku z tym, po wprowadzeniu odpowiednich zmian konstrukcyjnych, mających na celu rozszerzenie zakresu częstotliwości roboczych w dół, podobne urządzenie może być wykorzystane do usprawnionego pomiaru szumów własnych typu AM radiofonicznych nadajników z modulacją A3, pracujących w zakresie fal długich, średnich i krótkich. Ponadto tego rodzaju urządzenie może być podłączone do wejścia układu telemetrycznego i w ten sposób znaleźć zastosowanie przy zdalnej kontroli nadajników zautomatyzowanych.

WYKAZ LITERATURY

1. Czistiakow, Sidorow, Mičnikow: Radioprijomnye ustrojstwa. Swiazizdat, Moskwa 1958.
2. Jellonek A., Karkowski Z.: Miernictwo radiotechniczne. PWT, Warszawa 1961.
3. Instrukcja obsługi nadajnika ukf — FM typu „Dożdż”.
4. Warunki techniczne odbioru nadajnika ukf — FM typu NRU 3/5.
5. Polskie Normy PN/T-05200.
6. Seely S.: Układy elektroniczne. WNT, Warszawa 1961.
7. Riemiez G.: Radioizmierenija. Swiazizdat, Moskwa 1960.
8. Zagajewski T.: Nadajniki radiowe. PWT, Warszawa 1958.
9. Helbing H., Makiedoński A.: Pomiar szumów wywołanych niepożądaną modulacją kątową w nadajnikach radiowych. Prace IŁ, zeszyt 2(35), 1964 r.
10. Katalog urządzeń radiowych f-my „Marconi” 1961.
11. Gray L. F., Graham R.: Radio transmitters. Mc Graw-Hill book Co, New York 1961.

Г. Гельбинг
А. Македонски

ИЗМЕРЕНИЕ ПОМЕХ ВЫЗВАННЫХ ПАРАЗИТНОЙ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ В РАДИОПЕРЕДАТЧИКАХ

Резюме

В предыдущей публикации рассмотрены измерения собственных шумов типа ЧМ, вызванных паразитной угловой модуляцией несущей волны в передатчиках.

В настоящей работе представлены измерения помех, вызванных паразитной амплитудной модуляцией несущей волны в передатчиках (поэтому называемых помехами типа АМ), а главным образом в радиовещательных передатчиках с частотной модуляцией (ЧМ), работающих в диапазоне от 30 до 100 мГц.

Представлен правильный метод измерения паразитной амплитудной модуляции, который, в случае ЧМ передатчиков требует специального подхода.

Запроектирован и изготовлен простой измерительный прибор, с помощью которого можно определить значение паразитной амплитудной модуляции в ЧМ передатчиках.

H. Helbing
A. Makiedoński

MEASUREMENTS OF DISTURBANCES CAUSED BY THE UNDESIRABLE AMPLITUDE MODULATION IN RADIO TRANSMITTERS

Summary

In a former paper the measurements of FM-type noise, caused by undesirable angle modulation of carrier, were described.

In this paper are described the measurements of disturbances caused by the undesirable amplitude modulation of the carrier in transmitters (consequently called AM disturbances), particularly in the frequency modulated broadcasting transmitters (FM), working in the frequency band between 30 and 100 Mc/s.

A suitable method of the measurement of the undesirable amplitude modulation has been elaborated, which requires a specific way of treatment.

A simple noise meter has been designed and constructed, with which values of undesirable amplitude modulation in FM transmitters can be determined.

H. Helbing
A. Makiedoński

MESURE DES BRUITS CAUSÉS PAR MODULATION INDÉSIRÉE D'AMPLITUDE DANS LES ÉMETTEURS RADIOÉLECTRIQUES

Résumé

Dans une publication précédente on a décrit les mesures des bruits de fond du type FM, causées par une modulation angulaire indésirée de l'onde porteuse.

Dans la publication présente on décrit les mesures des perturbations causées par une modulation indésirée d'amplitude (nommées à cause de cela les perturbations

du type *AM*) et en particulier dans les émetteurs radiophoniques à modulation de fréquence (*FM*), fonctionnant de 30 à 100 MHz.

On a présenté un procédé convenable de mesure de modulation d'amplitude indésirée, qui pour les émetteurs *FM* exige une manière spécifique de traitement.

On a fait un projet et ensuite on a construit un appareil de mesure simple, à l'aide duquel on peut déterminer la valeur de la modulation d'amplitude indésirée dans les émetteurs *FM*.

H. Helbing

A. Makiedoński

MESSUNGEN DER DURCH UNERWUNSCHTE AMPLITUDENMODULATION HERVORGERUFENEN STÖRUNGEN IN FUNKSENDERN

Zusammenfassung

Im einem vorigen Aufsatz (9) wurden die Messungen von Eigengeräuschen Typ *FM*, die durch unerwünschte Winkelmodulation des Trägers in Sendern hervorgerufen werden, beschrieben.

In der vorliegenden Arbeit sind die durch unerwünschte Amplitudenmodulation des Trägers in Sendern hervorgerufenen Störungen (aus diesem Grund die „Störungen Typ *AM*“ genannt) beschrieben, insbesondere in Rundfunksendern mit Frequenzmodulation, die im Frequenzbereich 30...100 MHz arbeiten.

Es wurde eine richtige Messmethode der unerwünschten Modulation dargestellt, die für die *FM*-Sender einen eigenartigen Auffassungscharakter erfordert.

Es wurde eine einfache Messeinrichtung entworfen und ausgeführt, mit Hilfe derer der Wert der unerwünschten Amplitudenmodulation in *FM*-Sendern bestimmt werden kann.

HENRYK HELBING
ALEKSANDER MAKIEDOŃSKI

621.317.361.029.6

FAZOMETRYCZNA METODA POMIARU CHWILOWYCH I KRÓTKOTRWAŁYCH RÓŻNIC CZĘSTOTLIWOŚCI

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 5. XI. 1964 r.

Rozpatrzono stosowaną obecnie dudnieniową metodę pomiaru krótkotrwałych różnic częstotliwości dwóch wzorców częstotliwości, wyjaśniając warunki, w jakich można z niej korzystać.

Na podstawie własnych doświadczeń stwierdzono, że w pewnych przypadkach praca wzorców o zbliżonych częstotliwościach nie może być wystarczająco scharakteryzowana wartością zmian krótkotrwałych różnic częstotliwości, z powodu stosunkowo długiego czasu uśredniania. W związku z tym zaproponowano scharakteryzowanie pracy wzorców za pomocą wyznaczania przebiegu chwilowych różnic częstotliwości, gdzie czas uśredniania jest ograniczony tylko stałą czasu przyrządu pomiarowego.

Przeanalizowano teoretyczne i praktyczne możliwości wyznaczania przebiegu chwilowych różnic częstotliwości za pomocą zaprojektowanego miernika fazy typu EMF 1, którego opis podano w tekście.

Ustalono zakres pomiaru chwilowych względnych różnic częstotliwości, uzyskiwanych przy zastosowaniu tego miernika $\left(\frac{\Delta F}{F} = 3,8 \times 10^{-12} \div 5 \cdot 10^{-3}\right)$ oraz rozpatrzono wartości błędów powstających przy określaniu $\frac{\Delta F}{F}$ metodą fazometryczną.

1. WSTĘP

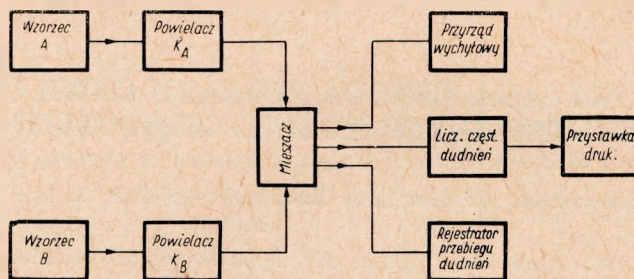
Szeroko obecnie stosowana metoda pomiaru krótkotrwałych różnic częstotliwości polega na mierzeniu częstotliwości dudnień dwu sinusoidalnych przebiegów wielkiej częstotliwości. Dla zwiększenia dokładności pomiarów, jak również dla skrócenia czasu pomiaru stosuje się powielanie częstotliwości przed doprowadzeniem sygnałów do układów mieszacza. Schemat blokowy układu pomiarowego jest przedstawiony na rys. 1.

Porównywane wzorce A i B mają zwykle tę samą częstotliwość nominalną i wtedy współczynniki powielania K_A i K_B są jednakowe. Przy wzorcach o częstotliwościach nominalnych $F = 100$ kHz stosuje się na ogół

powielacze częstotliwości o współczynniku powielania $K = K_A = K_B = 100$ i wartość zdudnianych częstotliwości wynosi wówczas $F_z = 10$ MHz.

Do pomiaru częstotliwości dudnień na wyjściu mieszacza stosuje się:

- przrządy wychyłowe,
- przrządy samopiszące,
- liczniki częstotliwości dudnień.



Rys. 1. Schemat blokowy układu do pomiaru krótkotrwałych różnic częstotliwości

Najstarsza metoda pomiaru częstotliwości dudnień polega na mierzeniu liczby wychyleń wskazówki przyrządu (N) w ciągu czasu pomiaru (Δt) i na obliczaniu różnicy częstotliwości (ΔF) jednego wzorca względem drugiego, ze wzoru:

$$\Delta F = \frac{N}{K \cdot \Delta t} \quad (1)$$

Wprowadzenie przyrządów samopiszących, pozwalających zapisywać przebieg dudnień na przesuwałej się papierowej taśmie rejestratora, wyeliminowało potrzebę liczenia przez operatora liczby wychyleń przyrządu i mierzenia czasu stoperem.

Zastosowanie jako urządzeń wyjściowych mieszacza elektronicznych częstościomierzy zliczających z przystawkami drukującymi, pozwoliło na pełne zautomatyzowanie pomiarów, doprowadzając dudnieniową metodę pomiaru krótkotrwałych różnic częstotliwości do teoretycznej granicy dokładności, jaką może ona zapewnić.

Od zarania radiotechniki obserwuje się stałą tendencję do zawężania tolerancji niestałości częstotliwości urządzeń radiokomunikacyjnych, do czego przyczynia się stały postęp techniczny w dziedzinie generacji i stabilizacji częstotliwości.

Wprowadzenie ostatnio molekularnych i atomowych wzorców częstotliwości, a także ciągle doskonalenie technologii produkcji stabilnych rezonatorów kwarcowych oraz nowych układów generacyjnych spowodowało również konieczność opracowania doskonalszych metod pomiaru niestałości częstotliwości. Jedną z takich metod jest fazometryczna metoda pomiaru małych różnic częstotliwości.

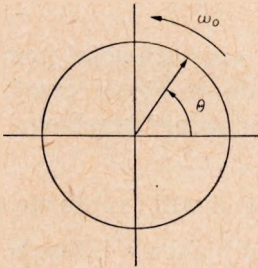
2. FAZOMETRYCZNA METODA POMIARU MAŁYCH RÓŻNIC CZĘSTOTLIWOSCI

Przebieg o idealnie stałej częstotliwości opisany równaniem

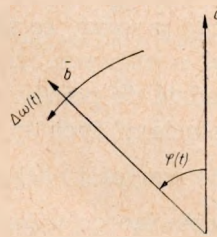
$$a = A_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (2)$$

można przedstawić w postaci wektora, którego faza Θ wzrasta liniowo z czasem, przy czym $\Theta = \omega_0 t + \varphi_0$ (rys. 2).

Kąt fazowy φ_0 charakteryzuje przebieg w chwili $t = 0$ i bez szkody dla poprawności analizy może być przyjęty jako równy zeru.



Rys. 2. Przedstawienie wektorowe przebiegu o idealnie stałej częstotliwości



Rys. 3. Przedstawienie wektorowe przebiegu \bar{b} o częstotliwości $\omega_2(t)$, jako przebiegu o częstotliwości $\omega_1(t)$ i o nastającej fazy $\varphi(t)$

W praktyce nie ma jednak generatorów, które wytwarzałyby idealnie stałe częstotliwości i należy uwzględniać ich częstotliwości chwilowe.

Faza $\Theta(t)$ (po upływie czasu t) i pulsacja $\omega(t)$ (w chwili t) powiązane są w tym przypadku następującymi zależnościami:

$$\Theta(t) = \int_0^t \omega(t) dt \quad (3)$$

$$\omega(t) = \frac{d\Theta}{dt} \quad (4)$$

Jeżeli mamy dwa przebiegi o różniących się pulsacjach $\omega_1(t)$ i $\omega_2(t)$, które przedstawimy równaniami:

$$\bar{a} = A_0 \sin \omega_1(t) = A_0 \sin \Theta_a(t)$$

$$\bar{b} = B_0 \sin \omega_2(t) = B_0 \sin [\omega_1(t) + \Delta\omega(t)] t = B_0 \sin \Theta_b(t) \quad (5)$$

gdzie

$$\Delta\omega(t) = [\omega_2(t) - \omega_1(t)] > 0$$

to geometrycznie możemy je przedstawić na płaszczyźnie w postaci nieruchomego wektora \bar{a} , o amplitudzie A_0 i wirującego ze zmienną w czasie prędkością kątową $\Delta\omega(t)$ wektora \bar{b} , o amplitudzie B_0 (rys. 3).

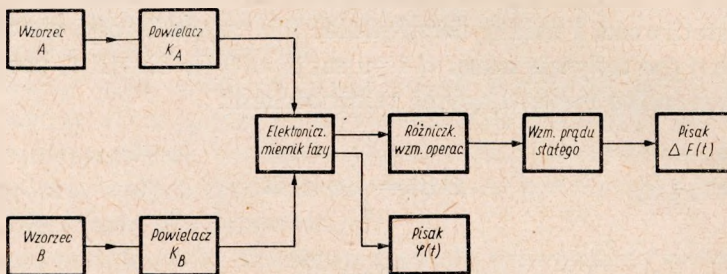
Różnica częstotliwości w chwili t , $\Delta F(t) = \frac{1}{2\pi} \Delta\omega(t)$ oraz kąt różnicy faz przebiegów \bar{a} i \bar{b} , $\varphi(t) = \Theta_a(t) - \Theta_b(t)$ są powiązane ze sobą następującymi zależnościami:

$$\left. \begin{aligned} \varphi(t) &= 2\pi \int_0^t \Delta F(t) dt \\ \Delta F(t) &= \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Z powyższego wynika, że pomiar różnicy częstotliwości pomiędzy dwoma sygnałami o różnych, zmieniających się w czasie częstotliwościach można sprowadzić do pomiaru pierwszej pochodnej przebiegu różnicy faz pomiędzy napięciami tych sygnałów.

Wyznaczenie wartości pochodnej $\frac{d\varphi(t)}{dt}$ w chwili t może się odbywać za pomocą różniczkującego wzmacniacza operacyjnego z filtracją, o układzie podobnym do stosowanych w analogowych maszynach liczących, lub też może być przeprowadzone metodą graficzną, przez wyznaczanie stycznych do zapisanego na taśmie papierowej przebiegu $\varphi(t)$.

Układ blokowy do pomiaru chwilowych różnic częstotliwości metodą fazometryczną jest przedstawiony na rys. 4. Jako mierniki fazy są stoso-



Rys. 4. Schemat blokowy układu do pomiaru chwilowych różnic częstotliwości metodą fazometryczną

wane elektroniczne dwukanałowe fazomierze, charakteryzujące się liniową zależnością między wychyleniem ramienia przyrządu samopiszącego a kątem fazowym, powodującym to wychylenie.

Takie mierniki fazy są zasadniczym elementem różniącym układ z rys. 4 od układu z rys. 1, które poza tym są formalnie do siebie bardzo podobne zwłaszcza wtedy, gdy jako mieszacze są stosowane detektory fazy.

W układzie podanym na rys. 1 są stosowane przeważnie zrównoważone detektory fazy, których uproszczony schemat jest przedstawiony na rys. 5.

Napięcia wyjściowe U_{01} i U_{02} mogą być przedstawione wzorami:

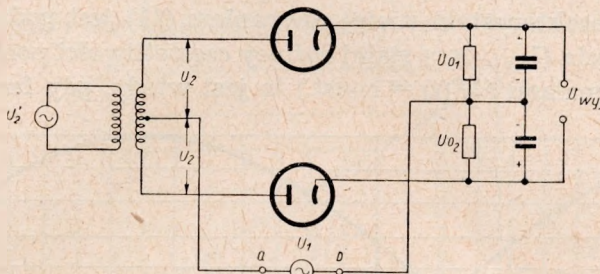
$$U_{01} = K_{d1} \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2 U_1 U_2 \cos \varphi} \quad (7)$$

$$U_{02} = K_{d2} \sqrt{U_1^2 + U_2^2 - 2 U_1 U_2 \cos \varphi} \quad (8)$$

gdzie:

K_{d1}, K_{d2} — współczynniki sprawności detekcji

φ — kąt fazowy pomiędzy napięciami U_2 i U_1



Rys. 5. Uproszczony układ zrównoważonego detektora fazy

Napięcie U_{wyj} w przypadku $U_1 = U_2 = U$ i $K_{d1} = K_{d2} = K_d$ będzie wynosić:

$$U_{wyj} = U_{01} = K_d U \sqrt{2} (\sqrt{1 + \cos \varphi} - \sqrt{1 - \cos \varphi}) \quad (9)$$

Zwykle dla uniezależnienia napięcia wyjściowego od amplitudy napięć wejściowych stosuje się ograniczniki amplitudowe i wtedy $U = \text{const.}$ i $K_d = \text{const.}$, a napięcie wyjściowe można przedstawić zależnością:

$$U_{wyj} = K (\sqrt{1 + \cos \varphi} - \sqrt{1 - \cos \varphi}) \quad (10)$$

gdzie:

$$K = UK_d \sqrt{2} = \text{const.}$$

Jak widać z zależności (10), napięcie na wyjściu takiego detektora fazy jest funkcją nieliniową. Krzywa, którą kreśliłby przyrząd rejestrujący (o charakterystyce liniowej) nie odtwarzałaby przebiegu zmiany $\varphi(t)$. Nie można więc z niej wyznaczyć metodą geometryczną pochodnej $\frac{d\varphi(t)}{dt}$ odpowiadającej, jak wynika z (6), chwilowej różnicy pulsacji pomiędzy badanymi sygnałami.

Rozpatrzmy obecnie błędy, jakie powstają w dudnieniowej metodzie określania krótkotrwałej niestałości częstotliwości przy zastosowaniu elektronicznego miernika częstotliwości dudnień jako wyjściowego urządzenia mieszacza.

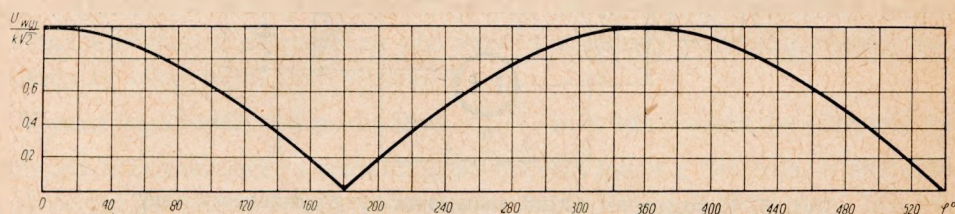
W układzie pomiarowym z rys. 1 jako mieszacz stosowany jest przeważnie detektor fazy o układzie jak na rys. 5 z tym, że zacisk b źródła U_1 jest uziemiony. Napięcie niesymetryczne $-U_{01}$ jest doprowadzane do układu kształtowania impulsów służących do sterowania częstotściomierza numerycznego. W tym przypadku charakterystykę detektora fazy przedstawia równanie (7), które przy $U_1 = U = \text{const.}$ przyjmuje postać:

$$U_{wyj} = K \sqrt{1 + \cos \varphi} \quad (11)$$

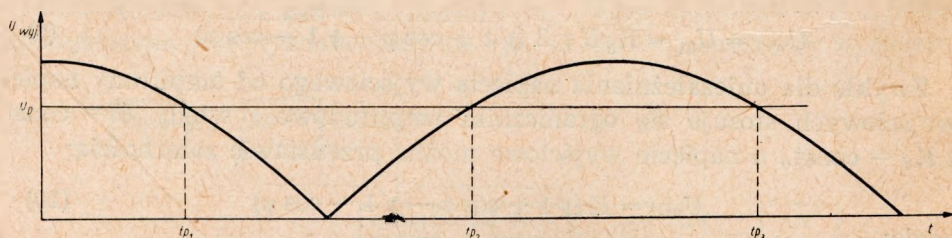
gdzie:

$$K = K_{d1} U \sqrt{2}.$$

Przebieg charakterystyki ujętej równaniem (11) jest podany na rys. 6. Przebieg napięcia U_{wyj} , przy stałej różnicy częstotliwości pomiędzy porównywanymi sygnałami ($\Delta F(t) = \text{const.}$) to jest wtedy, gdy faza $\varphi(t)$ jest li-



Rys. 6. Charakterystyka detektora fazy, stosowanego do pomiaru częstotliwości dudnień za pomocą licznika elektronicznego z odczytem numerycznym



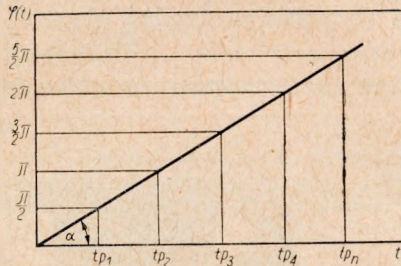
Rys. 7. Przebieg napięcia na wyjściu niezrównoważonego detektora fazy, przy stałej różnicy faz między badanymi sygnałami

niową funkcją czasu, jest przedstawiony na rys. 7. Na tym samym rysunku zaznaczono napięcie U_p , przy którym na wyjściu układu kształtującego występują impulsy sterujące licznik elektroniczny. Momenty występowania impulsów sterujących zostały na rys. 7 zaznaczone jako t_{p1} , t_{p2} ... t_{pn} .

Każdemu t_{pn} z rys. 7 można przyporządkować φ_{pn} z rys. 6, przy czym można tak dobrać wartość napięcia U_p (rys. 7), aby na wyjściu układu formowania występowały impulsy w momentach czasu, w których $\varphi(t) = n \frac{\pi}{2}$.

Impulsy występujące w regularnych odstępach czasu $[t_p(n+1) - t_{pn}]$ są doprowadzane do częstościomierza numerycznego, na wyjściu którego otrzymujemy wartość różnicy częstotliwości pomiędzy badanymi sygnałami.

Jeżeli zmiany różnicy częstotliwości są na tyle powolne, że w ciągu czasu (t_z) zliczania impulsów przez licznik kąta nachylenia (α) przebiegu $\varphi(t)$ — rys. 8 pozostałyby stałe, to pomiar ΔF (wykonany tą metodą) dałby wynik prawidłowy. Dla wzorców jednak o częstotliwościach niewiele różniących się od siebie (np. przy $\frac{\Delta F}{F} = 10^{-10}$), częstotliwość powstających dudnień (nawet przy $F \cong 10$ MHz) jest bardzo mała i wynosi 0,001 Hz. Impulsy sterujące elektroniczny częstościomierz (który w tych



Rys. 8. Przebieg kąta $\varphi(t)$, w przypadku stałej różnicy częstotliwości (ΔF) pomiędzy badanymi sygnałami

warunkach pracuje zwykle jako czasomierz) występują wówczas co 500 sek. (dwa impulsy na okres). W ciągu tak długiego czasu zliczania (t_z), jak wykazały nasze badania, nie można przyjąć warunku $\alpha = \text{const.}$, nawet przy porównywaniu bardzo stabilnych wzorców kwarcowych (przy $F \cong 10$ MHz).

Badania były wykonywane za pomocą zaprojektowanego i zbudowanego w Zakładzie Radiokomunikacji Instytutu Łączności elektronicznego, dwukanałowego miernika fazy typu EMF1, o układzie blokowym podanym na rys. 9.

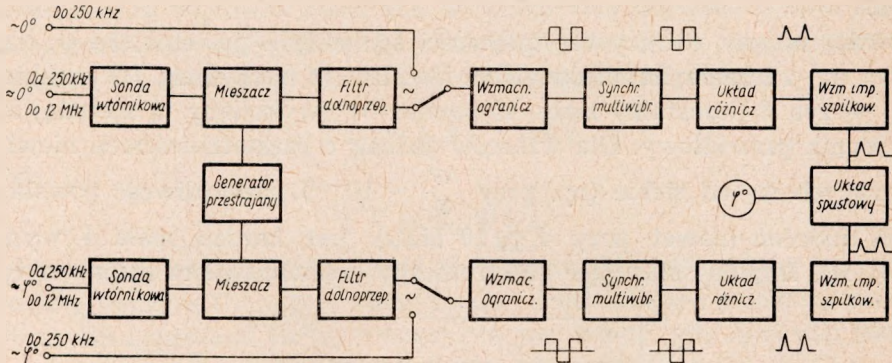
Wygląd zewnętrzny fazomierza, wraz z załączonym rynkowym przyrządem rejestrującym jest pokazany na rys. 10.

Elektroniczny miernik fazy typu EMF1 składa się zasadniczo z dwóch członów:

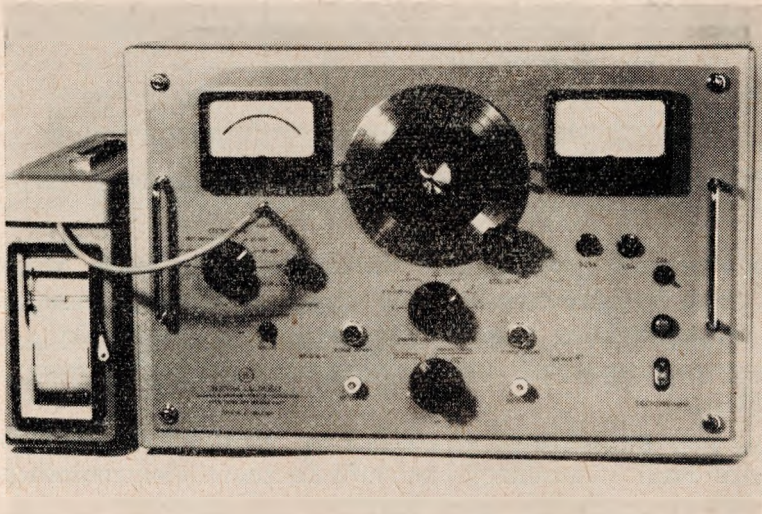
- fazomierza pracującego w zakresie częstotliwości 20 Hz — 250 kHz;
- członu przemiany częstotliwości dla rozszerzenia zakresu częstotliwości przyrządu do 12 MHz.

Miernik fazy składa się z dwóch jednakowych torów, z których każdy zawiera 4 stopnie wzmacniaczy ograniczających w celu uformowania z napięć sinusoidalnych impulsów prostokątnych, synchronizowanego multi-

wibratora z układem różniczkującym o jednostronnym ograniczaniu dla przekształcenia impulsów prostokątnych w szpilkowe impulsy o polaryzacji dodatniej oraz stopnia wzmocnienia tych impulsów. Warunki pracy



Rys. 9. Schemat blokowy elektronicznego miernika fazy typu EMF 1



Rys. 10. Widok zewnętrzny elektronicznego miernika fazy typu EMF 1 wraz z załączonym przyrządem rejestrującym

układu są tak dobrane, aby moment występowania impulsów szpilkowych odpowiadał przejściu badanych napięć przez wartość zerową, przy zmianie polaryzacji z ujemnej na dodatnią.

Impulsy szpilkowe wytworzone w obu torach wyzwalają na zmianę układ spustowy, w jednym ramieniu którego jest załączony przyrząd magnetoelektryczny, służący do odczytu różnicy faz φ° badanych napięć. Wskazania przyrządu są proporcjonalne do długości impulsu prostokątnego w odpowiednim ramieniu układu spustowego, natomiast długość impulsu jest proporcjonalna do odstępu czasu pomiędzy impulsami szpil-

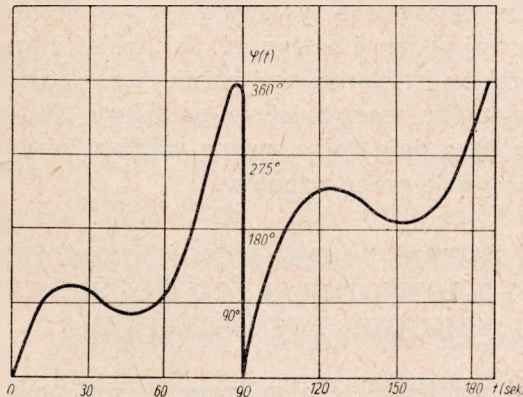
kowymi, doprowadzonymi do układu spustowego z obu torów (rys. 9), czyli do przesunięcia fazy pomiędzy badanymi napięciami.

W szereg z przyrządem magnetoelektrycznym, służącym do odczytu wskazań φ° jest włączony pisak do rejestracji zmian φ° w czasie. Dla podłączenia pisaka jest przewidziane odpowiednie gniazdo.

Przy pomiarze przesunięć fazowych pomiędzy napięciami o częstotliwości większej od 250 kHz wykorzystuje się człon przemiany częstotliwości (rys. 9). Obniża on częstotliwość badanych przebiegów do częstotliwości około 40 kHz i przenosi bez zmian ich różnicę faz.

Omawiany zestaw ma dwa jednakowe układy przemiany częstotliwości, z jednym wspólnym przestrajającym generatorem. W skład każdego z układów przemiany częstotliwości (oprócz wspomnianego generatora) wchodzi: separator, mieszacz z filtrem dolnoprzepustowym oraz wtórnik katodowy o małej pojemności wejściowej, umieszczony w sondzie, znajdującej się na zewnątrz przyrządu, poprzez którą badane sygnały są doprowadzane do mieszaczy.

Przestrajający generator przemiany częstotliwości pokrywa zakres badanych częstotliwości 250 kHz \div 12 MHz w sześciu podzakresach: 250 \div 450 kHz; 450 \div 1000 kHz; 1 \div 2 MHz; 2 \div 4 MHz; 4 \div 8 MHz;



Rys. 11. Przykład zapisu przebiegu różnicy faz $\varphi(t)$ przy porównywaniu częstotliwości dwóch wzorców

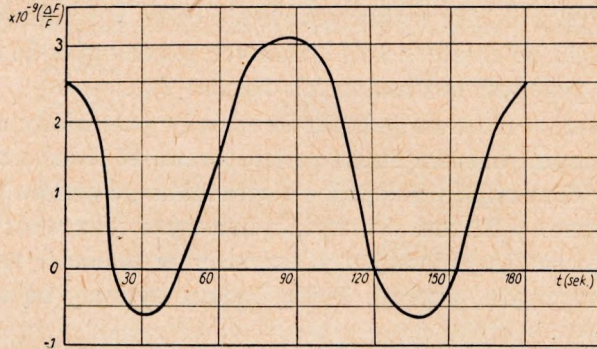
8 \div 12 MHz. Zmiana podzakresów odbywa się za pomocą siedmiopozycyjnego przełącznika. W pierwszej pozycji przełącznika generator przemiany częstotliwości jest sterowany kwarem.

Stabilizacja kwarcowa generatora przemiany częstotliwości jest stosowana przy pomiarze przesunięć fazowych napięć, pochodzących ze stabilnych wzorców o bardzo mało różniących się częstotliwościach.

Na rysunku 11 jest pokazany odcinek taśmy papierowej rejestratora fazomierza z zapisem przebiegu $\varphi(t)$ uzyskanym przy porównywaniu czę-

stotliwości wzorca WZ 100—10/A (produkcji Zakładu Urządzeń Radiotechnicznych Politechniki Warszawskiej) z częstotliwością wzorca typu XZA f-my Rohde — Schwarz.

Częstotliwości obu wzorców zostały sprowadzone do $F \cong 10$ MHz za pomocą 100-krotnego powielania (wzorec WZ 100) i syntezy częstotliwości (wzorec XZA).



Rys. 12. Przebieg chwilowej, względnej różnicy częstotliwości pomiędzy porównywanymi wzorcami.

Na rysunku 12 przedstawiono przebieg chwilowej względnej różnicy częstotliwości pomiędzy porównywanymi wzorcami obliczony metodą stycznych do krzywej podanej na rys. 11. Jak widać z rys. 11 i 12, dudnieniowa metoda pomiaru krótkotrwałej różnicy częstotliwości nie odzwierciedla w tym przypadku rzeczywistego przebiegu $\Delta F(t)$ (wobec nieliniowego przebiegu $\varphi(t)$), a daje tylko pewną wartość średnią, która jedynie z grubsza charakteryzuje pracę wzorców.

3. ZAKRES I DOKŁADNOŚĆ POMIARU CHWILOWYCH I KRÓTKOTRWAŁYCH RÓŻNIC CZĘSTOTLIWOŚCI METODĄ FAZOMETRYCZNĄ

Zakres pomiaru względnych, chwilowych różnic częstotliwości wzorców elektronicznym miernikiem fazy jest bardzo szeroki. Wynika to zarówno z zakresu częstotliwości miernika fazy typu EMF-1 (20 Hz — 12 MHz), jak i z tego, że wzorce są wyposażone w komplety powielaczy i obniżaczy częstotliwości dzięki czemu, w zależności od wartości różnicy częstotliwości, pomiar można wykonywać na różnych częstotliwościach i różną techniką pomiarową.

Przy małych względnych różnicach częstotliwości pomiar wykonuje się na większych częstotliwościach, poprzednio opisaną metodą zapisu przebiegu $\varphi(t)$ na taśmie rejestratora i określania metodą graficzną wartości różnicy częstotliwości (ΔF), wg wzoru (6). Górna granica wyzna-

czenia wartości ΔF jest uwarunkowana w tym przypadku stałą czasu części elektronicznej fazomierza oraz stałą czasu przyrządu samopiszącego. Wygodnie jest przy tym określać bezwładność przyrządu przez największą wartość szybkości zmian fazy, którą rejestruje on jeszcze poprawnie.

Wartość ta dla elektronicznego miernika fazy typu EMF 1 wynosi 12° na sek., co odpowiada różnicy częstotliwości $\Delta F_{max} = 0,03$ Hz. Dolna granica wyznaczenia wartości ΔF metodą stycznych jest ograniczona stabilnością pracy części elektronicznej przyrządu, długością czasu pomiaru (t_{pom}) i dokładnością graficznego wyznaczenia pochodnej $\frac{d\varphi(t)}{dt}$.

Dla $t_{pom} = t_2 - t_1 = 10$ h, przy prędkości przesuwu taśmy 10 mm/h, pochodną można wyznaczyć z dokładnością $\pm 20\%$, jeśli styczna do krzywej $\varphi(t)$ ma nachylenie dziesięciokrotnie mniejsze niż wartość nachylenia prostej przechodzącej przez punkty krańcowe zapisu na taśmie, tzn. $\varphi_{t1} = 0$ i $\varphi_{t2} = 360^\circ$. Daje to wartość $\Delta F_{min} = 3,8 \cdot 10^{-5}$ Hz $\pm 20\%$.

Biorąc pod uwagę, że wartość $\Delta F_{min} = 3,8 \cdot 10^{-5}$ Hz można uzyskać przy $F = F_{max} = 10$ MHz, a wartość $\Delta F_{max} = 3 \cdot 10^{-2}$ Hz przy $F = F_{min} = 100$ Hz otrzymujemy następujący zakres pomiaru względnej różnicy częstotliwości metodą fazometryczną (przez wyznaczanie wartości ΔF graficznie z zapisu przebiegu kąta fazowego $\varphi(t)$)

$$p_{min} = \frac{\Delta F_{min}}{F_{max}} = 3,8 \cdot 10^{-12}; \quad p_{max} = \frac{\Delta F_{max}}{F_{min}} = 3 \cdot 10^{-4},$$

gdzie oznaczono przez p — względną, chwilową różnicę częstotliwości.

Popełniany przy tym błąd jest spowodowany głównie niedokładnością graficznego wyznaczenia pochodnej $\frac{d\varphi(t)}{dt}$ i wynosi przy $3 \cdot 10^{-2}$ Hz $\geq \geq \left| \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt} \right| \geq 3,8 \cdot 10^{-5}$ Hz, nie więcej niż $\pm 20\%$ od jej bezwzględnej wartości.

Jeżeli z analizy zapisu wynika, że $\varphi(t)$ jest liniową funkcją czasu, wtedy wyznaczenia względnej różnicy częstotliwości $\frac{\Delta F}{F}$ metodą fazometryczną można dokonać ze wzoru (12)

$$\frac{\Delta F}{F} = \frac{1}{F} \frac{\Delta\varphi}{360 \Delta t} \quad (12)$$

gdzie:

Δt — czas pomiaru (w sekundach)

$\Delta\varphi$ — przyrost kąta fazowego w czasie pomiaru (w stopniach)

Popełniany tu błąd δ wyznaczenia $\frac{\Delta F}{F}$ może być, w tym przypadku, obliczony ze wzoru (13)

$$\delta = \frac{1}{360 F \Delta t} \left(\delta_\varphi + \frac{\Delta\varphi}{\Delta t} \delta_t \right) \quad (13)$$

gdzie:

δ_t — błąd określenia czasu pomiaru Δt ,
 δ_φ — błąd określenia przyrostu fazy $\Delta\varphi$.

Jak wynika ze wzoru (13), przy wyborze dostatecznie długiego czasu pomiaru Δt błąd δ określenia względnej różnicy częstotliwości $\frac{\Delta F}{F}$ może być znacznie mniejszy niż przy metodzie opisanej poprzednio.

Na przykład, jeżeli:

$$\begin{aligned} \Delta t &= 600 \text{ sek.}, & \delta_t &\leq 10 \text{ sek.}, \\ \Delta\varphi &= 3600^\circ, & \delta_\varphi &\leq 5^\circ, \end{aligned}$$

to błąd (δ) przy $F = 100$ kHz, zgodnie ze wzorem (13), będzie równy $3 \cdot 10^{-9}$, co przy wartości $\frac{\Delta F}{F}$ obliczonej ze wzoru (12) i wynoszącej $1,67 \cdot 10^{-7}$ daje dokładność $\approx \pm 2\%$.

Górna granica określania krótkotrwałych różnic częstotliwości (które w tym przypadku będą równe chwilowym różnicom częstotliwości) za pomocą wzoru (12) jest ograniczona bezwładnością ruchomego systemu w przyrządzie samopiszącym, maksymalnie dopuszczalną prędkością przesuwu taśmy oraz stałą czasu układu elektronicznego fazomierza. Wartość ta dla elektronicznego miernika fazy, typu EMF 1, współpracującego z rejestratorem f-my RFT typu R-60, wynosi — $\Delta F_{max} = 0,5$ Hz, skąd

$$p_{max} = \frac{\Delta F_{max}}{F_{min}} = 5 \cdot 10^{-3}.$$

W zakończeniu autorzy wyrażają podziękowanie Kierownikowi Zakładu Radiokomunikacji i Radiofonii Instytutu Łączności — mgr inż. H. Kalicie za wnikliwe przejrzanie artykułu i poczynione uwagi.

Г. Гельбинг
А. Македонски

ФАЗОМЕТРИЧЕСКИЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ МГНОВЕННЫХ И КРАТКОСРОЧНЫХ РАЗНОСТЕЙ ЧАСТОТ

Резюме

Рассмотрен метод биений, применяемый в настоящее время для измерения краткосрочных разностей частот двух стандартов частоты, выясняя условия, в которых можно пользоваться этим методом.

На основании собственного опыта получено, что в некоторых случаях работа стандартов с приближенными частотами не может быть достаточно охарактеризована значением изменений краткосрочных разностей частоты из-за относительно продолжительного времени усреднения. В связи с этим предложено охарактеризовать работу стандартов с помощью определения хода мгновенных раз-

ностей частот, где время усреднения ограничено только постоянной времени измерительного прибора.

Проанализировано теоретические и практические возможности определения хода мгновенных разностей частоты при помощи запроектированного измерителя фазы типа EMF 1, описание которого приведено в тексте. Установлено диапазон измерения мгновенных относительных разностей частоты, получаемых при использовании этого измерителя $\left(\frac{\Delta F}{F} = 3,8 \cdot 10^{-12} \div 5 \cdot 10^{-3} \right)$, а также рассмотрено значения возникающих погрешностей при определении $\frac{\Delta F}{F}$ по фазометрическому методу.

H. Helbing

A. Makiedoński

METHOD OF MEASUREMENT OF INSTANTANEOUS AND SHORT-TERM FREQUENCY DIFFERENCES BY MEANS OF A PHASEMETER

Summary

The beat-frequency method, commonly used nowadays for measurement of differences between frequencies produced by two standards is considered and besides the conditions of its application are explained.

It has been concluded on the basis of own experience that in some cases the operation of standards producing two nearby frequencies can't be well described by a value of short-term variations of frequency differences, because of a relatively long time of integration.

Consequently, it is proposed to describe the operation of frequency standards by the determination of variations of instantaneous frequency differences, as a function of time, where the time of integration depends of the time constant of the measurement apparatus only.

The analysis shows the theoretical and practical possibilities of the determination of the above-mentioned variations by means of the newly designed phasemeter type EMF1, which is described in the text. The measurement range of relative instantaneous frequency differences, obtainable by use of this phasemeter $\left(\frac{\Delta F}{F} = 3,8 \cdot 10^{-12} \div 5 \cdot 10^{-3} \right)$ is established and values of errors occurring in the determination of $\frac{\Delta F}{F}$ with the phase method are examined.

H. Helbing

A. Makiedoński

MÉTHODE DE MESURE DES DIFFÉRENCES INSTANTANÉES ET DE COURTE DURÉE ENTRE LES FRÉQUENCES À L'AIDE D'UN PHASEMÈTRE

Résumé

On a étudié la méthode des battements, utilisée actuellement pour mesurer les différences de courte durée entre les fréquences de deux étalons, en expliquant les conditions dans lesquelles elle peut être utilisée.

On a constaté sur la base d'expérience propre, que dans certains cas le fonctionnement des étalons, produisant deux fréquences peu différentes, ne peut pas être suffisamment caractérisé par la valeur des variations des différences de courte durée entre ces fréquences, à cause d'un temps relativement long d'intégration. Par suite, on a proposé de caractériser le fonctionnement des étalons par détermination des variations des différences instantanées entre les fréquences en fonction du temps, où le temps d'intégration n'est limité que par la constante de temps de l'appareil de mesure.

On a analysé les possibilités théoriques et pratiques de la détermination des variations sus-dites à l'aide d'un phasemètre nouvellement conçu du type EMF1, la description duquel se trouve dans le texte. On a établi l'étendue de la mesure des variations instantanées relatives des différences entre les fréquences, obtenue en usant ce mesureur $\left(\frac{\Delta F}{F} = 3,8 \cdot 10^{-12} \div 5 \cdot 10^{-3}\right)$ et on a examiné les valeurs des erreurs se produisant au cours de la détermination de $\frac{\Delta F}{F}$ à l'aide de la méthode phasométrique.

H. Helbing

A. Makiedoński

PHASOMETRISCHE MESSMETHODE DER MOMENTANEN UND KURZZEITIGEN FREQUENZDIFFERENZEN

Zusammenfassung

Die jetzt ziemlich oft verwendete Schwebungsmessmethode der kurzzeitigen Frequenzdifferenzen von zwei Normalfrequenzen wird betrachtet und die Bedingungen, in welchen die zu verwenden ist, werden angegeben.

Es wurde auf Grund eigener Erfahrung festgestellt, dass in manchen Fällen der Betrieb der Frequenznormale mit kleiner gegenseitigen Abweichung nicht ausreichend mit den Werten von Schwankungen der kurzzeitigen Frequenzdifferenzen charakterisiert werden kann, weil sie eine relativ lange Integrationszeit aufweist. Im Zusammenhang damit wurde vorgeschlagen, den Betrieb der Frequenznormale mittels Auswertung der Charakteristik der momentanen Frequenzdifferenzen zu bestimmen, wo die Integrationszeit nur durch die Zeitkonstante des Messers begrenzt ist.

Man hat theoretische und praktische Möglichkeiten der Auswertung der Charakteristik der Momentanwerte von Frequenzdifferenzen mit Hilfe des entworfenen Phasennessers Type EMF1 untersucht, dessen Beschreibung im Text gegeben wird. Es wurde der Messbereich der momentanen relativen Frequenzdifferenzen, der bei Anwendung dieses Messers verwirklicht wird $\left(\frac{\Delta F}{F} = 3,8 \cdot 10^{-12} \div 5 \cdot 10^{-3}\right)$, festgelegt und die sich bei der Auswertung $\frac{\Delta F}{F}$ mittels phasometrischer Methode ergebenden Fehler geprüft.

ALFONS PODEMSKI

621.397.3:621.397,132

MODULATORY SYGNAŁÓW CHROMINANCJI W URZĄDZENIACH KODUJĄCYCH TELEWIZJI KOLOROWEJ

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego' dnia 24. 11. 1964

Podano zasadę modulacji kwadraturowej i modulacji bez fali nośnej. Rozpatrzono modulatory sygnałów chrominancji zastosowane w doświadczalnym urządzeniu kodującym telewizji kolorowej z podnośną chrominancji modulowaną kwadraturowo. Opisano układ automatycznej regulacji zrównoważenia modulatora. Przeanalizowano wyniki przeprowadzonych badań przy zastosowaniu modulatorów zrównoważonych z lampami elektronowymi i modulatorów kołowych z diodami germanowymi.

1. WSTĘP

Przy przesyłaniu dowolnego obrazu kolorowego trzeba przysyłać informacje o jego luminancji, barwie i nasyceniu. W telewizji kolorowej systemu NTSC przesyłanie tych trzech informacji realizuje się w ten sposób, że sygnał luminancji jest taki sam, jak zwykły sygnał w telewizji czarno-białej, a składowe sygnały chrominancji przesyła się na częstotliwości podnośnej, umieszczonej w widmie sygnału luminancji. Dwie składowe kwadraturowe o częstotliwości podnośnej chrominancji moduluje się składowymi sygnałami chrominancji, a następnie oba modulowane drgania sumuje się i uzyskuje się sygnał podnośnej chrominancji modulowany amplitudowo i fazowo. Amplituda tego sygnału odpowiada nasyceniu, a jego faza barwie koloru. Całkowity sygnał obrazu kolorowego składa się więc z sumy dwu sygnałów: sygnału luminancji i sygnału chrominancji, przy czym oba te sygnały przesyła się w normalnym pasmie częstotliwości wizyjnych telewizji czarno-białej bez wzajemnego oddziaływania na siebie.

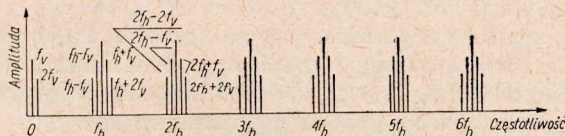
Proces przekształcania trzech sygnałów kolorowych na jeden sygnał zawierający trzy informacje nazywa się kodowaniem, a urządzenie, w którym się je realizuje, urządzeniem kodującym. Zasadniczymi elementami

urządzenia kodującego są modulatory składowych sygnałów chrominancji, które w dużym stopniu wpływają na jakość nadawanego obrazu kolorowego.

W artykule zostały podane zasady modulacji kwadraturowej oraz omówione różne układy modulatorów sygnałów chrominancji, które zastosowano w doświadczalnym urządzeniu kodującym, opracowanym w Instytucie Łączności.

2. PRZEPLATANIE WIDM CZĘSTOTLIWOSCI

Przesyłanie trzech niezależnych informacji we wspólnym pasmie częstotliwości jest możliwe dzięki zastosowaniu tzw. przeplatania widm częstotliwości. Taka możliwość wynika z natury sygnału wizyjnego, gdzie ze względu na sposób analizy obrazu w widmie sygnału występują tylko



Rys. 1. Charakter częstotliwościowego widma sygnału wizyjnego w telewizji monochromatycznej f_h — harmoniczne częstotliwości linii, f_v — harmoniczne częstotliwości pola

harmoniczne częstotliwości odchylenia poziomego i pionowego. Wokół poszczególnych harmonicznych częstotliwości linii f_h są zgrupowane harmoniczne częstotliwości obrazu (rys. 1). Przy stałych bowiem częstotliwościach odchylenia pionowego i poziomego, energia przesyłanego obrazu telewizyjnego grupuje się w określonych miejscach na osi częstotliwości. Niezapełnione miejsca widma można więc wykorzystać do przesyłania dodatkowych informacji.



Rys. 2. Część widma sygnału wizyjnego, w którym informacja kolorowa jest zgrupowana między wiązkami energii sygnału luminancji

Dodatkowe informacje, którymi w omawianym przypadku są sygnały chrominancji, nie będą zakłócać sygnału podstawowego (którym jest sygnał luminancji), jeżeli częstotliwości widma sygnału dodatkowego będą rozmieszczone pomiędzy częstotliwościami widma sygnału podstawowego

(rys. 2). Warunek ten będzie spełniony, jeżeli częstotliwość nośna sygnału chrominancji będzie nieparzystą wielokrotnością połowy częstotliwości linii. Dla standardu 625-liniowego przyjęto częstotliwość podnośną sygnału chrominancji równą 4,4296875 MHz, co stanowi 567 harmoniczną połowy częstotliwości linii.

3. SYGNAŁ LUMINANCJI I SKŁADOWE SYGNAŁU CHROMINANCJI

W systemie jednoczesnym telewizji kolorowej, spełniającym warunek odpowiedniości, dokonuje się odpowiednich przekształceń trzech sygnałów wizyjnych, uzyskiwanych przy analizie obrazu kolorowego, tzn.: sygnału luminancji i dwóch sygnałów chrominancji.

Badania właściwości oka ludzkiego dotyczące dostrzegania kolorów doprowadziły do stwierdzenia, że wrażenie luminancji, czyli jaskrawość jest zależna od koloru. Ponieważ dowolny kolor można przedstawić jako wypadkową trzech kolorów podstawowych, to wypadkowa luminancja danego koloru będzie sumą luminancji kolorów składowych. Dla przyjętych w telewizji kolorów podstawowych oraz wzorca C światła białego stwierdzono, że składowa czerwona powinna wynosić 30%, zielona — 59% a niebieska — 11% odtwarzanej luminancji koloru wypadkowego.

Sygnał luminancji oznaczany przez E_Y można więc przedstawić zależnością:

$$E_Y = 0,3 E_R + 0,59 E_G + 0,11 E_B \quad (1)$$

Pozostałe dwa sygnały uzyskuje się przez odjęcie sygnału luminancji E_Y od sygnałów koloru czerwonego E_R i niebieskiego E_B . W ten sposób uzyskuje się dwa sygnały różnicowe chrominancji, oznaczone odpowiednio przez E_{R-Y} i E_{B-Y} , które można wyrazić następująco:

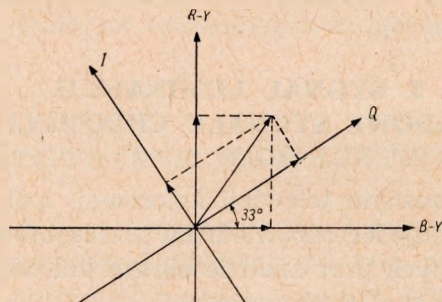
$$E_{R-Y} = 0,7 E_R - 0,59 E_G - 0,11 E_B \quad (2)$$

$$E_{B-Y} = - 0,3 E_R - 0,59 E_G + 0,89 E_B \quad (3)$$

dla spełnienia warunku odpowiedniości sygnał luminancji należy przesyłać z pełnym pasmem częstotliwości. Natomiast składowe sygnały chrominancji można przesyłać z pasmem ograniczonym do 1,5 MHz. Jest to możliwe wskutek właściwości oka ludzkiego, które ma ograniczoną zdolność rozdzielczą w rozróżnianiu szczegółów obrazu, o ile różnią się one tylko barwą lub nasyceniem.

Informację kolorową można przesyłać także za pomocą dwóch innych sygnałów oznaczanych przez E_I i E_Q , z tym że jeden z nich — E_I prze-

syła się na ogół przy szerokości pasma częstotliwości 1,5 MHz, a drugi — E_Q przy szerokości pasma 0,6 MHz. Szerokość pasma częstotliwości sygnału E_Q można zawęzić do 0,6 MHz, ponieważ oko ludzkie posiada najmniejszą zdolność rozdzielczą dla kolorów umieszczonych wzdłuż osi Q .



Rys. 3. Wykres osi modulacji $R-Y$ i $B-Y$ oraz I i Q

Nowy układ osi do przesyłania informacji kolorowej I , Q jest przesunięty o 33° względem układu $R-Y$ i $B-Y$. Wzajemne położenie osi obu rodzajów sygnałów podano na rys. 3.

4. MODULACJA KWADRATUROWA

Istota modulacji kwadraturowej polega na tym, że dwa sygnały modulują tę samą falę nośną w układzie modulacji amplitudowej. Faza fali nośnej w jednym modulatorze jest przesunięta o 90° względem fazy fali nośnej w drugim modulatorze. Sygnały wyjściowe z obu modulatorów dodaje się, otrzymując w wyniku sygnał modulowany amplitudowo i fazowo. Przy modulacji kwadraturowej stosuje się tzw. układy modulacji bez fali nośnej, charakteryzujące się tym, że gdy sygnał modulujący jest równy zero, to sygnał wyjściowy jest także równy zero. Częstotliwościowe widmo takiego sygnału nie zawiera składowej o częstotliwości nośnej, a tylko wstęgi boczne modulacji.

Do modulatora I podanego na rys. 4a doprowadzamy napięcie podnośnej $E_p \cos \omega t$ i sygnał E_{R-Y} , a do modulatora II podnośną $E_p \sin \omega t$ i sygnał E_{B-Y} (gdzie $\omega = 2 \pi f$ — pulsacja podnośnej chrominancji) (rys. 4b).

Przyjmijmy dla uproszczenia obliczeń, że amplituda podnośnej $E_p = 1$. Na wyjściach modulatorów wystąpią wówczas napięcia sygnałów podnośnej zmodulowane amplitudowo

$$E_I = E_{R-Y} \cos \omega t \quad (4)$$

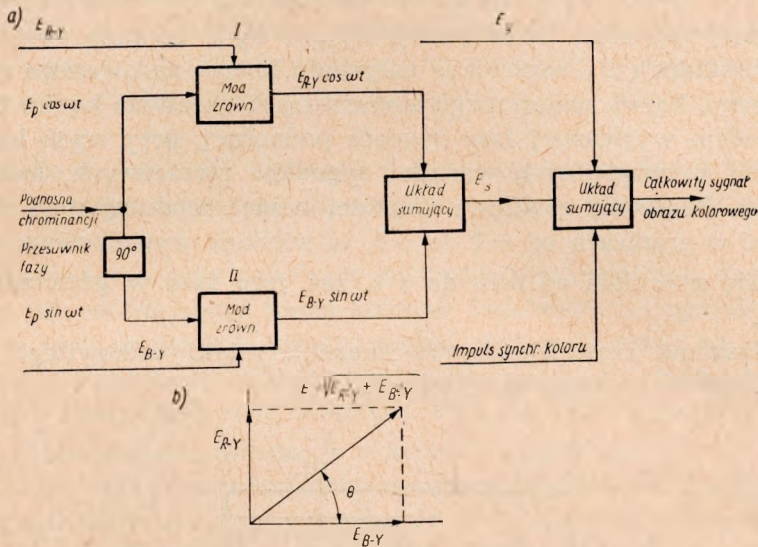
$$E_{II} = E_{B-Y} \sin \omega t \quad (5)$$

Sygnaly są następnie doprowadzane do układu sumującego, na wyjściu którego wystąpi napięcie E_s modulowane amplitudowo i fazowo

$$E_s = E_{R-Y} \cos \omega t + E_{B-Y} \sin \omega t \quad (6)$$

Dzieląc obie strony równania (6) przez $\sqrt{E_{R-Y}^2 + E_{B-Y}^2}$ otrzymamy:

$$\frac{E_s}{\sqrt{E_{R-Y}^2 + E_{B-Y}^2}} = \frac{E_{R-Y}}{\sqrt{E_{R-Y}^2 + E_{B-Y}^2}} \cos \omega t + \frac{E_{B-Y}}{\sqrt{E_{R-Y}^2 + E_{B-Y}^2}} \sin \omega t \quad (7)$$



Rys. 4. Schemat blokowy układu modulacji kwadraturowej

Na podstawie wykresu wektorowego podanego na rys. 4b można napisać

$$\frac{E_{R-Y}}{\sqrt{E_{R-Y}^2 + E_{B-Y}^2}} = \sin \Theta \quad \text{i} \quad \frac{E_{B-Y}}{\sqrt{E_{R-Y}^2 + E_{B-Y}^2}} = \cos \Theta$$

więc

$$\frac{E_s}{\sqrt{E_{R-Y}^2 + E_{B-Y}^2}} = \sin \Theta \cos \omega t + \cos \Theta \sin \omega t = \sin(\omega t + \Theta)$$

i

$$E_s = \sqrt{E_{R-Y}^2 + E_{B-Y}^2} \sin(\omega t + \Theta) \quad (8)$$

gdzie

$$\Theta = \arctg \frac{E_{R-Y}}{E_{B-Y}}$$

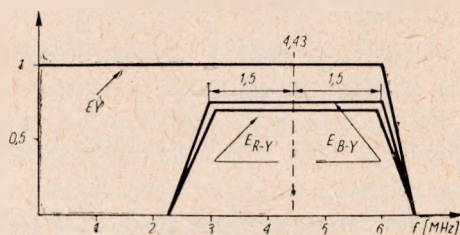
Z uzyskanego wyrażenia widać, że na wyjściu układu modulacji kwadraturowej uzyskuje się tylko jeden sygnał zawierający informację o kolorze E_s , o częstotliwości podnośnej chrominancji, modulowany amplitudowo i fazowo sygnałami różnicowymi koloru E_{R-Y} i E_{B-Y} .

Następnie sygnał chrominancji E_s sumuje się z sygnałem luminancji E_Y uzyskując całkowity sygnał obrazu kolorowego

$$E_m = E_Y + E_s = E_Y + (E_s) \sin(\omega t + \Theta) \quad (9)$$

Tak więc amplituda sygnału chrominancji (E_s) równa się średniej geometrycznej sygnałów chrominancji E_{R-Y} i E_{B-Y} , co przy obecności sygnału luminancji E_Y odpowiada nasyceniu koloru nadawanego elementu kolorowego. Barwa nadawanego elementu jest określona kątem fazowym Θ względem wyjściowej fazy sygnału podnośnej, przy czym kąt Θ nie zależy od bezwzględnych wartości sygnałów różnicowych, lecz od ich stosunku. Ponieważ chwilowe wartości napięć modulujących mogą się zmieniać w granicach od -1 do $+1$, to wielkość wypadkowego wektora będzie się zmieniała od zera do $\sqrt{2}$, zaś jego faza w granicach od 0° do 360° .

Idealizowane częstotliwościowe charakterystyki całkowitego sygnału obrazu kolorowego podano na rys. 5.



Rys. 5. Charakterystyka częstotliwościowa całkowitego sygnału telewizyjnego kolorowego przy stosowaniu sygnałów R-Y i B-Y

5. URZĄDZENIE KODUJĄCE Z MODULACJĄ KWADRATUROWĄ PODNOŚNEJ CHROMINANCJI

Urządzenie kodujące w systemie telewizyjnym kolorowym służy do wytwarzania całkowitego sygnału obrazu kolorowego z sygnałów kolorów podstawowych. Ważniejsze funkcje spełniane przez koder są następujące:

a) przekształcić sygnały wizyjne E_R , E_G , E_B na sygnał luminancji E_Y oraz dwie składowe sygnału chrominancji E_I i E_Q lub E_{R-Y} i E_{B-Y} ,

b) ograniczyć szerokość pasma częstotliwości składowych sygnału chrominancji,

c) wprowadzić opóźnienie czasowe do toru sygnałów szerokopasmowych w celu wyrównania opóźnienia względem sygnału o węższym pasmie częstotliwości,

d) rozszczepić falę podnośną chrominancji na dwie składowe nawzajem przesunięte w fazie o 90° i zmodulować je składowymi sygnału chrominancji E_I i E_Q lub E_{R-Y} i E_{B-Y} ,

e) zsumować dwa sygnały zmodulowane amplitudowo w celu uzyskania wypadkowego sygnału zmodulowanej podnośnej chrominancji,

f) wytworzyć impulsy synchronizacji koloru,

g) zsumować sygnał luminancji, całkowity sygnał synchronizacji, zmodulowany sygnał podnośnej chrominancji oraz impulsy synchronizacji koloru, w wyniku czego otrzymuje się całkowity sygnał wizyjny telewizji kolorowej.

Opracowane w Instytucie Łączności doświadczalne urządzenie kodujące składa się z następujących układów wykonanych w postaci oddzielnych zespołów:

a) układu matrycowego, w którym następuje przekształcenie sygnałów wizyjnych, odpowiadających trzem kolorom podstawowym zgodnie z odpowiednimi równaniami kolorymetrycznymi, w wyniku czego na wyjściu układu matrycowego uzyskuje się sygnał luminancji E_Y , który zawiera informacje o luminancji, oraz składowe sygnału chrominancji E_I , E_Q , E_{R-Y} i E_{B-Y} , zawierające informacje o barwie i nasyceniu,

b) układu do wytwarzania impulsów synchronizacji koloru, gdzie kształtuje się impuls składający się z 8 sinusoid podnośnej chrominancji, występujący w czasie trwania tylnego progu impulsu gaszącego linii,

c) układu modulatorów chrominancji zawierającego stopnie modulacji sygnału podnośnej sygnałami chrominancji, tor sygnału luminancji oraz układy sumujące, gdzie tworzy się całkowity sygnał obrazu kolorowego.

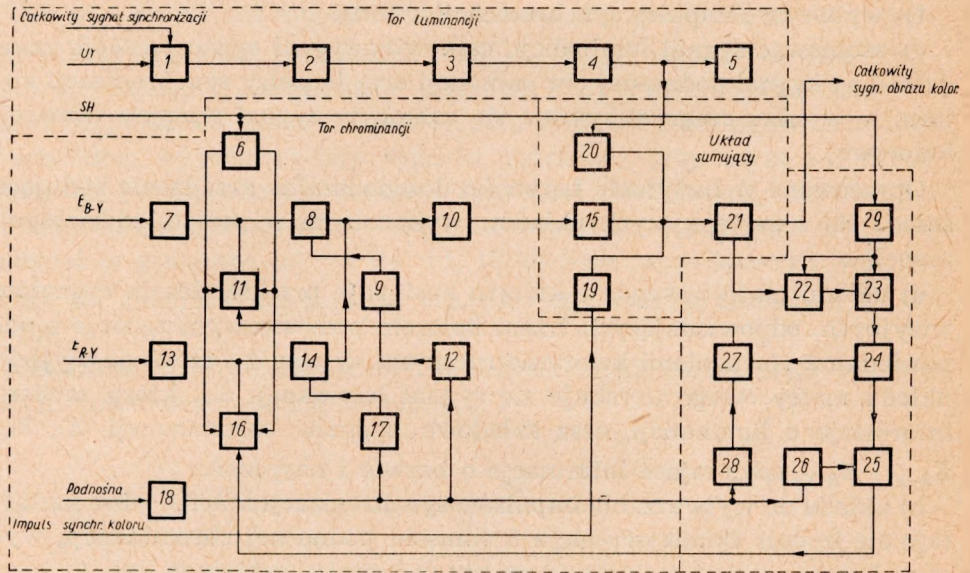
Jednym z najważniejszych układów urządzenia kodującego są modulatory podnośnej chrominancji. Podstawowe warunki, jakie powinien spełniać prawidłowo pracujący modulator, to liniowa charakterystyka modulacji, duże tłumienie podnośnej i dobra stabilność pracy.

W Instytucie Łączności opracowano dwa urządzenia kodujące: jedno dla sygnałów E_{R-Y} i E_{B-Y} , a drugie dla sygnałów E_I i E_Q .

W celu zbadania właściwości różnych układów modulacji w jednym z rozwiązań kodera zastosowano modulatory zrównoważone na lampach elektronowych, a w drugim modulatory kołowe na elementach półprzewodnikowych.

Schemat blokowy podstawowych układów urządzenia kodującego dla sygnałów E_{R-Y} i E_{B-Y} podano na rys. 6.

Sygnal luminancji E_Y doprowadza się do jednej połówki lampy (1) układu sumującego, a całkowity impuls synchronizujący do drugiej. Pobierany z katody lampy zmieszany sygnał przechodzi następnie przez kabel opóźniający (2) w celu wyrównania opóźnienia względem sygnałów E_{R-Y} i E_{B-Y} . Po przejściu przez kabel opóźniający sygnał wzmacnia się w stopniu (3) i doprowadza go do korektora apertury (4). Z korektora apertury doprowadza się sygnał do wtórnika wyjściowego sygnału lumi-



Rys. 6. Schemat blokowy urządzenia kodującego: 1 — układ sumujący, 2 — kabel opóźniający, 3 — wzmacniacz, 4 — korektor apertury, 5 — wtórnik sygnału luminancji, 6 — wzmacniacz, 7 — wzmacniacz symetryzujący, 8 — modulator B—Y, 9 — wzmacniacz podnośnej, 10 — wzmacniacz sygnału chrominancji, 11 — układ stabilizacji poziomu, 12 — przesuwnik fazy 90° , 13 — wzmacniacz symetryzujący, 14 — modulator R—Y, 15 — wzmacniacz, 16 — układ stabilizacji poziomu, 17 — wzmacniacz podnośnej, 18 — wzmacniacz, 19 — wzmacniacz, 20 — wzmacniacz, 21 — wtórnik całkowitego sygnału kolorowego, 22 — wzmacniacz bramkowany, 23 — wzmacniacz, 24 — wzmacniacz, 25 — detektor synchroniczny, 26 — wzmacniacz rezonansowy, 27 — detektor synchroniczny, 28 — wzmacniacz rezonansowy

nancji (5) i wzmacniacza sygnału luminancji (20), który pracuje na wspólny opór anodowy ze wzmacniaczem sygnału chrominancji (15) i wzmacniaczem sygnałów synchronizacji (19).

Sygnały R—Y i B—Y doprowadza się do układów symetryzujących (7) i (13), które dostarczają napięcie przesuniętych w fazie o 180° . Sygnały te następnie doprowadza się do siatek sterujących modulatorów zrównoważonych (8) i (14). Modulatory zawierają układy stabilizacji poziomu na lampach (11) i (16).

Podnośną chrominancji wzmacnia się w układzie na lampie (18). Układy na lampach (9) i (17) dostarczają napięcie podnośnej chrominancji przesuniętych względem siebie o 180° , które następnie doprowadza się do siatek trzecich modulatorów zrównoważonych. (12) jest układem przesuwającym fazę podnośnej chrominancji o 90° .

Anody obu modulatorów zrównoważonych pracują na wspólny opór anodowy, na którym sumuje się oba sygnały. Uzyskany w wyniku sumowania sygnał jest napięciem podnośnej chrominancji modulowany amplitudowo i fazowo. Lampa (10) jest wzmacniaczem sygnału chrominancji, a lampa (15) wchodzi w skład mieszacza tworzącego całkowity sygnał obrazu kolorowego. Na wyjściu mieszacza uzyskuje się całkowity sygnał obrazu kolorowego, który doprowadza się do wtórnika wyjściowego (21).

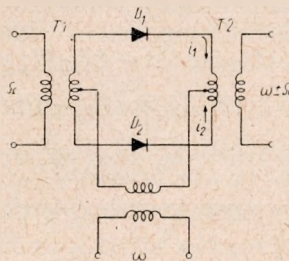
Z wyjścia wtórnika całkowity sygnał obrazu kolorowego doprowadza się do dwustopniowego wzmacniacza bramkowanego (22) i (23), a następnie do wzmacniacza impulsów sygnału resztkowego (24), a z jego wyjścia do detektorów synchronicznych (25) i (27). Składowe kwadraturowe podnośnej odniesienia dla detektorów synchronicznych doprowadza się z wyjścia wzmacniaczy rezonansowych (26) i (28) rozstrojonych: jeden o $+45^\circ$, a drugi o -45° . Napięcie wyjściowe (wyprostowane) detektora synchronicznego (27) doprowadza się do układu stabilizacji poziomu (11) modulatora sygnału E_{R-Y} , a z detektora synchronicznego (25) do układu stabilizacji poziomu (16) modulatora E_{R-Y} .

6. ZASADA DZIAŁANIA MODULATORA BEZ FALI NOSNEJ

6.1. Modulator zrównoważony

Zasadniczy schemat modulatora zrównoważonego podano na rys. 7.

Modulator zrównoważony składa się z dwóch pojedynczych modulatorów połączonych przeciwsośnie. Napięcie o częstotliwości nośnej doprowadza się poprzez transformator T_3 , do środków uzwojeń transformatorów T_1 i T_2 . Ze względu na symetrię układu w transformatorze



Rys. 7. Schemat modulatora zrównoważonego

wyjściowym T_2 nie występują napięcia o częstotliwości nośnej. Załóżmy, że elementy nieliniowe mogą być określone za pomocą zależności:

$$i = aU + bU^2 \quad (10)$$

Jeśli sygnał fali nośnej doprowadzi się do obu elementów nieliniowych synfazowo, a napięcie modulujące w przeciwfazie, to napięcie działające w górnym obwodzie:

$$U_1 = \frac{U_\Omega}{2} \cos \Omega t + U_\omega \cos \omega t \quad (11)$$

a w dolnym

$$U_2 = -\frac{U_\Omega}{2} \cos \Omega t + U_\omega \cos \omega t \quad (12)$$

gdzie:

ω — pulsacja fali nośnej,

Ω — pulsacja sygnału modulującego,

U_ω — amplituda fali nośnej,

U_Ω — amplituda sygnału modulującego.

Podstawiając zależności (11) i (12) do równania elementu nieliniowego (10) otrzymamy:

$$i_1 = aU_1 + bU_1^2 = a \left(\frac{U_\Omega}{2} \cos \Omega t + U_\omega \cos \omega t \right) + b \left(\frac{U_\Omega}{2} \cos \Omega t + U_\omega \cos \omega t \right)^2 \quad (13)$$

$$i_2 = aU_2 + bU_2^2 = a \left(-\frac{U_\Omega}{2} \cos \Omega t + U_\omega \cos \omega t \right) + b \left(-\frac{U_\Omega}{2} \cos \Omega t + U_\omega \cos \omega t \right)^2 \quad (14)$$

Ze schematu podanego na rys. 7 widać, że prąd płynący w transformatorze wyjściowym jest równy różnicy prądów $i_1 - i_2$.

$$i_3 = i_1 - i_2 = aU_\Omega \cos \Omega t + bU_\Omega U_\omega \cos (\omega + \Omega) t + bU_\Omega U_\omega \cos (\omega - \Omega) t \quad (15)$$

Jak widać z ostatniego wyrażenia, prąd na wyjściu modulatora zrównoważonego zawiera tylko wstęgi boczne o częstotliwości: $\frac{\omega + \Omega}{2\pi}$ i $\frac{\omega - \Omega}{2\pi}$ oraz częstotliwość modulującą $\frac{\Omega}{2\pi}$.

Jeżeli zachodzi związek między częstotliwością nośną a modulującą, taki że $\omega \gg \Omega$, to istnienie na wyjściu sygnału modulującego nie jest istotne, gdyż odfiltrowanie składowej małej częstotliwości $\frac{\Omega}{2\pi}$ od wielkiej częstotliwości $\frac{\omega}{2\pi}$ nie sprawia trudności. W modulatorze sygnałów chrominancji warunek ten nie jest spełniony, ponieważ częstotliwość nośna chrominancji wynosi $f_p \cong 4,43$ MHz, najwyższa zaś częstotliwość sygnału modulującego jest równa $f_m = 1,5$ MHz.

Stosunek częstotliwości nośnej do najwyższej modulującej jest więc równy $\frac{f_n}{f_m} \cong \frac{4,43}{1,5} \cong 3$.

Ponieważ częstotliwość fali nośnej jest bliska najwyższej częstotliwości sygnału modulującego, celowe więc jest usunięcie w modulatorze składowych obu tych częstotliwości. W takim przypadku, jak się następnie przekonamy, jest korzystne zastosowanie modulatora kołowego, który tłumi zarówno sygnał fali nośnej, jak i sygnał modulujący.

Praktyczne rozwiązanie układu modulatora zrównoważonego wraz z układami stabilizacji poziomu i wzmacniaczem symetryzującym podano na rys. 8.

W tym układzie zastosowano modulację na niskim poziomie mocy, przy czym modulacja zachodzi w siatkach przeciwwisijnych lamp modulatora.

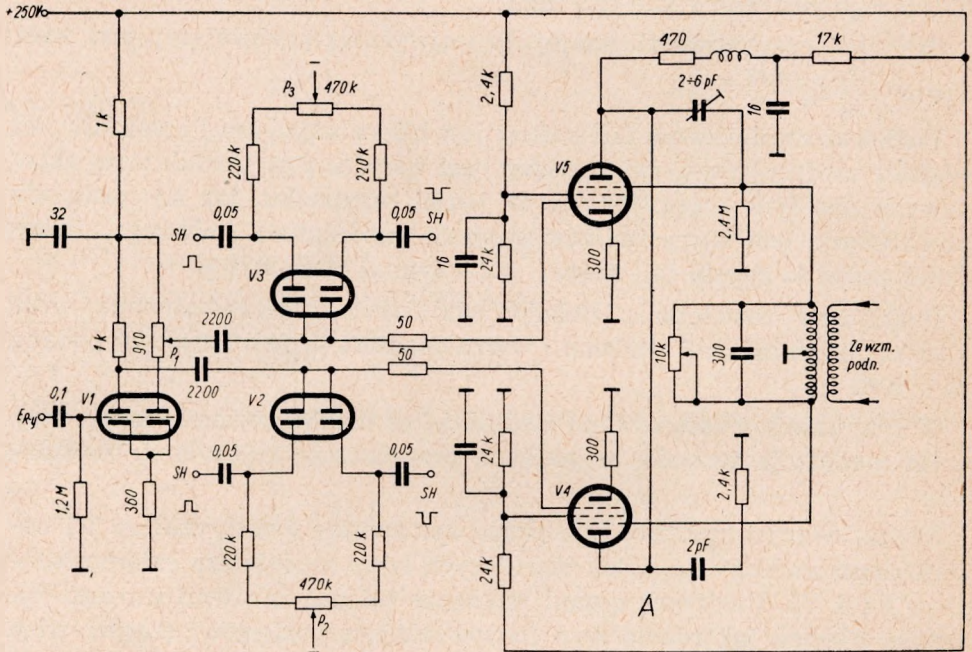
Sygnał wizyjny, po przejściu przez wzmacniacz symetryzujący V1 zostaje doprowadzony do siatek sterujących lamp modulatora zrównoważonego V4 i V5. Ponieważ sygnał ten może osiągać zarówno wartość dodatnią, ujemną jak równą zero (odpowiadającą poziomowi czerni), więc dla prawidłowej pracy modulatora należy utrzymywać stały poziom odniesienia. Realizuje się to za pomocą układów stabilizacji poziomu, włączonych w obwody siatkowe lamp modulatorów.

Dla zapewnienia dokładnego przesunięcia fazy o kąt 180° (pomiędzy napięciami podnośnej chrominancji doprowadzonymi do trzech siatek lamp modulatora) wykonano transformator z uzwojeniem symetrycznym (nawiniętym bifilarnie). Kondensator o zmiennej pojemności, włączony pomiędzy siatkę trzecią i anodę lampy modulatora, służy do kompensacji pojemności rozproszonych układu.

Regulację równowagi modulatorów przeprowadza się za pomocą potencjometrów P_2 i P_3 włączonych w układ stabilizacji poziomu i potencjometru P_1 włączonego w układ wzmacniacza symetryzującego, który służy do wyrównywania amplitudy sygnałów modulujących. W celu zapewnienia stabilnej pracy modulatorów siatki ekranujące lamp zasila się z potencjometrycznych dzielników napięć.

Modulatory obu torów sygnałów różnicowych $R-Y$ i $B-Y$ pracują na wspólny opór anodowy. W szereg z nim umieszczono indukcyjność korekcyjną w celu uzyskania odpowiedniej charakterystyki przenoszenia.

W obwodzie wyjściowym modulatora następuje wzajemna kompensacja składników zarówno sygnału wizyjnego, jak i sygnału o częstotliwości podnośnej. Sygnał wyjściowy, będący iloczynem obu sygnałów na siatkach modulatora, zawiera zatem tylko wstęgi boczne modulacji.



Rys. 8. Schemat modulatora zrównoważonego na lampach elektronowych

Sygnał wyjściowy modulatora może być równy zero w dwóch przypadkach:

- w okresie trwania impulsów wygaszających poziomych i pionowych,
- gdy sygnał chrominancji staje się równy zero, a więc np. przy nadawaniu monochromatycznych elementów obrazu.

W takim przypadku działanie modulatora jest następujące:

W czasie pierwszych 90° okresu fali o częstotliwości podnośnej prąd anodowy lampy $V4$ wzrasta, natomiast prąd lampy $V5$ maleje. Wzrost prądu lampy $V4$ jest kompensowany zmniejszaniem się w takim samym stopniu prądu lampy $V5$. W wyniku tego, prąd wypadkowy w punkcie A (rys. 8) ma wartość stałą. Gdy poziom czerni jest prawidłowo ustalony, wówczas w obwodzie wyjściowym nie ma składowej zmiennej, ponieważ suma prądów w punkcie A powinna być równa zero.

Podczas następnej ćwiartki okresu sygnału o częstotliwości podnośnej składowa zmienna prądu anodowego lampy V4 maleje, ale w tym samym stopniu wzrasta składowa prądu lampy V5 i sygnał wyjściowy w dalszym ciągu jest równy zeru. Jeśli lampy są dokładnie zrównoważone, to sygnał o częstotliwości podnośnej jest całkowicie wytłumiony oraz sygnał wyjściowy jest równy zeru, jeśli wejściowy sygnał chrominancji jest również równy zeru.

Jeśli wejściowy sygnał wizyjny osiąga tylko wartości dodatnie względem ustalonego poziomu czerni, to sygnał pobierany z jednej połówki lampy V1 i przykładany do siatki lampy V4 jest ujemny, natomiast sygnał pobierany z drugiej połówki lampy V1 i przykładany do siatki lampy V5 jest dodatni. Wskutek tego, składowa zmienna prądu anodowego lampy V5 jest większa od składowej zmiennej prądu lampy V4 i w obwodzie wyjściowym pojawi się sygnał o częstotliwości podnośnej. Sygnał ten jest w fazie ze składową o częstotliwości 4,43 MHz prądu anodowego lampy V4. Ponieważ wyjściowy sygnał modulatora jest iloczynem sygnału wizyjnego i sygnału o częstotliwości podnośnej, a amplituda sygnału podnośnej ma wartość stałą, to amplituda sygnału wyjściowego będzie wprost proporcjonalna do amplitudy sygnału wizyjnego.

Wejściowy sygnał wizyjny może również mieć wartości ujemne względem ustalonego poziomu czerni. W takim przypadku, o ile wartość sygnału wizyjnego jest taka sama, jaka była przy sygnale dodatnim, to amplituda sygnału wyjściowego będzie taka sama jak poprzednio. Jednakże, składowa zmienna prądu anodowego lampy V4 będzie obecnie większa niż prądu lampy V5 i sygnał wyjściowy modulatora będzie w fazie ze składową o częstotliwości 4,43 MHz prądu anodowego lampy V5. Wynika stąd, że sygnał wyjściowy będzie przesunięty w fazie o 180° w stosunku do tego, który powstaje przy dodatniej wartości sygnału wejściowego, występującego w obwodzie siatkowym lampy V1.

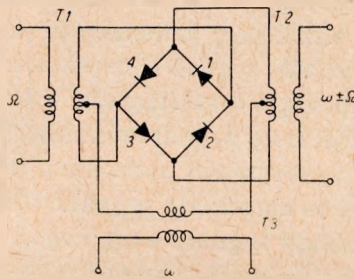
W warunkach praktycznych sygnał wejściowy może przybierać wartości zarówno dodatnie, jak i ujemne względem ustalonego poziomu czerni. Wówczas amplituda sygnału wyjściowego będzie proporcjonalna do bezwzględnej wartości sygnału modulującego na wejściu, zaś jego faza będzie się zmieniała o 180° w zależności od tego, czy sygnał wizyjny będzie dodatni, czy ujemny.

6.2. Modulator kołowy

Układ modulatora kołowego można uzyskać z modulatora zrównoważonego, przez dodanie dwóch dodatkowych elementów nieliniowych. Na rys. 9 podano przykładowo schemat takiego modulatora kołowego.

Dla zapewnienia prawidłowej pracy układu wszystkie elementy nieliniowe powinny mieć możliwie identyczne charakterystyki.

Z analizy układu wynika, że na wyjściu modulatora kołowego nie występują sygnały o częstotliwości podnośnej $\frac{\omega}{2\pi}$ i częstotliwości sygnału modulacyjnego $\frac{\Omega}{2\pi}$. W celu określenia sygnału występującego na wyjściu modulatora kołowego rozpatrzmy jego działanie w oparciu o podany schemat. Jak widać, sygnał o częstotliwości $\frac{\omega}{2\pi}$ powoduje przewodzenie lub nieprzewodzenie elementów nieliniowych. Przy tym gdy elementy 2 i 4 przewodzą, to elementy 1 i 3 nie przewodzą i odwrotnie.



Rys. 9. Schemat modulatora kołowego

W ten sposób, działanie elementów nieliniowych sprowadza się do roli przełącznika sygnału modulującego o częstotliwości $\frac{\Omega}{2\pi}$, zmieniając kierunek prądu w transformatorze wyjściowym z częstotliwością $\frac{\omega}{2\pi}$. Na wyjściu układu otrzymamy więc tylko drgania o częstotliwości wstęg bocznych $\omega + \Omega$ i $\omega - \Omega$.

Słuszność powyższego rozumowania można udowodnić matematycznie. Na podstawie schematu podanego na rys. 9 można bowiem napisać zależności określające spadki napięcia na elementach nieliniowych jako:

$$U_1 = \frac{U_\Omega}{2} \cos \Omega t + U_\omega \cos \omega t \quad (16)$$

$$U_2 = \frac{U_\Omega}{2} \cos \Omega t - U_\omega \cos \omega t \quad (17)$$

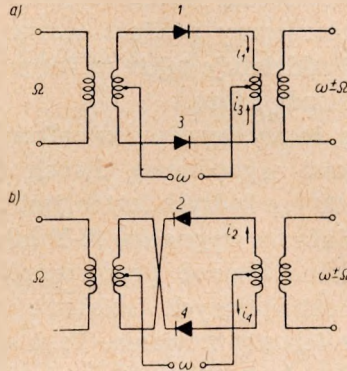
$$U_3 = -\frac{U_\Omega}{2} \cos \Omega t + U_\omega \cos \omega t \quad (18)$$

$$U_4 = -\frac{U_\Omega}{2} \cos \Omega t - U_\omega \cos \omega t \quad (19)$$

Cdpowiednie wyrażenia dla prądów płynących w elementach nieliniowych będą:

$$\begin{aligned} i_1 &= aU_1 + bU_1^2 & i_3 &= aU_3 + bU_3^2 \\ i_2 &= aU_2 + bU_2^2 & i_4 &= aU_4 + bU_4^2 \end{aligned} \quad (20)$$

W celu określenia wypadkowego prądu płynącego w transformatorze wyjściowym posłużmy się schematem modulatora kołowego, rozdzielonym na dwa modulatory zrównoważone, jak to pokazano na rys. 10.



Rys. 10. Schemat modulatora kołowego w postaci dwóch modulatorów zrównoważonych

W każdym z układów należy oddzielnie określić wartość prądu, a otrzymane wyniki zsumować. W celu określenia prądów płynących w transformatorze układu podanego na rys. 10a znajdziemy różnicę prądów $i_1 - i_3$

$$i_1 = i_1 - i_3 = aU_\Omega \cos \Omega t + bU_\Omega U_\omega \cos(\omega \pm \Omega) t \quad (21)$$

a w układzie podanym na rys. 10b

$$i_{11} = i_4 - i_2 = -aU_\Omega \cos \Omega t + bU_\Omega U_\omega \cos(\omega \pm \Omega) t \quad (22)$$

Prąd wypadkowy w transformatorze modulatora kołowego jest równy sumie prądów $i_1 + i_{11}$, więc

$$i = 2bU_\Omega U_\omega \cos(\omega \pm \Omega) t \quad (23)$$

Jak wynika z wyrażenia (23), napięcie wyjściowe modulatora kołowego zawiera tylko wstęgi boczne. Jest to oczywiście wynik uproszczony, wskutek przybliżenia charakterystyk elementów nieliniowych do krzywych drugiego stopnia.

Dodatkową zaletą modulatora kołowego jest to, że dostarcza on na wyjściu układu napięć użytecznych o amplitudach dwukrotnie większych niż modulator zrównoważony.

7. WPLYW NIEZRÓWNOWAŻENIA SYGNAŁU PODNOŚNEJ CHROMINANCJI NA JAKOŚĆ OBRAZU

Niewłaściwie zrównoważone modulatory sygnałów chrominancji powodują pojawienie się na ich wyjściu oprócz sygnału użytecznego również i pewnych, dodatkowych produktów fali podnośnej, zwanych sygnałem resztkowym. Wskutek tego kolory nadawanego obrazu będą odtwarzane fałszywie.

Jeżeli odbiornik telewizji kolorowej odbiera obraz czarno-biały, to w przypadku niezrównoważenia modulatorów sygnałów chrominancji obraz ten będzie podkolorowany zamiast czarno-białego. Niezrównoważenie sygnału podnośnej oddziałuje także na impuls synchronizacji koloru, wpływając na jego amplitudę i fazę.

Należy zwrócić uwagę, że występujący w całkowitym sygnale wizyjnym sygnał resztkowy stanowi wypadkową dwóch składowych, wzajemnie przesuniętych w fazie o 90° , z których każda jest wynikiem zakłóceń równowagi jednego z modulatorów sygnałów $R-Y$ lub $B-Y$. Tego rodzaju zakłócenia równowagi można usunąć przez wprowadzenie odpowiednich ręcznych regulacji umożliwiających ustalanie właściwych warunków pracy układów w czasie ich użytkowania. Taka regulacja jest niezbędna w szczególności po uruchomieniu urządzenia, a więc w czasie jego nagrzewania się, aż do chwili ustalenia się warunków pracy.

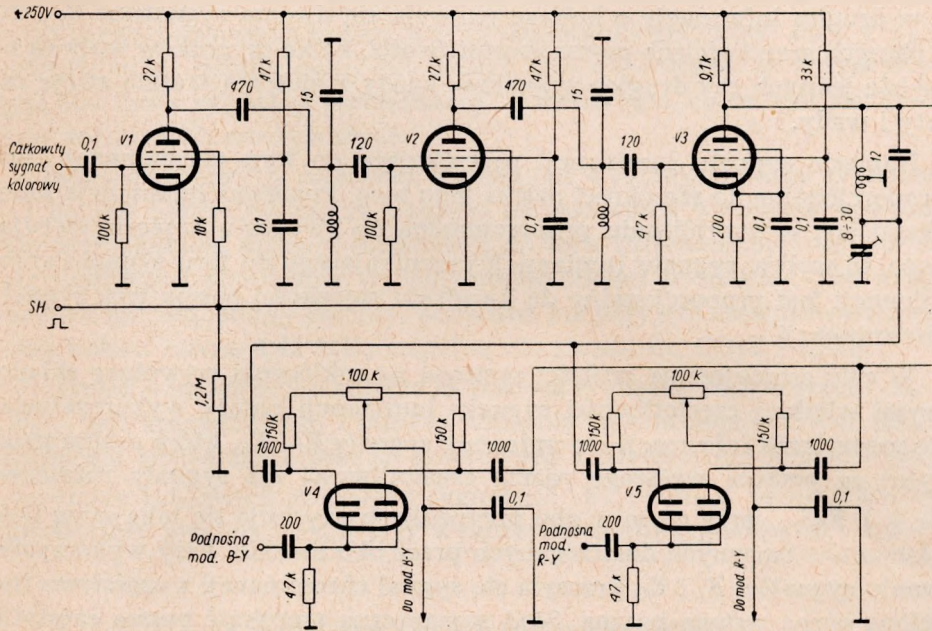
Ręczna regulacja warunków równowagi jest jednakże bardzo kłopotliwa dla personelu obsługującego, a poza tym nie gwarantuje uzyskania optymalnych warunków równowagi, która zależy od wielu czynników takich, jak: amplituda fali podnośnej, wartości napięć zasilających, napięcia żarzenia, wartości elementów zmieniających się z biegiem czasu, starzenia się lamp itp. Wadą ręcznej regulacji jest także jej duża bezwładność. W tych warunkach jest celowe zastosowanie automatycznego sposobu utrzymywania stanu równowagi wyregulowanego wstępnie w celu uniezależnienia się od wpływu czynników powodujących zmianę tego stanu.

8. UKŁAD AUTOMATYCZNEJ REGULACJI RÓWNOWAGI MODULATORÓW SYGNAŁÓW CHROMINANCJI

W opisywanym urządzeniu zastosowano tzw. jednokanałowy układ automatycznej regulacji równowagi sygnału podnośnej chrominancji (rys. 11), to znaczy, że stosuje się jeden wspólny wzmacniacz dla wzmocnienia resztkowego sygnału podnośnej, powstającego na skutek niezrównoważenia występującego w obu torach modulacji sygnałami E_{R-Y} i E_{B-Y} .

Sygnał ten pobiera się w okresie czasu, w którym nie występuje żadna informacja o chrominancji obrazu, to jest w czasie trwania poziomego im-

pulsu gaszącego. Można to w zasadzie uczynić w dowolnym miejscu poziomego impulsu wygaszającego. Jednak, najodpowiedniejszym momentem pobierania jest okres czasu, w którym występuje poziomy impuls synchronizujący, ponieważ tylny próg impulsu wygaszającego jest zajęty przez impuls synchronizacji koloru.



Rys. 11. Schemat układu automatycznej regulacji równowagi

Niezrównoważony sygnał resztkowy zostaje następnie wzmacniony we wzmacniaczach bramkowanych. Następny stopień pracuje jako wzmacniacz impulsów sygnału resztkowego i zasila transformator nawinięty bifilarnie, który z kolei zasila detektory synchroniczne $V4$ i $V5$. Do tych detektorów doprowadza się składowe kwadraturowe sygnału podnośnej chrominancji, które spełniają rolę sygnału odniesienia. Napięcie na wyjściu detektorów synchronicznych jest proporcjonalne do amplitudy i do fazy sygnału wejściowego. Ponieważ do każdego detektora synchronicznego doprowadza się składowe sygnału odniesienia, które są przesunięte względem siebie w fazie o 90° , napięcie wyjściowe (wyprostowane) każdego detektora synchronicznego jest proporcjonalne do amplitudy i fazy składowych kwadraturowych sygnału resztkowego. Dzięki temu następuje rozdział napięć korygujących, który umożliwia prawidłowe zrównoważenie każdego z układów modulatorów osobno. Współczynnik wzmacnienia układu automatycznej regulacji jest rzędu 300.

9. WYBÓR RODZAJU SYGNAŁÓW MODULUJĄCYCH

W systemie jednoczesnym telewizji kolorowej standardu OIRT są możliwe dwa warianty przesyłania informacji kolorowej na częstotliwości podnośnej z modulacją kwadraturową. W jednym przypadku przesyła się sygnały różnicowe E_{R-Y} i E_{B-Y} o jednakowych pasmach częstotliwości, a w drugim informację o kolorze przesyła się dwoma sygnałami E_I i E_Q o różnych szerokościach pasma częstotliwości. Kilka czynników wpływa na wybór jednych czy drugich sygnałów; każdy z nich ma zresztą swoje zalety i wady.

Napięcie sygnału luminancji przenikające do toru chrominancji jest proporcjonalne do szerokości pasma tego toru. Ponieważ luminancja kineskopu jest w przybliżeniu proporcjonalna do kwadratu napięcia sterującego, to wpływ sygnału luminancji przenikającego do toru sygnału chrominancji jest proporcjonalny do kwadratu szerokości pasma toru sygnału chrominancji.

W celu zmniejszenia czułości systemu na zakłócenia wywołane składowymi wielkiej częstotliwości sygnału luminancji należy wykorzystywać do przesyłania informacji chrominancji sygnały E_I i E_Q , które można przesyłać za pomocą węższego pasma częstotliwości niż sygnały różnicowe E_{R-Y} i E_{B-Y} , przy czym w obu przypadkach uzyskuje się taką samą ilość elementów barwnych dostrzeganych przez oko ludzkie. Przy wykorzystywaniu sygnałów E_I i E_Q przesyła się sygnał chrominancji z częściowo tłumioną górną wstęgą boczną. Stąd sumaryczna szerokość pasma częstotliwości sygnałów chrominancji jest równa $0,5 \times 3 + 1,5 = 3$ MHz, a przy stosowaniu sygnałów różnicowych E_{R-Y} i E_{B-Y} wynosi ona $1,5 \times 4 = 6$ MHz. Wobec powyższego, wpływy prześwitów z toru luminancji są cztery razy mniejsze przy stosowaniu sygnałów E_I i E_Q .

Wykorzystywanie sygnałów E_I i E_Q pozwala na stosowanie większej częstotliwości podnośnej, dzięki czemu struktura punktowa siatki obrazowej jest drobniejsza i dlatego zauważalność jej na ekranie odbiornika monochromatycznego jest mniejsza.

Ograniczenie pasma częstotliwości przenoszonych przez tor sygnału chrominancji wywołuje zniekształcenia kolorów na przejściach kolorowych. Zjawisko to powstaje na skutek zsumowania sygnału luminancji z sygnałem chrominancji, którego składowe posiadają różne szerokości pasma częstotliwości przenoszonych i różne czasy narastania. Z tego wynika, że przejścia kolorowe są gorzej odtwarzane przy przesyłaniu informacji o kolorze za pomocą sygnałów E_I i E_Q o różnych szerokościach pasma niż za pomocą równowstęgowych sygnałów E_{R-Y} i E_{B-Y} .

Zniekształcenia występujące w postaci powtórnych obrzeży kolorowych są wywołane przepięciami na charakterystykach stanów nieustalonych toru chrominancji. Tego rodzaju zniekształcenia występują zarówno przy przesyłaniu informacji kolorowej za pomocą sygnałów E_{R-Y} i E_{B-Y} , jak i sygnałów E_I i E_Q . Różnica polega tylko na tym, że przy wykorzystywaniu sygnałów E_I i E_Q zniekształcenia przejść kolorowych występują w postaci zmian barwy i nasycenia koloru, a przy stosowaniu sygnałów E_{R-Y} i E_{B-Y} wystąpią tylko zmiany nasycenia koloru pod warunkiem, że charakterystyki obu torów sygnałów chrominancji są identyczne, co na ogół jest spełnione w układach rzeczywistych.

Z przeprowadzonych rozważań wynika, że wykorzystywanie sygnałów E_I i E_Q jest korzystniejsze ze względu na zakłócenia wywołane wzajemnym przenikaniem sygnału luminancji do toru chrominancji i odwrotnie oraz możliwości stosowania wyższej częstotliwości podnośnej. Ten drugi warunek nie jest istotny obecnie, ponieważ już przyjęto częstotliwość podnośną koloru równą 4,43 MHz wspólną dla standardu OIRT i CCIR.

Przesyłanie informacji o kolorze za pomocą sygnałów różnicowych E_{R-Y} i E_{B-Y} jest korzystniejsze z punktu widzenia zniekształceń obrazu. Zniekształcenia odtwarzania przejść kolorowych i odtwarzania kolorów przy przesyłaniu informacji kolorowej sygnałami E_{R-Y} i E_{B-Y} są mniejsze od zniekształceń występujących przy wykorzystywaniu sygnałów E_I i E_Q .

10. PORÓWNANIE MODULATORÓW

W Instytucie Łączności zostały opracowane modulatory sygnałów chrominancji w trzech rozwiązaniach: modulatory kołowe na elementach półprzewodnikowych typu 1N56A i 5NN40 oraz modulator zrównoważony na lampach elektronowych typu 6Ż2P.

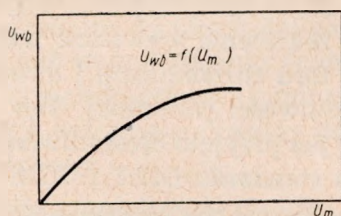
Zaletą modulatorów kołowych na diodach krystalicznych jest prosta konstrukcja układu i mała liczba elementów regulacyjnych. Stabilność układu zależy tu przede wszystkim od stałości parametrów użytych diod. Wadą takiego układu jest jednak konieczność bardzo dokładnego doboru diod modulatora kołowego.

W modulatorze zrównoważonym na lampach elektronowych dobór lamp jest łatwiejszy, ponieważ rozbieżności w charakterystykach można skompensować za pomocą doboru napięć na elektrodach tych lamp. Wadą natomiast modulatora lampowego jest duża liczba elementów regulacyjnych, szczególnie potencjometrów, które mogą być przyczyną powstawania zakłóceń.

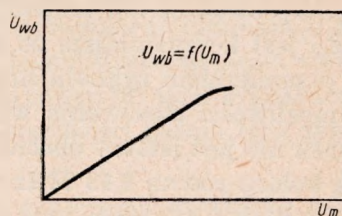
Przy ocenie jakości modulatorów brano pod uwagę liniowość charakterystyki modulacji, stopień tłumienia podnośnej i stabilność zrównoważenia.

Z podanych na rys. 12 i 13 charakterystyk modulacji modulatorów wiadać, że modulator zrównoważony na lampach typu 6Ż2P ma bardziej liniową charakterystykę modulacji niż modulator kołowy na diodach germanowych.

Na tłumienie sygnału podnośnej zasadniczy wpływ ma z jednej strony identyczność charakterystyk użytych diod germanowych lub lamp elektronowych, a z drugiej strony symetria transformatorów modulacyjnych.



Rys. 12. Charakterystyka dynamiczna modulacji modulatora kołowego na elementach półprzewodnikowych



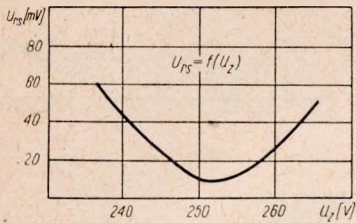
Rys. 13. Charakterystyka dynamiczna modulacji modulatora zrównoważonego na lampach elektronowych

Na podstawie licznych prób stwierdzono, że dobranie diod germanowych o identycznych charakterystykach jest rzeczą bardzo trudną. Przy stosowaniu natomiast w modulatorze zrównoważonym lamp elektronowych typu 6Ż2P dobór pary lamp jest znacznie łatwiejszy, ponieważ mają one charakterystyki przebiegające bardzo liniowo. Ponadto, rozrzut charakterystyk lamp jest znacznie mniejszy od rozrzutu charakterystyk diod germanowych.

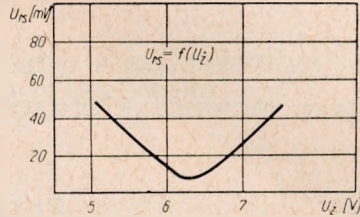
Transformator modulacyjny składa się z uzwojenia symetrycznego z odcięciem w środku uzwojenia oraz uzwojenia niesymetrycznego. Dla zapewnienia wymaganego tłumienia sygnału podnośnej obie połowki uzwojenia symetrycznego powinny mieć dokładnie równe indukcyjności, identyczne współczynniki sprzężenia oraz równe pojemności rozproszone. W celu spełnienia tych warunków wykonano dwa typy transformatorów, jeden z uzwojeniem niesymetrycznym, wykonanym w sposób umożliwiający przesuwanie go względem drugiego uzwojenia, a następnie drugi z uzwojeniem symetrycznym, nawiniętym bifilarnie. Pierwsze rozwiązanie zapewnia dobrą symetrię sprzężenia indukcyjnego, lecz nie zapewnia jednocześnie symetrii pojemności rozproszonych. Drugie rozwiązanie daje natomiast wyniki bardziej zbliżone do idealnych, zapewniając zarówno symetrię sprzężenia obu połówek uzwojenia, jak i symetrię pojemności

rozproszonych. Zastosowanie pierwszego rozwiązania poprawiło tłumienie sygnału podnośnej o 4 dB w stosunku do modulatora ze zwykłym transformatorem, natomiast przy zastosowaniu transformatora nawiniętego bi-bilarnie uzyskano tłumienie sygnału podnośnej o 8 dB większe w stosunku do zwykłego transformatora.

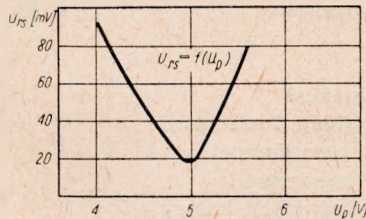
Ważną własnością układu jest stabilność warunków jego pracy, a szczególnie stabilność zrównoważenia. W układzie modulatorów kołowych z diodami germanowymi występuje wpływ temperatury na stabilność zrównoważenia, wywołany zmianami ich charakterystyk. Własność ta nie jest wadą układu modulatora kołowego, lecz jedynie małej odporności na wpływy termiczne zastosowanych tu elementów półprzewodnikowych. Na podstawie obserwacji i pomiarów stwierdzono, że znacznie lepsze pod tym względem są modulatory zrównoważone na lampach elektronowych, ponieważ lampy są bardziej odporne na zmiany temperatury.



Rys. 14. Amplituda sygnału resztkowego w funkcji zmian napięcia zasilania



Rys. 15. Amplituda sygnału resztkowego w funkcji zmian napięcia żarzenia



Rys. 16. Amplituda sygnału resztkowego w funkcji zmian amplitudy podnośnej chrominancji

Wyniki badań wpływu zmian napięć zasilających i zmian amplitudy sygnału podnośnej na stabilność zrównoważenia w modulatorze zrównoważonym na lampach 6Ż2P podano na rys. 14, 15, 16. Jak wynika z podanych krzywych, zmiany napięcia zasilającego i napięcia żarzenia oraz zmiany amplitudy napięcia sygnału podnośnej doprowadzanej do modulatora zrównoważonego zakłócają równowagę układu, powodując wzrost sygnału resztkowego.

Wyposażenie modulatorów w układ automatycznej regulacji równowagi, dzięki dużemu wzmocnieniu w pętli sprzężenia zwrotnego, pozwala na dalsze, znaczne zmniejszenie sygnału resztkowego. Dzięki zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego działającego w układzie automatycznej regulacji równowagi znacznie rozszerzają się tolerancje dopuszczalne dla kodera. Zakłócenia równowagi powstające w układzie stabilizacji poziomu, wywołane różnymi wartościami przewodności diod, zmianami amplitud napięć komutujących, różnic w potencjałach kontaktowych lub różnych przewodności lamp modulatora, sprowadzają się do oddziaływania drugiego rzędu. Charakterystyki lamp modulatora mogą się różnić w stosunkowo szerokich granicach. Lampy mogą być również wymieniane bez dobierania, co nie jest możliwe do zrealizowania w modulatorach bez automatycznej regulacji równowagi.

Dodatek

DANE TECHNICZNE OPRACOWANEGO URZĄDZENIA KODUJĄCEGO

Sygnały wejściowe

a) amplituda sygnałów wejściowych

$$E_{R-Y} \text{ i } E_{B-Y} \quad 1 V_{SS}$$

b) pasmo częstotliwości sygnałów

$$E_{R-Y} \text{ i } E_{B-Y} \quad 1,5 \text{ MHz}$$

c) amplituda sygnału luminancji

$$1 V_{SS}$$

d) pasmo częstotliwości sygnału luminancji

$$6 \text{ MHz}$$

e) częstotliwość podnośnej chrominancji

$$4,4296875 \text{ MHz}$$

f) amplituda podnośnej chrominancji

$$1 V_{SS}$$

g) amplituda impulsu synchronizacji koloru

$$1 V_{SS}$$

h) liczba okresów częstotliwości podnośnej w impulsie synchronizacji koloru

$$8$$

i) amplituda impulsu synchronizacji poziomej

$$2 V_{SS}$$

j) amplituda całkowitego sygnału synchronizacji

$$2 V_{SS}$$

Sygnały wyjściowe

Całkowity sygnał obrazu kolorowego:

a) amplituda sygnału

$$1 V_{SS}$$

b) pasmo częstotliwości

$$6 \text{ MHz}$$

WYKAZ LITERATURY

1. *Efimkin B. J.*: Iskazenia cwiutowozproizwiedienia pri pieredacze signalow cwiethnosti w kanalach s ograniczonymi palosami czastot. *Elektrosviaż* 10/1961.
2. *Kielkiewicz A., Podemski A.*: Opracowanie urzadzeń kondujących dla systemów telewizji kolorowej I/Q i $R-Y/E-Y$ oraz badanie właściwości systemów kodowania telewizji kolorowej. Sprawozdanie z pracy.
3. *Nowakowski E. B.*: Sistiemy cwiethnowo telewiedienia. Sbornik trudów CNII, wydanie 1(19).
4. *Popkin-Clurman J. R.*: Automatic balance control. I. R. E. Convention Record Patr. 7. National Convention 1955.
5. *Tielewidienie*. Praca zbiorowa. Swiazizdat. Moskwa 1960.
6. *Tjurin W. Z., Listow W. N., Wysocki A. W.*: *Dalnaja Swiaz*. Moskwa 1957.

A. Podemski

МОДУЛЯТОРЫ СИГНАЛОВ ЦВЕТНОСТИ В КОДИРУЮЩИХ
УСТРОЙСТВАХ ЦВЕТНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ

Резюме

Приведен принцип квадратурной модуляции без несущей волны. Рассмотрены модуляторы сигналов цветности, примененные в экспериментальном кодирующем устройстве цветного телевидения с поднесущей частотой цветности, модулированной квадратурно. Описана система автоматической подстройки баланса поднесущей частоты. Проанализированы результаты исследований при использовании балансных модуляторов с электронными лампами и кольцевых модуляторов с германиевыми диодами.

A. Podemski

CHROMINANCE SIGNAL MODULATORS IN COLOUR TELEVISION ENCODERS

Summary

The principles of quadrature modulation and of modulation without carrier are presented. Chrominance signal modulators, used in the experimental colour television encoder with quadrature modulated chrominance sub-carrier, are further examined. An automatic balance regulation circuit is described. The results of investigations when using the balanced modulators with vacuum tubes and of ring modulators with crystal diodes are analysed.

A. Podemski

MODULATEURS DES SIGNAUX DE CHROMINANCE DANS LES CODEURS DE
TÉLÉVISION EN COULEURS

Résumé

On présente le principe de la modulation en quadrature, ainsi que de la modulation sans onde porteuse. Ensuite, on examine les modulateurs des signaux de chrominance utilisés dans un dispositif expérimental de codeur de télévision en couleurs avec la sous-porteuse de chrominance modulée en quadrature. Un circuit du réglage automatique de balance est décrit. On a analysé les résultats des recherches menées en utilisant des modulateurs équilibrés avec les tubes électroniques, ainsi que des modulateurs en anneau avec les diodes à cristal.

A. Podemski

CHROMINANZMODULATOREN FÜR KODIERUNGSEINRICHTUNGEN
DER FARBFERNSEHTECHNIK

Zusammenfassung

Es wird das Prinzip der Quadratur-Modulation und der Modulation mit der Trägerfrequenzunterdrückung angegeben. Es werden die in einer experimentellen Kodierungseinrichtung für Farbfernsehen verwendeten Modulatoren mit Quadratur-Modulation des Farbträgers betrachtet. Es wird die Schaltung der automatischen Symmetrie-Regulung des Modulators beschrieben. Es werden die Ergebnisse der, bei Anwendung der abgeglichenen Modulatoren mit Elektronenröhren und Ringmodulatoren mit Germaniumdioden, ausgeführten Untersuchungen analysiert.

Cena zł 18,—

Bistopka 27.