

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

---

PRACE  
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ZESZYT 3(9)

ROK IV

WARSZAWA 1957

---

PAŃSTWOWE WYDAWNICTWA TECHNICZNE

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

---

PRACE  
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ZESZYT 3 (9)

ROK IV

WARSZAWA 1958

---

PAŃSTWOWE WYDAWNICTWA TECHNICZNE

## Komitet Redakcyjny

Redaktor naczelny — prof. mgr inż. Józef Wójcikiewicz

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

Sekretarz Redakcji — Zygmunt Grela

Adres Redakcji: Instytut Łączności, Warszawa 4, ul. Targowa 74

### SPIS TREŚCI

1. Lesław Kędzierski, Alfred Frank — Pomiar quasi-szczytowych wartości szumów w odbiornikach telewizyjnych	3
2. Michał Nowicki — Zwiększenie dokładności interpolacyjnej metody pomiaru częstotliwości radiostacji	13
3. Aleksander Turczyn — Pomiar mocy emisji niepożądanych promieniowanych przez radiostacje nadawcze	21
4. Bogdan Tor — Automatemyczne urządzenia do sondowania jonosfery	35

### СОДЕРЖАНИЕ

1. Л. Кендзерски, А. Франк — Измерение квази-пиковых значений шумов в телевизионных приемниках	3
2. М. Новицкий — Повышение четкости интерполяционного метода при измерении частоты передатчиков	13
3. А. Турчин — Измерение мощности нежелательных волн излучаемых радиопередатчиками	21
4. Б. Тор — Автоматическая панорамная ионосферная станция	35

### CONTENTS

1. L. Kędzierski, A. Frank — Measurement of quasi-peak values of noise in TV receivers	3
2. M. Nowicki — Increased accuracy in measuring frequency of radio transmitters by interpolation method	13
3. A. Turczyn — Measurement of undesired radiation of radio transmitters	21
4. B. Tor — Automatic ionosphere recorder	35

### SOMMAIRE

1. L. Kędzierski, A. Frank — La mesure de la valeur quasi-crête des bruits dans les récepteurs de télévision	3
2. M. Nowicki — L'augmentation de la précision de la méthode d'interpolation employée pour mesurer la fréquence des postes émetteurs	13
3. A. Turczyn — La mesure de la puissance des émissions inutiles émises par les postes émetteurs	21
4. B. Tor — Enregistreur ionosphérique automatique	35

### INHALTVERZEICHNIS

1. L. Kędzierski, A. Frank — Bestimmung des Quasi-Spitzenwertes von Rauschen in Fernsehempfängern	3
2. M. Nowicki — Eine Verfeinerung der Frequenzbestimmung von Funksendern nach dem Interpolierungsverfahren	13
3. A. Turczyn — Leistungsmessung unerwünschter Strahlungskomponenten von Funksendern	21
4. B. Tor — Automatische Ionosphärensondierungsanlagen	35

WSZELKIE PRAWA ZASTRZEŻONE

Printed in Poland

Rysunki dostarczył Komitet Redakcyjny

Redaktor techniczny: mgr J. Zajdowski

Korektor techniczny W. Wróblowa

PWT Warszawa 1958. Wydanie 1. Nakład 552 egz. Ark. wyd. 5,3. Ark. druk. 4,7. Format B5  
Pap. druk. sat. kl. V, 70 g, 700 × 1000/16. Rękopis oddano do składania 25. 10. 1957.  
Podpisano do druku 17. I. 1958 Druk ukończono 27. I. 1958. Symbol 80249/INB. Cena zł 20.—

Zakłady Graficzne im. Marcina Kasprzaka w Poznaniu — 3527 — R-10

621.297:621.3.03

LESŁAW KĘDZIERSKI i ALFRED FRANK

## POMIAR QUASI-SZCZYTOWYCH WARTOŚCI SZUMÓW<sup>1)</sup> W ODBIORNIKACH TELEWIZYJNYCH

Rękopis dostarczono do IL. 27. 5. 1957

Do pomiaru quasi-szczytowych wartości szumów w odbiornikach telewizyjnych proponuje się wykorzystanie właściwości układu RC pracującego w obwodzie detekcyjnym, który pozwala mierzyć szczytową wartość sygnału z błędem uzależnionym od stosunku stałych czasu układu ładującego i rozładowującego. Właściwość ta pozwala przy pomiarze bądź eliminować bądź też w określony sposób uwzględniać amplitudy sygnału przekraczające pewien przeciętny jego poziom. Stosując tę zasadę do pomiaru szumów możemy zmierzyć wartość quasi-szczytową szumu np. eliminując w określonym stopniu rzadko pojawiające się impulsy o dużych amplitudach, występujące na tle szumu ciągłego. Stopień eliminacji jest związany z definicją wartości quasi-szczytowej i może być np. uwarunkowany stopniem ważkości tego rodzaju impulsów dla obserwatora.

Przeprowadzono rozważania pokazujące, że w zależności od charakteru sygnału mierzonego i parametrów układu pomiarowego można przy pomiarze uzyskać żądany stopień eliminacji. Jako układ pomiarowy może służyć w zasadzie typowy woltomierz lampowy z odpowiednio przerobionym układem wejściowym.

Wadą opisanej metody jest niemożność wykonywania pomiarów szumów w obecności sygnału wizyjnego i uwzględnienia stopnia ważkości szumów w zależności od poziomu jaskrawości obrazu. Wadą tą charakteryzują się również i inne stosowane metody pomiarów szumów, np. metody pomiarów skutecznych wartości szumu.

### 1. WSTĘP

Poprzednio zaproponowana metoda pomiaru użytkowej czułości odbiornika telewizyjnego [5] wiązała wielkość wprowadzonego sygnału wejściowego z określonym efektem optycznym występującym na ekranie, przy zachowaniu odpowiedniego stosunku wartości sygnału użytecznego do tzw. quasi-szczytowej wartości szumów. Stosowane bowiem uprzednio definicje czułości, odnoszone do skutecznej wartości szumów, nie wydawały się właściwe, gdyż efekt oddziaływania szumu na wrażenia widza zależy od szczytowych wartości tego szumu. Pomiar więc wartości skutecznej nie pozwala na jednoznaczne określenie wpływu szumu na obserwatora.

Do pomiaru szczytowych wartości szumu proponowano [5] używać oscyloskopu. Wyniki pomiaru są jednak w tym przypadku uzależnione od szeregu trudnych do zdefiniowania parametrów układu pomiarowego (np. zdolności rozdzielczej użytej lampy oscylograficznej, jaskrawości plamki, warunków oświetlenia otacza-

<sup>1)</sup> Powyższa metoda pomiaru była referowana na XIII Sesji Komisji Technicznej O. I. R. (Międzynarodowa Organizacja Radiofoniczna) w Sofii, w marcu 1957 r.



jącego, parametrów układu podstawy czasu i innych). Poza tym oscylograficzna metoda pomiaru amplitudy szumu jest w dużym stopniu metodą subiektywną.

Często również proponuje się obecnie metodę rachunkowego uzyskiwania wartości szczytowych szumów w oparciu o pomierzoną ich wartość skuteczną, a mianowicie mnożąc tę wartość przez stałą, mający charakter statystyczny, współczynnik  $K = 5,6$ . Taki sposób określania wartości szumów również nie wydaje się właściwy ze względu na możliwość występowania szumów o różnym charakterze.

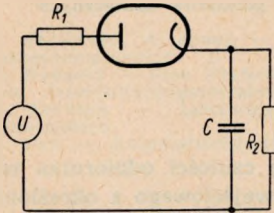
Biorąc powyższe pod uwagę wydaje się celowe podjęcie usiłowań opracowania metody bezpośredniego pomiaru szczytowych wartości szumów w sposób jednoznaczny i najlepiej za pomocą przyrządu wychyłowego.

Jak wynika jednak z obserwacji, zasadniczy wpływ na wrażenie widza wywiera szum o charakterze ciągłym. Rzadko natomiast zjawiające się amplitudy szumu lub zakłóceń wewnętrznych, przekraczające swoją wielkością najczęściej występujące amplitudy szumu ciągłego, wpływają na ogół mniej na wrażenie widza. Przyjmując więc założenie, że czułość odbiornika odnosimy do ostatecznego wrażenia widza, należałoby dążyć do tego, aby metoda pomiarowa pozwalała bądź na wyeliminowanie z pomiaru tych rzadko występujących amplitud, bądź też na uwzględnienie ich jedynie w stopniu uwarunkowanym wielkością wpływu danego zakłócenia na wyniki obserwacji. Zmierzona w taki sposób wartość szumów mogłaby wówczas odpowiadać pojęciu wartości quasi-szczytowej.

Niniejszy artykuł ma właśnie na celu omówienie takiej metody pomiaru i przeanalizowanie uzyskiwanych tą drogą wyników, natomiast nie obejmuje on propozycji ustalenia norm na dopuszczalny poziom szumów, ani też nie analizuje zagadnienia ważkości różnego rodzaju szumów, które mogą oddziaływać na odbiornik telewizyjny.

## 2. ZASADA POMIARU

W celu pomierzenia wartości quasi-szczytowej można wykorzystać znane właściwości układu typu RC pracującego w obwodzie detekcyjnym, pozwalające jak wiadomo na pomiar wartości szczytowej, np. ciągu impulsów, z błędem uzależnionym od stosunku stałej czasu układu rozładowującego do stałej czasu układu ładującego. Ta właściwość układu może być więc wykorzystana do uwzględnienia w pewnym określonym stopniu amplitud rzadko występujących impulsów, nałożonych na dany ciąg impulsów.



Rys. 1. Typowy układ do pomiaru szczytowych wartości napięcia zmiennego;  
U — napięcie mierzone

Podobne metody pomiarowe są znane i stosowane w technice impulsowej, wydaje się więc, że można je również adaptować i do pomiaru szumów w odbiornikach telewizyjnych. Najprostszy układ pomiarowy tego typu podano na rys. 1. Dla układu tego można napisać poniższe uproszczone zależności, podane zresztą w pracach Funka [1] i Fricka [2].

Przy zasilaniu układu ciągiem impulsów prostokątnych, po ustaleniu się zjawisk ładowania i rozładowania, ładunek doprowadzany w czasie trwania każdego impulsu do kondensatora C będzie miał wartość

$$Q_1 = \frac{U - U_c}{R_1} \delta, \quad (1)$$

gdzie:

- $U$  — szczytowa wartość mierzonego napięcia,  
 $U_c$  — wartość napięcia występująca na kondensatorze,  
 $\delta$  — czas trwania impulsu,  
 $R_1$  — sumaryczna oporność ładowania (oporność źródła i diody).

Ładunek tracony w okresie między impulsami będzie natomiast wynosił w przybliżeniu:

$$Q_2 = \frac{U_c}{R_2} (T - \delta), \quad (2)$$

gdzie:

- $T$  — okres powtarzania impulsów,  
 $R_2$  — oporność rozładowująca kondensator  $C$ .

Po ustaleniu się zjawiska musi oczywiście zachodzić warunek, że  $Q_1 = Q_2$ , więc:

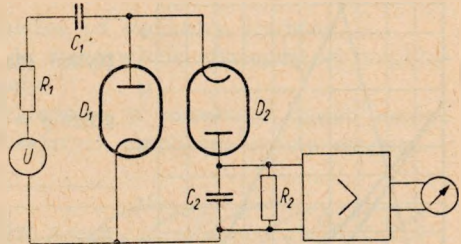
$$\frac{U}{U_c} = 1 + \frac{(T - \delta)}{\delta} \cdot \frac{R_1}{R_2} \approx 1 + \frac{T}{\delta} \cdot \frac{R_1}{R_2}, \quad (3)$$

gdzie  $\delta \ll T$ .

Szumy mają jednak na ogół charakter niesymetryczny, konieczny więc jest pomiar ich wartości międzyszczytowych. Można to wykonać w układzie podanym na rys. 2.

Podobnie jak w poprzednim przypadku, dla ciągu impulsów prostokątnych, ładunek doprowadzany do kondensatora  $C_1$  wyniesie:

$$Q_1 = \frac{U' - U_{c_1}}{R_1} \delta, \quad (4)$$



Rys. 2. Typowy układ do pomiaru międzyszczytowych wartości napięcia zmiennego;  
 $U$  — napięcie mierzone

a ładunek doprowadzany do kondensatora  $C_2$ :

$$Q_2 = \frac{U_{c_1} - U'' - U_{c_2}}{R_1} (T - \delta), \quad (5)$$

gdzie:

- $U'$  — amplituda dodatniej części impulsu,  
 $U''$  — amplituda ujemnej części impulsu,  
 $U_{c_1}$  — wartość napięcia występująca na kondensatorze  $C_1$   
 $U_{c_2}$  — wartość napięcia występująca na kondensatorze  $C_2$ ,  
 $R_1$  — sumaryczna oporność ładowania kondensatorów  $C_1$  i  $C_2$  (oporność źródła i oporność diody — jednakowe w obu przypadkach).

Ładunek tracony w czasie rozładowania wyniesie:

$$Q_3 = \frac{U_{c_2}}{R_2} (T - \delta). \quad (6)$$

Z warunku, że (podobnie jak poprzednio)

$$Q_1 = Q_2 = Q_3,$$

otrzymamy po wyeliminowaniu  $U_{c_1}$  zależność:

$$\frac{U_{pp}}{U_{c_2}} = 1 + \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{T}{\delta}, \quad (7)$$

gdzie  $U_{pp} = U' - U''$  jest wartością międzyszczytową napięcia.



Wzór (7) pokazuje, że stosunek międzyszczytowej wartości mierzonego napięcia do wartości napięcia rzeczywistego występującego na kondensatorze  $C_2$  zależy od stosunku oporów ładowania i rozładowania oraz od kształtu i charakteru impulsów.

Dla innych kształtów impulsów wystąpią oczywiście inne zależności, przy czym ustalenie ich dla dowolnego kształtu impulsu byłoby wysoce skomplikowane. Dla zilustrowania jednak wpływu kształtów impulsów na wielkość napięcia występującego na pojemności  $C_2$  można się posłużyć wykresem podanym przez Fricka [2] i przedstawionym na rys. 3. Wykres ten przedstawia zależność  $P$  stosunków

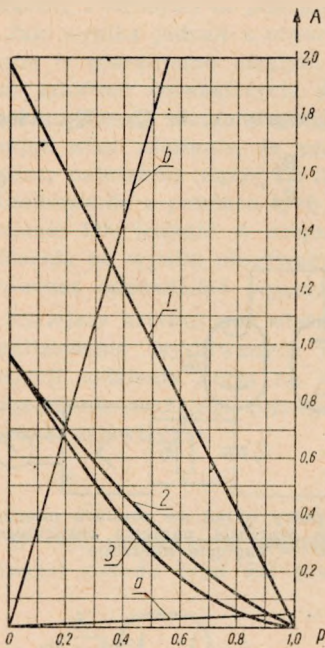
rzeczywistego wychylenia miernika wartości quasi-szczytowych do szczytowej wartości ciągu impulsów, w funkcji pewnego parametru  $A$ , dla trzech typowych kształtów impulsów: prostokątnego, trójkątnego i „zaokrąglonego”. Kształty przykładowych impulsów są podane na rys. 4.

Przyjęty parametr  $A$  jest określony jako

$$A = \frac{2T}{\delta \rho}$$

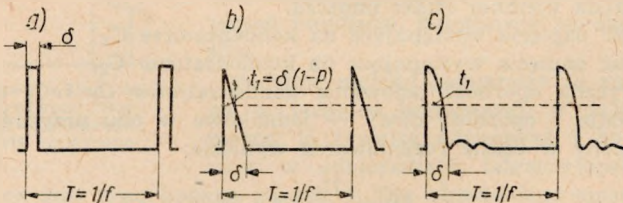
(tylko dla impulsów prostokątnych i trójkątnych),

gdzie  $\rho = \frac{R_2}{R_1}$ .



Rys. 3. Wykres zależności stosunku ( $P$ ) wartości quasi-szczytowej do szczytowej od parametru  $A$ : 1 — krzywa dla przypadku pomiaru impulsów prostokątnych, 2 — krzywa dla przypadku pomiaru impulsów „zaokrąglonych”, 3 — krzywa dla przypadku pomiaru impulsów trójkątnych; a i b proste pomocnicze

Dla określonej wartości  $A$  otrzymuje się powyższe stosunki  $P$  łącząc punkt zero wykresu z wybraną wartością  $A$ . Punkty przecięcia tej prostej z krzywymi 1, 2



Rys. 4. Kształty przykładowych impulsów: a — impuls prostokątny, b — impuls trójkątny, c — impuls „zaokrąglony”,  $t_l$  — czas ładowania,  $P$  — stosunek wartości quasi-szczytowej do szczytowej

i 3 określają nam szukane wartości stosunków. Na wykresie przykładowo zaznaczono dwie proste „a” i „b” dla przypadku  $A$  bliskiego zero oraz dla  $A$  bardzo dużego. Jak widać, przy małych wartościach  $A$  wskazania przyrządu praktycznie nie zależą od kształtu impulsów i błąd wskazania jest bardzo mały. Odwrotnie, ze

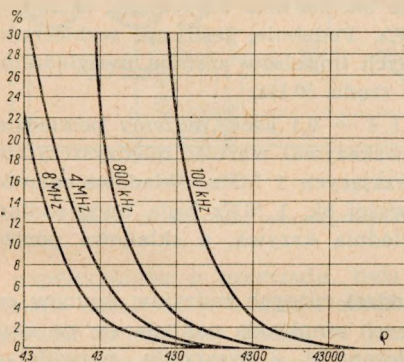
wzrostem wartości  $A$  różnice we wskazaniach rosną. Przypadek małego  $A$  występuje w szczególności, o ile  $\rho$  jest duże.

Parametr  $\rho$  jest uzależniony w naszym przypadku od przyjętej wielkości  $R_2$ , gdy w warunkach praktycznych oporność  $R_1$  jest rzędu  $2 \div 3 \text{ k}\Omega$ , jeśli pomiaru szumów dokonuje się w obwodzie sygnałów wizyjnych, a w szczególności na elektrodzie modulującej kineskopu. Przy zastosowaniu dostatecznie dużego współczynnika  $\rho$  przyrząd oparty na powyższej zasadzie będzie mógł być używany jako miernik międzyszczytowych wartości szumów ciągłych. Jak następnie przekonamy się, wybór parametrów układu może być dokonany w taki sposób, aby przyrząd wskazywał także wartości quasi-szczytowe, a więc aby w określonym stopniu eliminował rzadko występujące impulsy o amplitudach przekraczających przeciętną amplitudę szumu ciągłego.

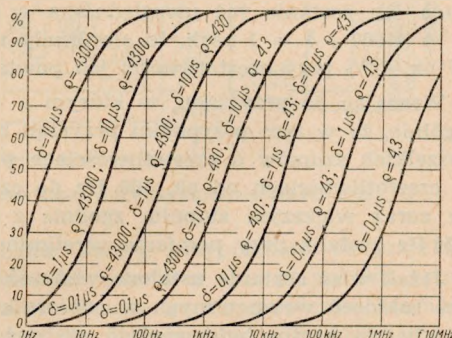
### 3. ANALIZA PROPONOWANEJ METODY

Przy zastosowaniu omówionej metody pomiarowej do pomiaru quasi-szczytowych wartości szumów układ pomiarowy powinien spełniać następujące trzy warunki:

- 1) wskazania przyrządu powinny być niezależne od struktury szumów,
- 2) błąd wskazań przyrządu w odniesieniu do rzeczywiście występującej amplitudy szumu ciągłego powinien być możliwie mały,
- 3) przyrząd powinien eliminować lub uwzględniać w określony sposób rzadko występujące impulsy o amplitudach przekraczających amplitudę szumu ciągłego.



Rys. 5. Wykres zależności błędu wskazań miernika wartości szczytowych w funkcji  $\rho$  dla ciągów impulsów prostokątnych o różnych częstotliwościach powtarzania i szerokości  $\delta = 0,1$  usek



Rys. 6. Krzywe zależności procentowych wskazań miernika w stosunku do rzeczywistych wartości szczytowych ciągu impulsów prostokątnych w funkcji częstotliwości ich powtarzania i dla różnych wartości  $\delta$  oraz  $\rho$

Spełnienie dwóch pierwszych warunków będzie wymagało, jak to wynika z krzywych podanych na rys. 3 i 5, wyboru dostatecznie dużego współczynnika  $\rho$ . Krzywe na rys. 5 przedstawiają w funkcji  $\rho$  zależność błędu wskazań przyrządu przy pomiarze ciągu impulsów prostokątnych o różnych częstotliwościach ich powtarzania. Krzywe te wskazują na możliwość dokładnego pomiaru wartości szczytowych przy wyborze dostatecznie dużego współczynnika  $\rho$ .

Spełnienie trzeciego warunku wymaga natomiast przyjęcia współczynnika  $\rho$  możliwie małego, a więc warunek ten jest w zasadzie przeciwstawny obu poprzednio omówionym warunkom. Przeciwność powyższych warunków umożliwia



właśnie pomiar wartości quasi-szczytowych w przypadku, jeśli zostanie ściśle zdefiniowane samo pojęcie wartości quasi-szczytowej (szumów). Przez wybór bowiem odpowiedniej wartości współczynnika  $\varrho$  możemy uzyskać żadaną eliminację rzadko występujących impulsów kosztem pewnego zmniejszenia dokładności pomiaru w przypadku występowania równomiernego szumu ciągłego. Na rys. 6 podano rodzinę krzywych określających wielkość wychylenia przyrządu w odniesieniu do wychylenia odpowiadającego amplitudzie największego z impulsów składowych ciągu w funkcji częstotliwości powtarzania tych impulsów, dla różnych  $\varrho$  oraz różnych czasów trwania  $\delta$  impulsów składowych.

Rozpatrując powyższą rodzinę krzywych łatwo zauważyć, że wybierając odpowiednią wartość  $\varrho$  możemy wpływać na stopień eliminacji impulsów o amplitudach przekraczających przeciętny poziom szumów<sup>1)</sup>. Stopień wymaganej eliminacji może być np. uwarunkowany uznaną ważkością danego rodzaju impulsów szumu. Przyjmijmy dla przykładu, że na tle równomiernego szumu ograniczonego pasmem przeniesienia 5 MHz, występują impulsy o znacznie większej amplitudzie. Niech szerokość ich wynosi np.  $\delta = 0,1 \mu\text{sek}$ , a częstotliwość powtarzania ok. 15 kHz. Impulsy te występują więc praktycznie raz na każdą linię obrazu i posiadają szerokość ok. 1 elementu obrazu. Jeśli teraz przyrząd pomiarowy będzie miał  $\varrho$  np. równe 430, to z odpowiedniej krzywej zobaczymy, że we wskazaniach przyrządu będzie uwzględnione jedynie ok. 35% amplitudy przekraczającej poziom szumu ciągłego. Na podstawie tej samej krzywej widzimy, że gdyby nie było dodatkowych impulsów, to przy częstotliwości repetycji rzędu 5 MHz przyrząd pokaże wartość międzyszczytową amplitudy szumu praktycznie bez błędu. Powiększając częstotliwość powtarzania nałożonych impulsów do ok. 100 kHz zobaczymy, że amplituda ich zostanie już uwzględniona w ok. 80%. Podobnie, jeśli np. wybierzemy  $\varrho = 43000$  i  $\delta = 1 \mu\text{sek}$ , to amplitudy nałożonych impulsów zostaną uwzględnione w ok. 70% przy częstotliwości ich powtarzania rzędu 50 Hz.

Wracając do przykładu, w którym  $\varrho = 430$  i  $\delta = 0,1 \mu\text{sek}$ , możemy powiedzieć ogólnie, że w tym przypadku przyrząd będzie wskazywał wartość międzyszczytową wszelkich szumów o częstotliwościach przekraczających 1 MHz. Składowe szumów o częstotliwościach od ok. 100 Hz do częstotliwości ok. 1 MHz będą uwzględniane w coraz większym stopniu, zgodnie z odpowiednią krzywą, a składowe poniżej 100 Hz zostaną przy pomiarze wyeliminowane.

Jeżeli więc zostanie ustalona ważkość (dla widza) różnych rodzajów szumów czy też zakłóceń wewnętrznych w odbiorniku, których amplituda nakłada się na szum ciągły, to można odpowiednio wybrać współczynniki  $\varrho$  przyrządu, pozwalające uwzględnić przy pomiarze ten rodzaj szumów czy zakłóceń w stopniu wynikającym z ich ważkości.

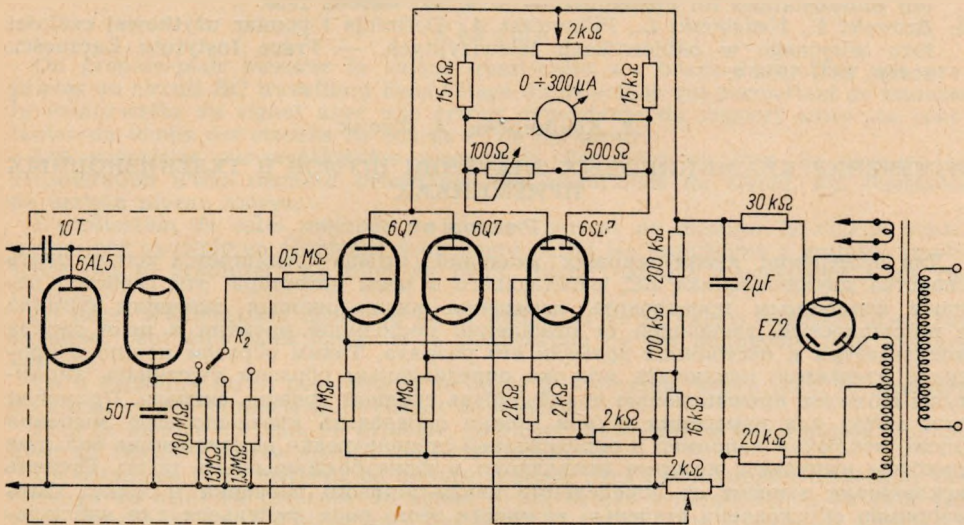
Może być również celowe włączenie przed układ pomiarowy filtru górnoprzepustowego o odpowiednio dobranej częstotliwości granicznej i niedopuszczenie do przyrządu pomiarowego impulsów o pewnych częstotliwościach powtarzania, o których z góry wiadomo, że powinny być eliminowane przy pomiarze (np. tętnień sieciowych i ich harmonicznych, napięć indukowanych przez układy odchylające itp.). Wprowadzenie filtru wpłynie na ogół nieznacznie na dokładność pomiarów wobec bardzo szerokiego pasma częstotliwości mierzonych (np. filtr o częstotliwości granicznej 150 kHz wobec pasma przeniesienia o szerokości 5 MHz). Jeżeli w takim przypadku założymy, że jako szum należy potraktować wszelkie napięcia występujące na wyjściu filtru, to wystarczy wówczas wybrać dostatecznie duże  $\varrho$  (najczę-

1) Ze względu na ich inną częstotliwość powtarzania.

ściej powyżej 500–1000) i przyrząd będzie mierzył międzyszczytową wartość występującego napięcia. Przy stosowaniu filtra można zresztą — również przez dobór współczynnika  $\rho$  — dyskryminować w stopniu żądanym impulsy o pewnych częstotliwościach leżących poza graniczną częstotliwością filtra.

#### 4. UKŁAD POMIAROWY

Jako przyrządu do pomiaru quasi-szczytowych wartości szumów można w zasadzie użyć typowego woltomierza lampowego, którego układ wejściowy powinien być przerobiony zgodnie z rys. 2. Schemat takiego przyrządu podano przykładowo na rys. 7, przy czym dla potrzeb eksperymentalnych wielkość oporu  $R_2$ , a więc



Rys. 7. Schemat eksperymentalnego miernika wartości quasi-szczytowych

i współczynnika  $\rho$  przyrządu, była zmieniana. Należy przypomnieć, że przyrząd posiada określone  $\rho$ , a więc i określone własności jedynie w tym przypadku, jeżeli oporność źródła jest znana. W przypadku stosowania go do pomiarów szumów w odbiornikach telewizyjnych, przeznaczonych dla danego standardu, warunek ten jest z reguły spełniony, gdyż — jak wspomniano już poprzednio — oporność ta jest rzędu 2–3 k $\Omega$  i w praktyce wartość jej nie jest specjalnie krytyczna.

#### 5. WNIOSKI

Przy wyliczaniu wszystkich zalet omawianej metody pomiarowej nie należy przemilczać również jej pewnych wad.

Zasadnicza wada wyżej opisanej metody leży w tym, że poziom szumów mierzy się w nieobecności sygnału wizyjnego, a więc istnieje trudność uwzględnienia stopnia ważkości szumów w zależności od poziomu jaskrawości obrazu. Podobną wadą charakteryzują się zresztą również i najczęściej dotychczas stosowane metody pomiaru skutecznych wartości szumów. Wydaje się więc i w tym przypadku możliwe ustalenie normy na dopuszczalny poziom quasi-szczytowych wartości szumów, w stosunku do którego odnosiłby się użytkową czułość odbiornika uwzględniając



właściwości opisanej metody pomiaru. Przyjęcie omawianej metody pomiaru pozwalającej na stosowanie bardzo prostego przyrządu pomiarowego wydaje się celowe, gdyż daje ono znaczne uproszczenie techniki pomiarowej przy utrzymaniu praktycznie wystarczającej dokładności pomiaru.

#### WYKAZ LITERATURY

1. Funk S.: Die Messung von Impulsspannungen. — Nachrichtentechnik, Heft 3, März 1954.
2. Frick: The Quasi-Peak Voltmeter. — A. I. E. E. Transactions, Nov. 1954.
3. OIR, Dokument TC 1312/Tk143.
4. Theile und Fix: Zur Definition des durch die statische Schwankungen bestimmten Störabstandes im Fernsehen. — A. E. Ü., Heft 2, 1956.
5. Bzowski T., Kędzierski L., Pilipowski A.: Definicja i pomiar użytkowej czułości toru wizyjnego w odbiornikach telewizyjnych. — Prace Instytutu Łączności, zeszyt 2 (4) 1956 r.

L. Кендзерски, А. Франк

#### IZMЕРЕНИЕ КВАЗИ-ПИКОВЫХ ЗНАЧЕНИЙ ШУМОВ В ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ПРИЕМНИКАХ

##### Резюме

Для измерения квази-пиковых значений шумов предлагается использовать свойства двухполюсника RC, работающего в цепи детектора; эти свойства делают возможным производить измерения квази-пиковых значений сигнала с погрешностью, зависящей от отношения постоянной времени в цепи заряда конденсатора к постоянной времени его разряда. Таким образом можно в процессе измерения исключать или же определенным образом учитывать амплитуды сигналов превышающие какой-нибудь средний уровень сигнала. Применяя этот метод для измерения шумов можно определить квази-пиковые значения шума, исключая например в определенной степени редко выступающие большие пиковые импульсы, которые появляются в фоне непрерывного шума. Степень исключения зависит от определения квази-пикового значения и может быть например обусловлена степенью важности этого рода импульсов для наблюдателя.

Проведено рассуждения, которые показывают, что в зависимости от вида измеряемого сигнала и параметров измерительной схемы можно при измерении получить требуемую степень исключения. В качестве измерительного устройства можно в принципе применить ламповый вольтметр с соответственно переделанным входом.

Недостатком описанного метода является то, что нет возможности производить измерения при наличии видеосигналов и учитывать степень важности шума в зависимости от уровня яркости изображения. Этим недостатком обладают также другие применяемые методы измерения шумов, например методы измерения эффективных значений шумов.

L. Kędzierski, A. Frank

#### MEASUREMENT OF QUASI-PEAK VALUES OF NOISE IN TV RECEIVERS

##### Summary

It is suggested to use — for the measurement of quasi-peak values of noise in TV receivers — a detector circuit with an RC network which offers a possibility of measuring the peak value of the signal with an accuracy depending on the ratio of time constants of charge and discharge circuits. This allows either to suppress or to take into account suitably, signal values exceeding some determined average value. When applying this principle to the measurement of noise it is possible to measure the quasi-peak value of noise, e. g. by suppressing to a certain degree large signal values occurring rarely on the background of uniform noise. The degree of



suppression depends on the definition of the quasi-peak value, e. g. on the weighting factors applied to this kind of pulses from the observer's standpoint.

It has been shown that, depending on the nature of the signal and on the parameters of the measuring circuit, any desired degree of suppression can be obtained. A common valve voltmeter may be used as measuring instrument, with some changes, however, in the input circuit.

The fact that it is not possible to take measurements in presence of video signal and to take into account the importance of noise in conformity with the brilliancy of the image, may be considered as a drawback of the method suggested. This applies, however, as well to other methods in practical use, e. g. to that of measuring the effective value of noise.

*L. Kędzierski, A. Frank*

## LA MESURE DE LA VALEUR QUASI-CRÊTE DES BRUITS DANS LES RÉ- CEPTEURS DE TÉLÉVISION

### Résumé

On propose-pour mesurer la valeur quasi-crête des bruits-de profiter des propriétés du circuit *RC* travaillant dans l'étage du détecteur qui permettent de mesurer la valeur-crête du signal avec une erreur dependante du rapport entre les constantes du temps des circuits de charge et de décharge.

Les propriétés sus-mentionnées permettent d'éliminer ou bien de prendre en consideration d'une manière déterminée, les amplitudes du signal, qui dépassent un certain niveau moyen.

L'application de cette méthode de mesure permet de mesurer la valeur quasi-crête, par exemple en éliminant à un degré défini les impulsions à grandes amplitudes qui se produisent au fond du bruit „blanc“, et qui apparaissent assez rarement.

Le degré d'élimination dépendra da la définition de la valeur quasi-crête et, par exemple, peut être conditionné de la pondération de ces impulsion (pour l'observateur).

On a démontré qu'on peut obtenir le degré d'élimination désiré selon le caractère du signal et des paramètres du circuit de mesure.

Pour la mesure on peut, en principe, employer un voltmètre électronique typique, avec un circuit d'entrée modifié convenablement.

Un défaut de cette méthode de mesure consiste dans l'impossibilité d'exécuter des mesures du bruit en présence du signal vidéo, et par conséquent, on ne peut pas tenir compte du degré d'importance des bruits aux différents niveaux de luminance de l'image.

Toutefois, cet inconvénient apparait aussi à l'application d'autres méthodes, par exemple méthodes des mesures des valeurs efficaces des bruits.

*L. Kędzierski, A. Frank*

## BESTIMMUNG DES QUASI-SPITZENWERTES VON RAUSCHEN IN FERNSEHEMPFÄNGERN

### Zusammenfassung

Der Aufsatz betrifft das Bestimmen des Quasi-Spitzenwertes von Rauschen in Fernsehempfängern; es wird vorgeschlagen, dafür die Eigenschaften der in einem Richtkreis arbeitenden *RC*-Anordnung auszunutzen; dieselbe gestattet es, den Spitzenwert des Signals mit einem Fehler zu messen, der von dem Verhältnis der Zeitkonstante des Ladekreises zu derjenigen des Entladekreises abhängt. Dank dieser Eigenschaft können die einen mittleren Pegel überschreitenden Signalamplituden entweder bei der Messung ausgeschaltet oder in einer ganz bestimmten Weise berücksichtigt werden. Durch Anwendung dieses Prinzips auf die Rauschenbestimmung kann dessen Quasi-Spitzenwert bestimmt werden, z. B. dadurch, dass die auf dem Fond eines kontinuierlichen Rauschens selten vorkommenden Impulse grosser Amplitude in einem bestimmten Grad ausgeschaltet werden. Der Grad des ausschaltens hängt mit der Definition des Quasi-Spitzenwertes zusammen und kann z. B. durch die Wichtigkeit derartiger Impulse für den Beobachter bedingt sein.

Die ausgeführte Untersuchung bringt den Beweis, dass bei der Messung ein geforderter Grad des Ausschaltens erreicht werden kann, und zwar abhängig von der Eigenart des gemessenen Signals und von den Kennwerten der Messanordnung. Als Messanordnung eignet sich grundsätzlich ein typischer Röhrenspannungsmesser mit entsprechend abgeänderter Eingangsschaltung.

Ein Nachteil des beschriebenen Verfahrens liegt in der Unmöglichkeit, die Rauschenbestimmung in Anwesenheit des Bildsignals auszuführen sowie die Wichtigkeit des Rauschens in Abhängigkeit von dem Bildhelligkeitspegel zu berücksichtigen. Durch diesen Nachteil sind auch andere gebräuchliche Methoden der Rauschenbestimmung gekennzeichnet, so z.B. die Methode der Messung des Effektivwertes des Rauschens.

MICHAŁ NOWICKI

621.3.08

## ZWIĘKSZENIE DOKŁADNOŚCI INTERPOLACYJNEJ METODY POMIARU CZĘSTOTLIWOŚCI RADIOSTACJI

Rękopis dostarczono do IŁ 22. 6. 1957.

Omówiono metodę interpolacyjną pomiaru częstotliwości radiostacji. Dokładność pomiarów wykonywanych tą metodą przy stosowaniu wzorców częstotliwości o stałości przynajmniej  $10^{-7}$  zależy przede wszystkim od uchybu tzw. generatora interpolacyjnego. Zwiększenie dokładności pomiarów można uzyskać drogą zmniejszenia tego uchybu, który zazwyczaj jest rzędu jednego herca. Opisano urządzenie zastępujące generator interpolacyjny i pozwalające na zredukowanie uchybu do wartości mniejszej od 0,01 Hz. Uchyb ten zależy przede wszystkim od czasu obserwacji odpowiedniej figury na ekranie oscyloskopu. Podano zasadę działania, analizę uchybów pomiaru oraz charakterystyczne szczegóły budowy urządzenia.

### 1. SPOSÓB ZWIĘKSZENIA DOKŁADNOŚCI POMIARÓW

W związku z nieustannym wzrostem ilości różnego rodzaju nadajników i coraz szerszym stosowaniem urządzeń elektronicznych w różnych dziedzinach techniki, problem dokładnych pomiarów częstotliwości nabiera szczególnego znaczenia.

Ogólnie stosowana metoda interpolacyjna pomiaru częstotliwości radiostacji polega na tym, że sygnał przychodzący z radiostacji, której częstotliwość ma być zmierzona, jest porównywany w odbiorniku z  $n$ -tą harmoniczną sygnału wzorcowego, o częstotliwości zazwyczaj 10 kHz. Powstała w wyniku modulacji częstotliwość akustyczna jest określana za pomocą tzw. generatora interpolacyjnego drogą obserwacji krzywych Lissajous na oscyloskopie. Słuszny dla tej metody będzie zatem wzór:

$$f = f_0 \pm f_g, \quad (1)$$

gdzie:

$f$  — mierzona częstotliwość radiostacji,

$f_0$  — częstotliwość harmoniczną sygnału wzorcowego, z którą następuje zdudnienie mierzonej częstotliwości radiostacji,

$f_g$  — częstotliwość generatora interpolacyjnego (akustyczna).

Przechodząc do przyrostów funkcji (1) całkowity uchyb bezwzględny pomiaru częstotliwości można wyrazić jako

$$df = \pm (df_0 + df_g) = \pm (f_0 \Delta_w + df_g), \quad (2)$$

gdzie

$\Delta_w = \frac{df_0}{f_0}$  jest uchybem względnym wzorca częstotliwości.

Uchyb bezwzględny  $df_g$  generatorów interpolacyjnych stosowanych do pomiarów wynosi zazwyczaj około jednego herca. Jeżeli założymy poza tym, że częstotliwość



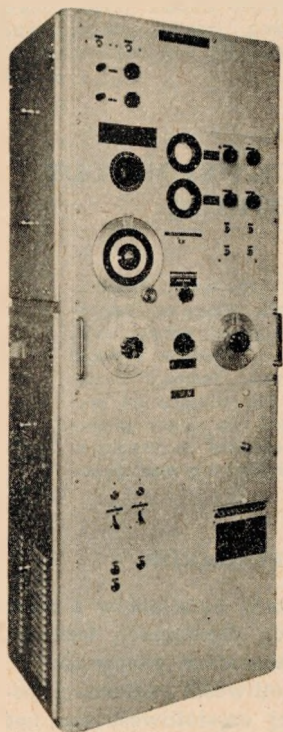
użytego do pomiarów sygnału wzorcowego jest obarczona uchybem wynoszącym np.  $\Delta_w = 10^{-7}$ , to po podstawieniu tych wartości do wzoru (2) otrzymamy:

$$df = \pm (f_0 \cdot 10^{-7} + 1). \quad (3)$$

Analiza wzoru (3) prowadzi do wniosku, że dla wszystkich częstotliwości leżących poniżej 10 MHz uchyb pomiaru będzie zależał przede wszystkim od uchybu generatora interpolacyjnego (gdyż  $f_0 \approx f$ ). Ta częstotliwość graniczna przesunie się do 100 MHz, jeżeli na uchyb względny sygnału wzorcowego podstawimy wartość  $\Delta_w = 10^{-8}$ . Z powyższego widzimy, że przy stosowanych obecnie wzorcach częstotliwości o dokładności nie gorszej niż  $\Delta_w = 10^{-7}$  o całkowitym uchybie pomiaru praktycznie decyduje uchyb generatora interpolacyjnego. Zmniejszenie zatem tego uchybu prowadzi do zwiększenia dokładności pomiaru częstotliwości.

Zwiększenie dokładności pomiaru metodą interpolacyjną można osiągnąć przez pominięcie generatora interpolacyjnego i bezpośrednie porównanie na oscyloskopie częstotliwości różnicowej otrzymanej na wyjściu odbiornika (będącej wynikiem interferencji częstotliwości mierzonej radiostacji z częstotliwością harmoniczną sygnału wzorcowego) z częstotliwością wzorcową. Niestety jest to tylko możliwe wtedy, gdy częstotliwość różnicowa różni się od częstotliwości wzorcowej co najwyżej o 3 Hz oraz gdy posiadamy w dyspozycji odpowiednie częstotliwości wzorcowe. Uzyskana w tych przypadkach znaczna dokładność zależy głównie od czasu obserwacji obracającej się „elipsy“ na ekranie oscyloskopu.

W Instytucie Łączności zostało opracowane urządzenie pod nazwą „Miernik Częstotliwości MCZ-1“ (rys. 1), które w interpolacyjnej metodzie pomiaru częstotliwości zastępuje generator interpolacyjny. Urządzenie to umożliwia dla każdej dowolnej częstotliwości mierzonej wprowadzenie pomiaru do obserwacji odpowiedniej figury na ekranie oscyloskopu i pomiaru (przy użyciu stopera) szybkości jej obrotów. Uchyb bezwzględny częstotliwości wynikający z zastosowania tego urządzenia może wynosić poniżej 0,01 Hz i zależy przede wszystkim od czasu obserwacji obracającej się figury na ekranie oscyloskopu.



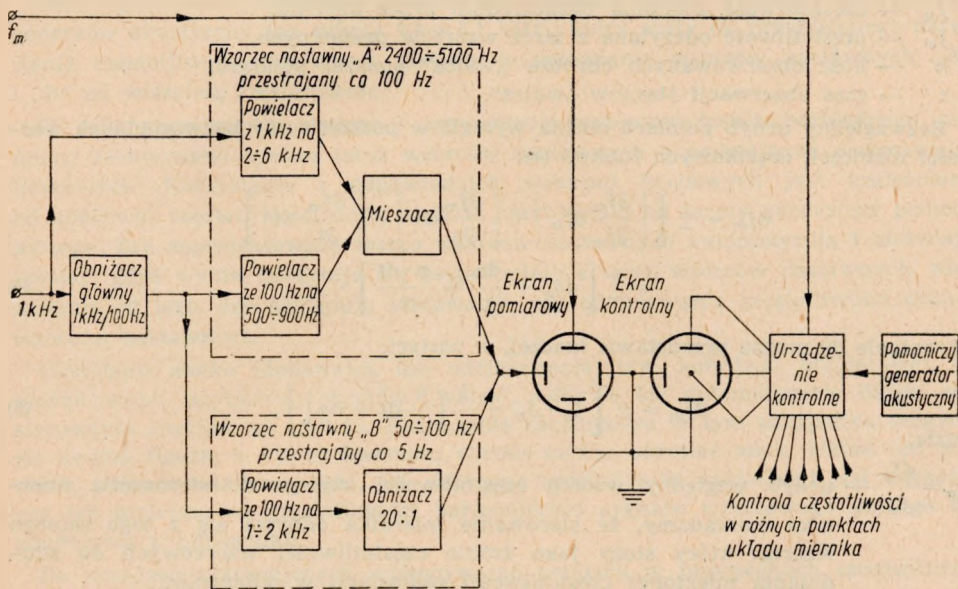
Rys. 1. Ogólny widok miernika częstotliwości „MCZ-1”

Uchyb bezwzględny częstotliwości wynikający z zastosowania tego urządzenia może wynosić poniżej 0,01 Hz i zależy przede wszystkim od czasu obserwacji obracającej się figury na ekranie oscyloskopu.

## 2. ZASADA DZIAŁANIA MIERNIKA „MCZ-1”

Zasadę działania miernika wyjaśnia jego schemat blokowy (rys. 2). Miernik jest sterowany częstotliwością wzorcową 1 kHz, która w obniżaczu głównym zostaje obniżona do 100 Hz. Głównymi częściami miernika są dwa nastawne wzorce częstotliwości „A” i „B”. Wzorzec „A” składa się z dwóch powielaczy częstotliwości i mieszacza. Na wyjściu jednego z powielaczy występuje napięcie o częstotliwości 2, 3, 4, 5 lub 6 kHz, na wyjściu zaś drugiego — 500, 600, 700, 800 lub 900 Hz. Obwody rezonansowe mieszacza i obu powielaczy są odpowiednio sprzężone za pomocą wspólnego przełącznika, dzięki czemu na wyjściu mieszacza — i tym samym na wyjściu wzorca „A” — uzyskuje się napięcie o częstotliwości od 2400 do 5100 Hz.

Częstotliwość tę można zmieniać skokami co 100 Hz. Wzorzec „B” składa się z przestrajanego co 100 Hz powielacza, powielającego częstotliwość 100 Hz od 10 do 20 razy oraz przestrajanego, dwudziestokrotnego obniżacza częstotliwości. W ten sposób na wyjściu wzorca „B” występuje napięcie o częstotliwości od 50 do 100 Hz, którą można zmieniać skokami co 5 Hz. Napięcia o częstotliwościach wzorcowych z nastawnych wzorców „A” i „B” są doprowadzone jednocześnie do jednej i tej samej pary płytek oscyloskopu, do drugiej zaś pary płytek jest doprowadzone napięcie o częstotliwości mierzonej  $f_m$ . Częstotliwością mierzoną w tym przypadku jest czę-



Rys. 2. Schemat blokowy miernika „MCZ-1”

stotliwość (akustyczna), będąca rezultatem dudnień pomiędzy nośną częstotliwością mierzoną radiostacji a harmoniczną częstotliwością sygnału wzorcowego. Jeżeli częstotliwość  $f_m$  będzie się w przybliżeniu równała sumie lub różnicy częstotliwości wzorców nastawnych, na ekranie oscyloskopu pojawi się obracająca się figura „walca”. Ponieważ skok częstotliwości wzorca „B” wynosi 5 Hz, można tak ustawić jego częstotliwość, że szybkość obrotów „walca” na ekranie oscyloskopu nie przekroczy wartości maksymalnej, równej 2,5 obr/sek. Szybkość obrotów „walca” mierzy się przy użyciu stopera. Wynik pomiaru odczytuje się bezpośrednio z tarcz przełączników wzorców nastawnych „A” i „B”, przy czym do wyniku tego należy jedynie dodać (lub odjąć) szybkość (częstotliwość) obrotów „walca”. Określenie znaku dodawania lub odejmowania odbywa się automatycznie przez obserwację kierunku obrotów specjalnej figury na ekranie oscyloskopu.

Zakres pomiarowy miernika wynosi  $2,4 \div 5,1$  kHz. Stosowanie miernika do pomiarów częstotliwości radiostacji metodą interpolacyjną wymaga zatem użycia — jako porównawczej częstotliwości wzorcowej — częstotliwości 5 kHz i jej harmonicznych. Zdudnianie częstotliwości radiostacji w odbiorniku następuje nie z najbliższą harmoniczną częstotliwością wzorcowej 5 kHz, lecz z sąsiednią, tak aby częstotliwość akustyczna na wyjściu odbiornika zawierała się w granicach  $2,5 \div 5$  kHz.



### 3. DOKŁADNOŚĆ POMIARU

Na wynik pomiaru składa się częstotliwość odczytana z tarcz przełączników wzorców nastawnych, będąca sumą lub różnicą ich częstotliwości, oraz częstotliwość (szybkość) obrotów „walca“ pomierzona przy użyciu stopera. Wynik ten można napisać w postaci:

$$f_m = f_w \pm \frac{n}{t}, \quad (4)$$

gdzie:

- $f_n$  — częstotliwość mierzona bezpośrednio przez miernik,
- $f_w$  — częstotliwość odczytana z tarcz wzorców nastawnych,
- $n$  — ilość obserwowanych obrotów „walca“ podczas pomiaru,
- $t$  — czas obserwacji obrotów „walca“.

Bezwzględny uchyb pomiaru można wyrazić w postaci sumy bezwzględnych wartości różniczek cząstkowych funkcji (4):

$$\begin{aligned} df_m &= \pm \left[ \left| \frac{\partial f_m}{\partial f_w} df_w \right| + \left| \frac{\partial f_m}{\partial n} dn \right| + \left| \frac{\partial f_m}{\partial t} dt \right| \right] = \\ &= \pm \left[ df_w + \frac{dn}{t} + \frac{n \cdot dt}{t^2} \right]. \end{aligned} \quad (5)$$

Wyrażenie (5) można przedstawić inaczej, w postaci:

$$df_m = \pm \left[ f_w \cdot \Delta_w + \frac{1}{t} \left( \frac{n}{t} dt + dn \right) \right], \quad (6)$$

gdzie:

- $\Delta_w = \frac{df_w}{f_w}$  — uchyb względny wzorca częstotliwości użytego do sterowania miernika (zakładamy, że sterowanie miernika odbywa się z tego samego wzorca, który służy jako źródło częstotliwości wzorcowych do zdudniania mierzonej częstotliwości radiostacji w odbiorniku),
- $dt$  — uchyb pomiaru czasu obserwacji obrotów „walca“, czyli uchyb stopera,
- $dn$  — uchyb pomiaru ilości obserwowanych obrotów „walca“.

Podstawiając do wzoru (6) następujące wartości spotykane w praktyce:  $\Delta_w = 0,2 \cdot 10^{-6}$ ;  $dt = 0,1$  sek;  $dn = 0,15$  obr;  $t = 100$  sek, oraz dla przypadku najmniej korzystnego  $\frac{n}{t} = 2,5$  obr/sek i  $f_w = 5000$  Hz otrzymamy wartość na uchyb po-

miaru  $df_m = \pm 0,005$  Hz. Porównanie otrzymanej wartości z uchybem generatora interpolacyjnego  $\approx 1$  Hz pozwala zdać sobie sprawę z korzyści, jaką daje zastąpienie generatora interpolacyjnego miernikiem „MCZ-1“.

Przy pomiarze częstotliwości radiostacji metodą interpolacyjną uchyb pomiaru wyraża się wzorem (2). Ponieważ miernik zastępuje w tej metodzie generator interpolacyjny, można analogicznie do (2) wyrazić całkowity uchyb pomiaru metodą interpolacyjną z zastosowaniem miernika, jako:

$$df = \pm (f_0 \Delta_w + df_m). \quad (7)$$

Podstawiając do wzoru (7) wartość  $df_m$  ze wzoru (6) otrzymamy najbardziej ogólny wzór na całkowity uchyb pomiaru:

$$df = \pm \left[ (f_0 + f_w) \Delta_w + \frac{1}{t} \left( \frac{n}{t} dt + dn \right) \right]. \quad (8)$$



#### 4. UDOGODNIENIA TECHNICZNE ZASTOSOWANE W MIERNIKU

W opisanym mierniku zasługuje na uwagę szereg rozwiązań schematowo-konstrukcyjnych oraz udogodnień technicznych, które bądź to ułatwiają wykonywanie pomiaru, bądź to pozwalają wykorzystać miernik do innych celów. Przede wszystkim należy tu wymienić system kontrolny urządzenia, pozwalający na szybkie kontrolowanie pracy poszczególnych fragmentów miernika. Kontrolę przeprowadza się na dodatkowym ekranie oscyloskopu, obserwując ilości ukazujących się punktów świetlnych.

Jako urządzenie pomocnicze ułatwiające pomiar należy wymienić wbudowany generator akustyczny (na zakres  $24 \pm 5,1$  kHz), który służy do przybliżonego określenia częstotliwości mierzonej; ułatwia to ustawianie wzorców nastawnych „A“ i „B“ na właściwą częstotliwość.

W celu uproszczenia obsługi i zapewnienia przeprowadzenia bezbłędnego pomiaru zastosowano system tarcz wzorców nastawnych o podwójnych wskazaniach liczbowych. Korzystanie z odpowiednich wskazań liczbowych jest uzależnione od końcówki częstotliwości odczytanej w przybliżeniu na tarczy generatora pomocniczego. Tak zaprojektowane tarcze wzorców nastawnych automatyzują i ułatwiają pomiar, gdyż wynik odczytuje się bezpośrednio z tarcz wzorców nastawnych, niezależnie od tego, czy następuje sumowanie, czy odejmowanie częstotliwości dwóch wzorców nastawnych.

Określanie znaku (dodawania lub odejmowania) tzw. końcówki pomiarowej, tj. częstotliwości (szybkości) obrotów „walca“, odbywa się automatycznie dzięki zastosowaniu specjalnego układu. Na ekranie oscyloskopu w tym przypadku pojawia się pewna figura, z której kierunku obrotu można określać znak. Układ ten pozwala jednocześnie stwierdzić, czy mierzona częstotliwość radiostacji jest większa, czy też mniejsza od częstotliwości harmonicznej sygnału wzorcowego użytego do zdudniania w odbiorniku.

Do urządzeń ułatwiających wykonywanie pomiaru w przypadkach szczególnych należą: urządzenie do pomiaru częstotliwości przy silnych zakłóceniach oraz urządzenie do pomiaru częstotliwości stacji radiotelegraficznych podczas manipulowania. Występujące w odbiorniku zakłócenia przy pomiarze częstotliwości radiostacji, zwłaszcza modulowanych, powodują rozmazanie figury „walca“ na ekranie oscyloskopu. Staje się to przyczyną zwiększenia uchybu pomiaru. W tych przypadkach można stosować tzw. pomiar pośredni z synchronizacją. Polega on na tym, że obiektem pomiaru nie jest bezpośrednio częstotliwość sygnału otrzymanego na wyjściu odbiornika, lecz częstotliwość generatora pomocniczego, która z kolei jest synchronizowana właściwym sygnałem mierzonym. Przy pomiarach częstotliwości stacji radiotelegraficznych podczas manipulowania można stosować tzw. pomiar pośredni bez synchronizacji. Początkowo, korzystając z drugiego ekranu oscyloskopu, doprowadza się do dokładnego zrównania częstotliwości generatora pomocniczego z częstotliwością sygnału mierzonego (manipulowanego), bezpośrednio po czym mierzy się częstotliwość generatora pomocniczego. Oczywiście ten ostatni sposób pomiaru wprowadza dodatkowy uchyb, spowodowany nieidealnym zrównaniem częstotliwości generatora pomocniczego z sygnałem mierzonym.

Poza głównym przeznaczeniem miernika, jakim jest dokładny pomiar częstotliwości, może on być wykorzystany jako źródło napięć o częstotliwościach wzorcowych. Miernik również jest zaopatrzony w urządzenie do skalowania generatorów akustycznych co 100 Hz.

## 5. ZAKOŃCZENIE

Miernik częstotliwości „MCZ-1“ został wykonany w Instytucie Łączności w celu podniesienia poziomu technicznego urządzeń pomiarowych Pracowni Kontroli Emisji Radiowych Zakładu Propagacji Fal. Wyniki pomiarów przeprowadzonych w ostatnich miesiącach wykazały wielką przydatność tego urządzenia. Dotychczasowe bowiem wyposażenie techniczne Pracowni nie pozwalało na dokładny pomiar częstotliwości i uchwycenie rzeczywistych wahań częstotliwości nośnych radiostacji, zwłaszcza pracujących na mniejszych częstotliwościach. Zastosowanie miernika pozwoliło jednocześnie na znaczne zwiększenie dokładności pomiarów kontrolnych własnych wzorców, przeprowadzanych w skali międzynarodowej w ramach O.I.R.

*M. Новицки*

### ПОВЫШЕНИЕ ЧЁТКОСТИ ИНТЕРПОЛЯЦИОННОГО МЕТОДА ПРИ ИЗМЕРЕНИИ ЧАСТОТЫ ПЕРЕДАТЧИКОВ

Резюме

Разобрано интерполяционный метод измерения частоты радиопередатчиков. Точность измерений этим методом при употреблении образца частоты со стабильностью по крайней мере  $10^{-7}$  зависит прежде всего от погрешности так называемого „интерполяционного генератора“. Повышение точности измерений может быть достигнуто уменьшением этой погрешности, которой величина обычно является порядка 1 гц. Описано устройство, замещающее интерполяционный генератор и дающее возможность уменьшить погрешность до величины 0,01 гц или менее. Таким образом общая погрешность измерения зависит в первой очереди от времени наблюдения фигуры на экране электронно-лучевой трубки. Описано принцип действия, анализ погрешностей, а также характерные подробности в конструкции устройства.

*M. Nowicki*

### INCREASED ACCURACY IN MEASURING FREQUENCY OF RADIO TRANSMITTERS BY INTERPOLATION METHOD

Summary

The interpolation method of measuring frequency of radio transmitters has been discussed. When using frequency standards having a stability of  $10^{-7}$  or better the accuracy depends largely on the accuracy of the interpolation oscillator. The overall accuracy can be increased by reducing the error of this oscillator which is commonly of the order of one cycle per second. A device replacing the above mentioned oscillator has been described; it makes possible to reduce the error to a value 0,01 c/s or less. This error depends mainly on the time of observation of a figure on the screen of a cathode-ray tube. Principle of operation and design features of this device have been described including an analysis of the resulting accuracy.

*M. Nowicki*

### L'AUGMENTATION DE LA PRÉCISION DE LA MÉTHODE D'INTERPOLATION EMPLOYÉE POUR MESURER LA FRÉQUENCE DES POSTES ÉMETTEURS

Résumé

On a décrit la méthode d'interpolation employée pour mesurer la fréquence des postes émetteurs.

La précision des mesures obtenues par cette méthode, quand on emploie les étalons de fréquence d'une stabilité qui dépasse  $10^{-7}$ , dépend avant tout de l'erreur du générateur nommé générateur d'interpolation. Pour obtenir les mesures plus précises il suffit donc de réduire cette erreur généralement d'ordre d'un Hz. On a décrit l'appareil remplaçant le générateur d'interpolation et permettant de réduire l'erreur à une grandeur de 0,01 Hz et même moindre.

Cette erreur dépend surtout de la longueur du temps d'observation de la figure correspondante sur l'écran de l'oscilloscope. On donne les principes du fonctionnement, l'analyse des erreurs de mesure et les détails caractéristiques de la construction de l'appareil.

*M. Nowicki*

## EINE VERFEINERUNG DER FREQUENZBESTIMMUNG VON FUNKSENDERN NACH DEM INTERPOLIERUNGSVERFAHREN

### Zusammenfassung

Es wird das Bestimmen der Frequenz von Funksendern nach dem Interpolierungsverfahren besprochen. Beträgt die Konstanz des dabei verwendeten Frequenzurmasses mindestens  $10^{-7}$ , so hängt die Genauigkeit der Messung vor Allem von dem Messfehler des sog. interpolierenden Generators ab. Dieser liegt meistens in der Größenordnung von 1 Hz und es ist durch seine Verkleinerung, dass sich die Messgenauigkeit höher treiben lässt. Der Aufsatz beschreibt eine den interpolierenden Generator ersetzende Anordnung; dieselbe gestattet es, den Messfehler auf einen Wert 0,01 Hz oder auch niedriger zu verkleinern. Der Fehler hängt in erster Reihe davon ab, wie lange man das betreffende Bild auf dem Schirm des Oszilloskops beobachtet. Es wird die Wirkungsweise, die Erörterung der Messfehler und die kennzeichnenden Einzelheiten der Anordnung angegeben.



ALEKSANDER TURCZYN

621.3.08

## POMIAR MOCY EMISJI NIEPOŻĄDANYCH PROMIENIOWANYCH PRZEZ RADICSTACJE NADAWCZE

Rękopis dostarczono do IL 3. 1. 1955.

Pracę po koreferacie zwrócono do Redakcji 6. 8. 1957.

Po uzasadnieniu konieczności przeprowadzania pomiarów kontrolnych emisji radiostacji w myśl umów międzynarodowych rozpatrzono metody pomiaru mocy emisji niepożądanych, a mianowicie:

a) metodę podstawienia, polegającą na pomiarze natężenia pola emisji niepożądanej w odległości równej kilku długościom fali częstotliwości nośnej od anteny i porównaniu z natężeniem pola wytwarzanym przez generator zastępczy;

b) metodę Honnella i Ferrella, polegającą na pomiarze prądów o częstotliwościach harmonicznych przepływających w linii zasilającej;

c) metodę pomiaru zaproponowaną przez Japonię, polegającą na pomiarze napięcia, prądu i fazy harmonicznych, płynących w linii zasilającej, po przemianie częstotliwości mierzony do ok. 1 kHz, co znacznie podwyższa selektywność urządzenia pomiarowego i umożliwia wykonanie pomiaru na stacjach, gdzie zagraża silny wpływ sygnałów obcych, indukowanych w linii zasilającej.

W odróżnieniu od pozostałych metod, metoda japońska pozwala na wykonanie pomiaru z minimalnym błędem w przypadku nadajnika, w którego pobliżu znajduje się kilka nadajników dużej mocy, pracujących równocześnie z nadajnikiem badanym.

### 1. WSTĘP

Nadajniki radiofoniczne oprócz podstawowej częstotliwości nośnej i użytecznych produktów modulacji wytwarzają tzw. emisje niepożądane, na które składają się harmoniczne fali nośnej, częstotliwości będące ubocznymi produktami modulacji oraz inne drgania pasożytnicze. Te niepożądane emisje powodują w odbiorze innych stacji radiofonicznych zakłócenia występujące w postaci gwizdów interferencyjnych i zniekształceń odbieranych audycji.

W trosce o poprawny odbiór radiofoniczny, wobec dużego „zagęszczenia“ stacji nadawczych, co tym bardziej zwiększa możliwości występowania zakłóceń w odbiorze, przepisy międzynarodowe określają dopuszczalne wartości emisji niepożądanych. Ze względu na trudności pomiarów natężenia pola emisji niepożądanych wartości tych emisji określa się za pomocą pomiarów drgań niepożądanych dochodzących do anteny nadawczej.

Zgodnie z art. 17 Regulaminu Radiokomunikacyjnego (Atlantic City, 1947) łączna moc drgań niepożądanych dochodzących do anteny w normalnych warunkach pracy nadajnika ma być co najmniej o 40 decybeli mniejsza od mocy fali nośnej nadajnika, nie może być jednak większa od 200 mW dla zakresu częstotliwości 10 ÷ 30000 kHz. Ostatnio (CCIR, Warszawa 1956) dąży się do dalszego obniżenia dopuszczalnej wartości mocy emisji niepożądanych, do 50 mW.

W artykule niniejszym zostaną omówione istniejące metody pomiarów mocy emisji niepożądanych oraz będą podane sugestie co do przyjęcia najwłaściwszej metody dla warunków polskich.

## 2. METODA PODSTAWIENIA

Jedną z najczęściej stosowanych metod pomiaru emisji niepożądanych jest metoda podstawienia. Sprowadza się ona do pomiarów natężenia pola emisji niepożądanych w odległości równej kilku długościom fali nośnej od anteny nadawczej.

Można również przeprowadzać pomiary przy użyciu anteny sztucznej, mierząc wówczas moc wydzielaną na obciążeniu zastępczym anteny.

Pomiary wykonywane są dwukrotnie: przy normalnej pracy nadajnika oraz przy zasilaniu anteny z zastępczego generatora drgań niepożądanych. Częstotliwość i moc generatora zastępczego muszą być regulowane w sposób ciągły.

W pierwszej fazie pomiarów mierzy się natężenie pola kolejno wszystkich niepożądanych produktów nadajnika, a następnie włączając zamiast nadajnika generator zastępczy stroi się ten generator kolejno na częstotliwości niepożądane występujące w nadajniku i ustawia taką moc generatora, by uzyskać zanotowaną poprzednio wartość natężenia pola. Moc generatora zastępczego jest wtedy miarą mocy niepożądanej emisji o danej częstotliwości.

Natężenie pola mierzy się za pomocą miernika natężenia pola. Aby uzyskać dokładniejsze wyniki, należy wykonać większą serię pomiarów w różnych miejscach odbioru.

Przy stosowaniu generatora zastępczego nie należy zmieniać warunków promieniowania stacji, tzn. generator zastępczy powinien być dołączony do zacisków linii zasilającej w tym samym punkcie, w którym normalnie jest dołączone wyjście nadajnika. Czyni się to w tym celu, aby ewentualne szkodliwe sprzężenia z anteną pozostały możliwie bez zmian.

Należy również sprawdzić, czy prądy o częstotliwościach niepożądanych przepływają przez linię zasilającą w układzie symetrycznym, niesymetrycznym czy też mieszanym; jeżeli przepływ energii odbywa się w sposób mieszany, zachodzi potrzeba stosowania dwóch generatorów pomocniczych. Przed pomiarami należy określić oporność wejściową linii zasilającej dla częstotliwości mierzonej, aby moc dostarczana z generatora pomocniczego mogła być określona bez błędów.

## 3. METODA HONNELLA I FERRELLA

Metoda Honnella i Ferrella jest metodą porównawczą, polegającą na pomiarze prądów emisji niepożądanych płynących w linii zasilającej antenę. Pomiar, jak w poprzedniej metodzie, wykonuje się dwukrotnie: po raz pierwszy przy zasilaniu anteny przez nadajnik, drugi raz przy zasilaniu anteny z generatora zastępczego. Urządzenie pomiarowe jest skalowane przy użyciu generatora wzorcowego, dostarczającego do anteny drgania o znanej mocy i znanych częstotliwościach, odpowiadających częstotliwościom niepożądanych. Wzorcowanie urządzenia pomiarowego odbywa się przy nieczynnym nadajniku.

Jeżeli antena jest zasilana niesymetrycznie (za pomocą kabla koncentrycznego lub jednoprzewodowej linii zasilającej), pomiar mocy doprowadzanej do anteny nadawczej nie przedstawia większych trudności. Jeżeli natomiast antena jest zasilana za pomocą linii zasilającej symetrycznej, to przesyłanie energii do anteny po tej linii może odbywać się w układzie symetrycznym, niesymetrycznym (po obu przewodach w kierunku anteny, z powrotem na ziemię), a także w obu układach jednocześnie (sposób mieszany). W tym ostatnim przypadku całkowita moc dopro-



wadzona do anteny będzie równa sumie mocy przesyłanych w każdym układzie oddzielnie.

Przy mieszanym sposobie zasilania anteny wymagany jest oddzielny pomiar każdego ze składników przesyłanej mocy. Przeprowadza się to z łatwością za pomocą niewielkiej pętli (anteny ramowej). Jeżeli pętla jest ustawiona w płaszczyźnie symetrii linii zasilającej, to odbiornik pomiarowy będzie reagował na prądy zasilania niesymetrycznego, gdy natomiast pętla jest ustawiona prostopadle do płaszczyzny symetrii, to odbiornik reaguje na prądy zasilania symetrycznego.

Do pomiarów używa się odbiornika superheterodynowego z filtrem wstęgowym na wejściu. Ogólny wygląd odbiornika jest przedstawiony na rys. 1, a jego schemat blokowy na rys. 2.

Antena ramowa (pętla) może być obracana dokoła osi poziomej; kąt obrotu jest kontrolowany za pomocą skali. Ponadto skrzynka anteny ramowej może być także obracana dokoła osi pionowej.

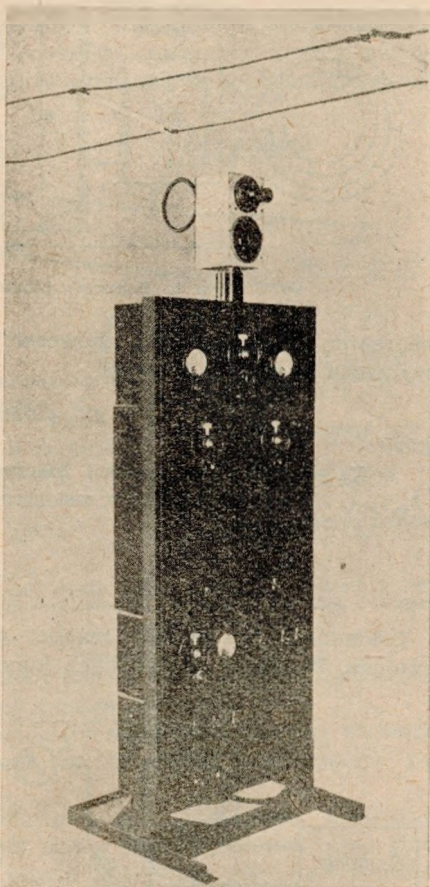
W celu uniknięcia efektu antenowego ramy (efekt Marconiego) antena i obwody wejściowe odbiornika są zaekranowane.

Poza koniecznością zestrzajania dodatkowego filtru pasmowego anteny obsługa odbiornika pomiarowego jest typowa i nie wymaga omówienia.

Ponieważ odbiornik jest urządzeniem mierzącym w zasadzie napięcie indukowane w pętli, należy znaleźć związek pomiędzy tym napięciem a mocą przesyłaną do systemu antenowego badanego urządzenia. W związku z tym napięcie wzbudzone w antenie ramowej odbiornika, pochodzące od nieznanego sygnału o częstotliwości niepożądanego, należy porównywać z napięciem powstającym w wyniku przesyłania znanej mocy dostarczonej przez generator pomiarowy, pracujący na tej samej częstotliwości.

Stosunek obu mocy: nieznanego — sygnału niepożądanego — i znanej — generatora pomiarowego — jest równy kwadratowi stosunku odpowiednich prądów w systemie antenowym. Stosunek ten w dalszym ciągu jest równy kwadratowi stosunku odpowiednich napięć indukowanych w pętli odbiornika.

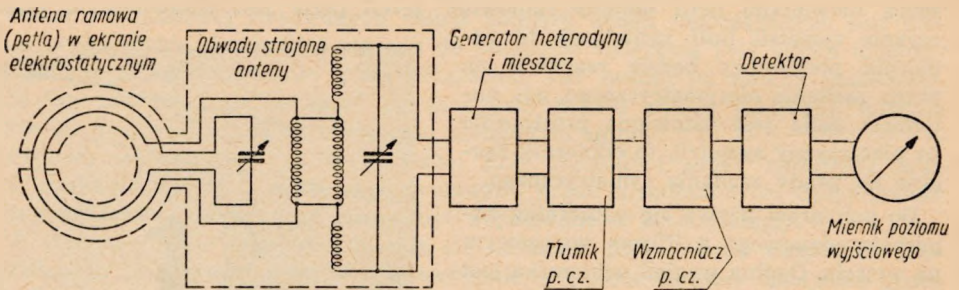
Generator pomiarowy (rys. 3) składa się z oscylatora o dużej stałości częstotliwości (rzędu  $10^{-5}$ ), układu pomiaru mocy, obwodu sprzęgającego, zapewniającego symetrię napięcia dostarczonego do obciążenia, oraz z przełącznika umożliwiającego szybkie przejście z układu niesymetrycznego na układ symetryczny (bądź odwrotnie) zasilania anteny.



Rys. 1. Wygląd zewnętrzny odbiornika pomiarowego. Antena ramowa (pętla) może być obracana dokoła osi poziomej przy pomocy napędu z wyskalowaną podziałką [3]



Wyjście generatora jest sprzężone z obwodem rezonansowym za pomocą cewki ekranowanej elektrostacyjnie. Układ pomiaru mocy pracuje na znanej zasadzie trzech amperomierzy i oporności bocznikującej. Jeżeli oporność bocznikująca ma



Rys 2. Schemat blokowy odbiornika pomiarowego [3]

charakter pojemnościowy, wówczas moc pobierana przez urządzenie nadawcze, wyrażona w watach, wynosi:

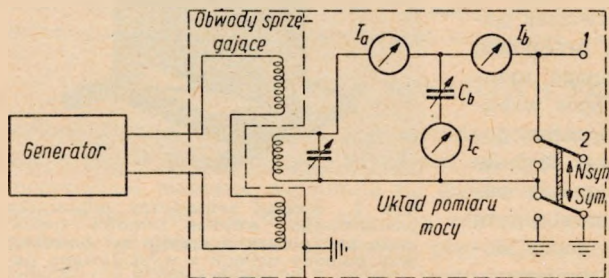
$$P = 2X_c \sqrt{S(S - I_a)(S - I_b)(S - I_c)}, \quad (1)$$

gdzie:

$X_c$  — wartość oporności biernej kondensatora bocznikującego, w omach;  
 $I_a, I_b, I_c$  — wartości prądów wskazane przez poszczególne amperomierze, w amperach;

$$S = \frac{I_a + I_b + I_c}{2}.$$

Dokładność tej metody maleje, gdy oporność obciążenia ma dużą składową urojoną. W takich przypadkach korzystnie jest włączyć do układu generatora po-



Rys. 3. Schemat blokowy generatora pomiarowego [3]:  
 1, 2, — wyjścia do linii zasilającej jedнопроводowej lub dwupроводowej badanego urządzenia,  $C_b$  — pojemność bocznikująca układu do pomiaru mocy

miarowego dodatkowy obwód strojony (korektor) w celu zmniejszenia kąta fazyowego między napięciem i prądem na wejściu linii zasilającej.

Dokładność opisanej metody pomiaru mocy sygnału wielkiej częstotliwości była sprawdzona przez Honnella i Ferrella [3]. Uchyb pomiaru określono przez porównanie mocy sygnałów wielkiej częstotliwości zmierzonej powyższą metodą z mocą prądu stałego potrzebną do uzyskania tej samej intensywności świecenia żarówki. Porównania przeprowadzone w zakresie częstotliwości od 3 MHz do 30 MHz oraz dla zakresu mocy od 5 do 50 watów wykazały, że uchyb pomiaru nie przekracza 1 dB łącznie z błędem obciążającym samo porównanie fotometryczne.

Przy symetrycznym zasilaniu anteny wszelkie pojemności i indukcyjności rozproszone układu pomiarowego należy specjalnie starannie wyrównywać dla uzyskania możliwie jak najlepszej symetrii elektrycznej układu.

Szczegóły postępowania przy wykonywaniu pomiarów oraz środki ostrożności, jakie należy przedsięwziąć, ilustruje przykład przeprowadzanych przez Honnella i Ferrella badań. Przeprowadzono mianowicie pomiary doświadczalnego nadajnika radiofonicznego o mocy 5 kW, którego stopień wyjściowy stanowiły dwie lampy chłodzone wodą, połączone w układzie przeciwsobnym. Obciążenie nadajnika stanowił opór absorpcyjny wykonany z drutu żelaznego, połączony z nadajnikiem dwuprzewodową linią zasilającą o odstępie przewodów ok. 30 cm. Oba przewody linii przebiegające w pobliżu odbiornika pomiarowego znajdowały się w płaszczyźnie poziomej na wysokości ok. 2,5 m nad ziemią i na przestrzeni 1—2 metrów po obu stronach odbiornika tworzyły linię prostą pozbawioną wszelkich nieregularności.

Antena ramowa odbiornika pomiarowego została umieszczona w ten sposób, że jej oś obrotu, przebiegająca poziomo, znalazła się w pionowej płaszczyźnie symetrii linii zasilającej w odległości ok. 46 cm poniżej płaszczyzny przewodów. Szkic rozmieszczenia linii zasilającej i anteny ramowej odbiornika przedstawiono na rys. 4.

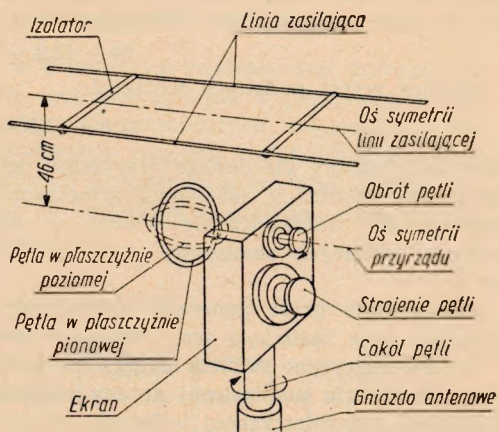
Generator pomiarowy umieszczono w pobliżu nadajnika tak, aby przerzucanie linii zasilającej z nadajnika na generator nie wymagało zmiany jej długości, a więc, aby pomiar odbywał się dokładnie w tych samych warunkach. Zacisk uziemiający generatora został połączony z masą nadajnika.

Przeprowadzane pomiary odnosiły się do pomiarów mocy częstotliwości harmonicznych fali nośnej wytwarzanych przez nadajnik. Czynności towarzyszące pomiarom były następujące.

Do linii zasilającej dołączono symetrycznie generator pomiarowy dostrojony do częstotliwości drugiej harmonicznej (12850 kHz). Moc wyjściowa generatora pomierzona układem trzech amperomierzy wynosiła 16,4 W, co odpowiadało poziomowi mocy 12,2 dB (w stosunku do mocy odniesienia 1 W).

Odbiornik dostrojono do częstotliwości 12850 kHz, po czym obracając pętlą w płaszczyźnie pionowej ustawiono ją możliwie jak najdokładniej w położenie odpowiadające minimum indukowanego napięcia. Stwierdzono przy tym, że płaszczyzna pętli znajdowała się wówczas w pobliżu położenia pionowego. Tłumik odbiornika pomiarowego ustawiono tak, aby wskazanie miernika poziomu na wyjściu detektora było w zakresie najkorzystniejszego odczytu skali. Położenie to w danym przypadku odpowiadało 84 dB.

Następnie generator pomiarowy przełączono na zasilanie niesymetryczne linii zasilającej i po sprawdzeniu częstotliwości wykonano pomiar mocy, której poziom wynosił 12,1 dB (powyżej 1 W). Położenie tłumika zostało następnie tak dobrane, aby na mierniku poziomu wyjściowego uzyskać to samo wskazanie co poprzednio. Położenie to odpowiadało 106 dB.



Rys. 4. Szkic przedstawiający położenie pętli antenowej odbiornika względem linii przesyłowej [3]



Podczas powyższego pomiaru oraz wszystkich następnych położenie pętli i nastawienie odbiornika (z wyjątkiem tłumika) nie powinno być zmieniane.

Pierwsza z powyżej opisanych czynności ma na celu ustalenie maksymalnego stopnia eliminacji składowej symetrycznej dla danego przypadku, druga zaś czynność — wycechowanie odbiornika dla składowej niesymetrycznej. Cechowanie to polega na określeniu mocy w odbiorniku w odniesieniu do 1 wata mocy nadajnika, co dla rozpatrywanego przypadku odpowiada w skali logarytmicznej:

$$106 - 12,1 = 93,9 \text{ dB.}$$

Zgodnie z otrzymanymi podczas pierwszej czynności wynikami, moc w odbiorniku na 1 wat mocy nadajnika, odpowiadająca zasilaniu symetrycznemu, wyrazi się w skali logarytmicznej jako:

$$84 - 12,2 = 71,8 \text{ dB.}$$

Różnica wyżej podanych wartości:

$$93,9 - 71,8 = 22,1 \text{ dB}$$

określa istniejący dla danego przypadku uchyb pomiaru, wynikający z niemożności całkowitej eliminacji składowej symetrycznej. W idealnym przypadku różnica ta powinna być nieskończenie wielka, w rzeczywistości jednak występuje szereg przyczyn dających skończone wartości tej różnicy. Przyczynami tymi mogą być m. in:

a) wysyłanie przez generator pomiarowy energii w układzie niesymetrycznym, mimo że linia zasilająca jest dołączona symetrycznie;

b) niesymetryczne odbicia energii na końcu symetrycznej linii zasilającej;

c) niesymetria pomiarowej anteny ramowej, która powoduje, że przy pomiarach składowej niesymetrycznej indukują się w tej antenie prądy pochodzące od składowej symetrycznej.

Ponieważ dopuszczalnemu błędowi pomiaru mocy 1% odpowiada 20 dB, w rozważanym przypadku (22,1 dB) mamy błąd mniejszy od 1%.

W końcowej fazie pomiarów linia zasilająca została dołączona niesymetrycznie do wyjścia nadajnika pracującego w normalnych warunkach. Wartość tłumika odbiornika dobrano tak, aby uzyskać taki jak w poprzednich pomiarach poziom napięcia na detektorze wyjściowym. Wartość ta wynosiła 98 dB. Różnica między tą wartością a wartością tłumienia energii między nadajnikiem a odbiornikiem otrzymana podczas wzorcowania określa bezpośrednio poziom składowej niesymetrycznej mocy sygnału o częstotliwości 12850 kHz:

$$98 - 93,9 = 4,1 \text{ dB.}$$

W podobny sposób określono składową symetryczną mocy drugiej harmonicznej, składową niesymetryczną trzeciej harmonicznej itd.

Z przeprowadzonych pomiarów uzyskano wartość składowej symetrycznej mocy drugiej harmonicznej wynoszącą 0,016 wata. Ponieważ poziom tej mocy jest o 22,1 dB niższy od poziomu mocy składowej niesymetrycznej, a taką samą wartość ma dokładność pomiaru układu, można wnioskować, że wartość 0,016 W jest górną granicą składowej mocy drugiej harmonicznej, ale niekoniecznie prawdziwą wartością tej składowej.

Opisana metoda może mieć zastosowanie nie tylko do pomiaru mocy harmonicznych. W nadajnikach stosujących powielanie częstotliwości metoda ta może być użyta również do pomiaru mocy emisji podharmonicznych. Nadaje się ona także do pomiaru mocy o częstotliwościach nie związanych w określony sposób z częstotliwością nośną nadajnika. Jeżeli częstotliwość emisji niepożądaną jest bardzo



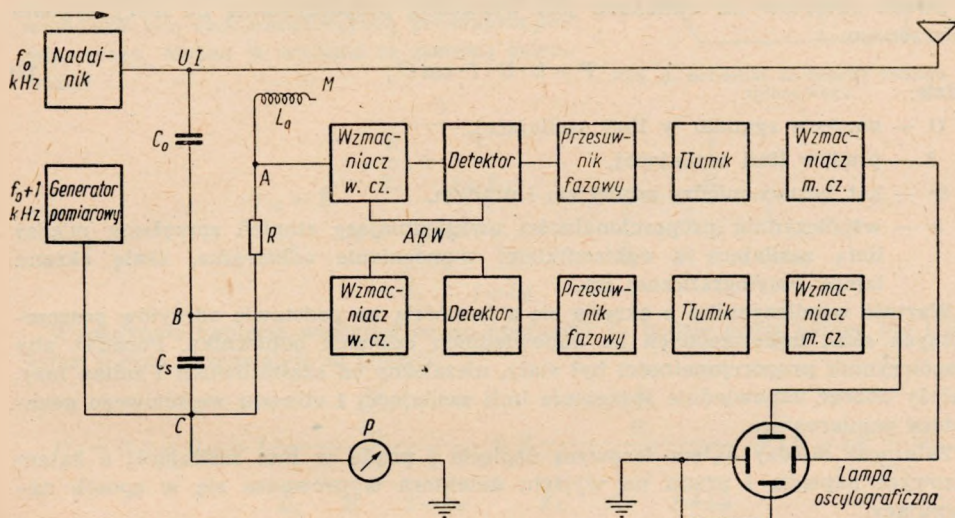
bliska częstotliwości nośnej, może zająć potrzeba wprowadzenia specjalnych zmian do układu odbiornika.

Metoda może być użyta do pomiaru mocy o częstotliwości podstawowej, np. w szczególnym przypadku do pomiaru mocy podstawowej przy niesymetrycznym zasilaniu nadajnika przeznaczonego do pracy w układzie symetrycznym.

Opisana metoda była stosowana do pomiaru mocy harmonicznych różnych nadajników, pracujących z różnymi systemami anten nadawczych. Okazała się ona szczególnie przydatna przy badaniu i projektowaniu obwodów przeznaczonych do tłumienia emisji harmonicznych w urządzeniach nadawczych.

#### 4. METODA JAPOŃSKA

Metoda generatora zastępczego opisana w poprzednim rozdziale jest szeroko stosowana do pomiarów mocy harmonicznych, lecz nieprzydatna w przypadku istnienia w pobliżu siebie kilku nadajników dużej mocy pracujących równocześnie, gdy w linii zasilającej nadajnika badanego występują napięcia indukowane przez te nadajniki. Napięcia te oddziałują na urządzenie pomiarowe powodując błędne wyniki pomiarów, a nawet mogą doprowadzić do uszkodzeń mierników. Aby pomiary



Rys. 5. Schemat blokowy miernika wg propozycji japońskiej

w takich warunkach były możliwe do przeprowadzenia, należy stosować generatory pomiarowe dużej mocy (rzędu nadajnika średniej wielkości), co pociąga za sobą bardzo duże koszty budowy takich generatorów.

W celu umożliwienia przeprowadzania pomiarów w podanych warunkach Japonia zaproponowała nową metodę, polegającą na pomiarze, po przemianie częstotliwości do ok. 1 kHz, składowej napięcia i prądu oraz fazy fali wyższych harmonicznych, przesyłanych z nadajnika do linii zasilającej.

Rysunek 5 przedstawia blokowy schemat miernika mocy wg propozycji Japonii.

Miernik składa się z generatora pomiarowego i dwóch odbiorników, których wyjścia są dołączone do oscylografu. Jeden z odbiorników pomiarowych jest sprzężony prądowo za pośrednictwem cewki  $L_0$  z linią zasilającą, a drugi odbiornik jest sprzężony z tą linią napięciowo poprzez kondensator  $C_0$ . Jednocześnie oba odbior-

niki są w ten sam sposób sprzężone z generatorem pomiarowym, który wytwarza drgania o częstotliwości większej o 1 kHz od częstotliwości mierzonej.

Sygnały pochodzące z nadajnika i generatora pomiarowego są wzmacnione we wzmacniaczach obu odbiorników, a następnie zamienione w detektorach na sygnały różnicowe o częstotliwości 1 kHz.

W celu utrzymania stałego wzmocnienia w obu odbiornikach jest zastosowana automatyczna regulacja wzmocnienia. Sygnał na wyjściu detektora będzie miał zatem stałą amplitudę proporcjonalną do poziomu sygnału wyjściowego generatora pomiarowego, mierzonego za pomocą miernika ( $F$ ) umieszczonego na wyjściu generatora (rys. 5).

Sygnały małej częstotliwości otrzymane po detekcji przechodzą przez przesuwnik fazy oraz tłumik, zostają wzmacnione we wzmacniaczu małej częstotliwości i kreślą figury Lissajous na ekranie lampy oscylograficznej. Przesuwniki fazy ustawia się tak, by figura Lissajous stała się linią. Wtedy kąt określony przez przesuwniki fazy jest równy kątowi fazowemu pomiędzy napięciem a prądem sygnału w linii zasilającej, zaś odczyty na skali tłumików, przy których odchylenie w kierunku osi  $x$  i  $y$  na ekranie oscylografu stają się równe, są odpowiednio proporcjonalne do wartości napięcia i prądu sygnału. Zatem iloczyn wartości  $\cos \theta$  i dwóch odczytów na tłumikach jest wielkością proporcjonalną do mocy sygnału mierzonego:

$$P = k \cdot U \cdot I \cdot \cos \theta, \quad (2)$$

gdzie:

$U$  — napięcie sygnału w linii zasilającej,

$I$  — prąd w linii zasilającej,

$\theta$  — kąt fazowy między napięciem i prądem,

$k$  — współczynnik proporcjonalności uwzględniający stopień sprzężenia między linią zasilającą a odbiornikiem, wzmocnienie odbiornika, skalę ekranu lampy oscylograficznej itp.

Wartość współczynnika  $k$  określa się z łatwością na podstawie odczytów poszczególnych skal, umieszczonych na odpowiednich członach odbiornika. Ponadto, aby współczynnik proporcjonalności był stały, niezależny od częstotliwości i zmian fazy, należy dobrać odpowiednie sprzężenie linii zasilającej i obwodu wejściowego generatora pomiarowego.

Zależność między kątem fazowym napięcia i prądu w linii zasilającej a kątem fazowym napięcia i prądu na wyjściu detektora wyprowadza się w sposób następujący.

Schemat zastępczy układu pomiarowego można przedstawić w sposób podany na rys. 6. Punkty  $A$ ,  $B$ ,  $C$  schematu z rys. 6 odpowiadają takim samym punktom schematu blokowego z rys. 5.

Na schemacie zastępczym przez  $\dot{E}$  oznaczono siłę elektromotoryczną generatora pomiarowego, przez  $\dot{Z}_1$  i  $\dot{Z}_2$  impedancje wejściowe odbiorników pomiarowych, a pozostałe oznaczenia są zgodne z oznaczeniami na rys. 5.

Siła elektromotoryczna wzbudzana w cewce  $L_0$  wskutek sprzężenia indukcyjnego z linią zasilającą może być wyrażona wzorem:

$$\dot{e}_i = -j\omega M \dot{I}, \quad (3)$$

gdzie:

$M$  — współczynnik indukcyjności wzajemnej linii zasilającej i cewki sprzężającej  $L_0$ ,

$I$  — prąd płynący w linii zasilającej.

Spadek napięcia na oporności  $\hat{Z}_1$  wywołany tą siłą elektromotoryczną wyniesie:

$$\hat{U}_{1i} = \hat{e}_i \frac{1}{j\omega L_0 + \frac{1}{\frac{1}{\hat{Z}_1} + \frac{1}{R}}} = \hat{e}_i \frac{1}{\frac{1}{\hat{Z}_1} + \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L_0}} \quad (4)$$

Po podstawieniu wyrażenia na  $\hat{e}_i$  ze wzoru (3) otrzymamy:

$$\hat{U}_{1i} = I \frac{\frac{M}{L_1}}{\frac{1}{\hat{Z}_1} + \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L_0}} \quad (5)$$

Na oporności  $\hat{Z}_1$  występuje również napięcie wywołane siłą elektromotoryczną generatora pomiarowego. Można je wyrazić za pomocą zależności:

$$\hat{U}_{1g} = \hat{E} \frac{1}{R + \frac{1}{\frac{1}{\hat{Z}_1} + \frac{1}{j\omega L_0}}} = \hat{E} \frac{1}{\frac{1}{\hat{Z}_1} + \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L_0}} \quad (6)$$

Wypadkowe napięcie występujące na oporności  $\hat{Z}_1$  będzie sumą napięć  $\hat{U}_{1i}$  i  $\hat{U}_{1g}$ , którą można przedstawić w postaci:

$$\hat{U}_1 = \hat{U}_{1i} + \hat{U}_{1g} = I \frac{\frac{M}{L_0}}{\frac{1}{\hat{Z}_1} + \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L_0}} + \hat{E} \frac{1}{\frac{1}{\hat{Z}_1} + \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L_0}} = \left( \hat{E} + I R \frac{M}{L_0} \right) \hat{K}_1, \quad (7)$$

gdzie:

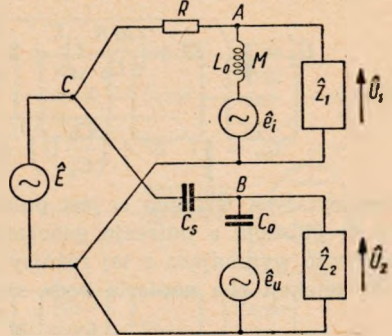
$$\hat{K}_1 = \frac{1}{\left( \frac{1}{\hat{Z}_1} + \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L_0} \right) R}$$

W podobny sposób można obliczyć spadek napięcia na oporności  $\hat{Z}_2$ . Wyrazi się on wzorem:

$$\hat{U}_2 = \left( \hat{E} + \hat{U} \frac{C_0}{C_s} \right) \hat{K}_2 \quad (8)$$

Oba napięcia ( $\hat{U}_1$  i  $\hat{U}_2$ ) zostają wzmacnione przez wzmacniacze. Jeżeli oznaczymy przez  $\hat{A}_1$  współczynnik wzmocnienia jednego odbiornika, a przez  $\hat{A}_2$  — odbiornika drugiego, to napięcia na wejściu detektorów można wyrazić odpowiednio:

$$\hat{U}'_1 = \left( \hat{E} + I R \frac{M}{L_0} \right) \hat{A}_1 \hat{K}_1 \quad (9)$$



Rys. 6. Schemat zastępczy układu pomiarowego



oraz

$$\hat{U}'_2 = \left( \hat{E} + \hat{U} \frac{C_0}{C_s} \right) \hat{A}_2 \hat{K}_2. \quad (10)$$

Podstawiając do tych równań zamiast  $\hat{U}$ ,  $\hat{I}$  oraz  $\hat{E}$  wyrażenia:

$$\begin{aligned} \hat{U} &= U e^{j\omega t}, \\ \hat{I} &= I e^{j(\omega t + \theta)}, \\ \hat{E} &= E e^{j(\omega + \Delta\omega)t} \end{aligned} \quad (11)$$

i obliczając moduły otrzymamy:

$$U'_1 = \sqrt{E^2 + \left( \frac{MR}{L_0} I \right)^2 + 2 \frac{M}{L_0} REI \cdot \cos(\Delta\omega t + \theta) e^{j(\omega_1 t + \phi_1)} \cdot A_1 K_1} \quad (12)$$

oraz

$$U'_2 = \sqrt{E^2 + \left( \frac{C_0}{C_s} U \right)^2 + 2 \frac{C_0}{C_s} EU \cdot \cos \Delta\omega t \cdot e^{j(\omega_2 t + \phi_2)} \cdot A_2 K_2}. \quad (13)$$

W powyższych wzorach  $\omega$  jest pulsacją napięcia mierzonego, a  $\Delta\omega$  — różnicą między tą pulsacją a pulsacją generatora pomiarowego, będącą wielkością stałą; częstotliwość wynikająca z tej różnicy wynosi 1 kHz.

Po detekcji oba napięcia będą się wyrażać następującymi wzorami<sup>1)</sup>:

$$U''_1 = \left[ E + \frac{M}{L_0} RI \cdot \cos(\Delta\omega t + \theta) \right] A_1 K_1 k_1, \quad (14)$$

$$U''_2 = \left[ E + \frac{C_0}{C_s} U \cdot \cos \Delta\omega t \right] A_2 K_2 k_2, \quad (15)$$

gdzie  $k_1$  i  $k_2$  są współczynnikami sprawności detektorów.

Z równań powyższych wynika, że na wyjściu detektorów otrzymujemy napięcia o tych samych częstotliwościach, będących różnicą między częstotliwością generatora pomiarowego a częstotliwością mierzonego sygnału, lecz przesunięte między sobą o kąt  $\theta$ .

Dzięki zastosowaniu w odbiornikach automatycznej regulacji wzmocnienia, napięcia na wyjściu detektorów są utrzymywane na stałej wartości. Można zatem napisać, że

$$A_1 K_1 k_1 = A_2 K_2 k_2. \quad (16)$$

Po wprowadzeniu oznaczenia

$$D = EA_1 K_1 k_1 = EA_2 K_2 k_2 \quad (17)$$

równania na wyjściu detektorów przybiorą postać:

$$U''_1 = D + \left( \frac{D}{E} \cdot \frac{M}{L_0} RI \right) \cdot \cos(\Delta\omega t + \theta), \quad (18)$$

$$U''_2 = D + \left( \frac{D}{E} \cdot \frac{C_0}{C_s} U \right) \cdot \cos \Delta\omega t. \quad (19)$$

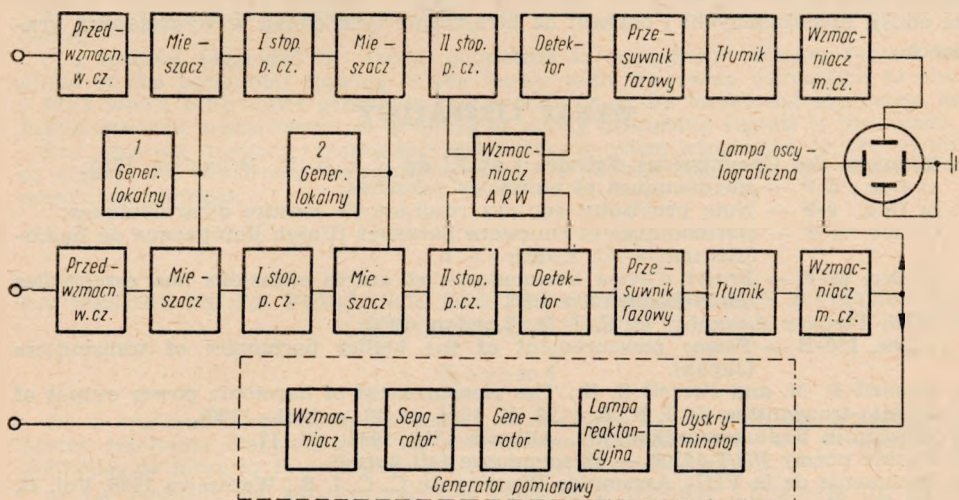
Z tych równań widać, że przesunięcie fazowe między napięciami otrzymanymi na wyjściu obu detektorów jest takie samo, jak kąt fazowy między prądem a napięciem w linii zasilającej.

Przesunięcia fazowe wzmacnianych sygnałów we wzmacniaczach obu odbiorników są praktycznie jednakowe, gdyż częstotliwości tych sygnałów są bardzo do siebie zbliżone.

<sup>1)</sup> Pominięto tu dość złożone przeróbki matematyczne, zaznaczyć jednak należy, że założono amplitudę napięcia generatora pomiarowego znacznie większą od amplitud napięć pochodzących od mierzonego sygnału.

Dla lepszego zorientowania czytelników w układzie urządzenia pomiarowego podano na rys. 7 rozwinięty schemat blokowy urządzenia. Generator pomiarowy jest sterowany za pomocą układu lampy reaktancyjnej w ten sposób, by różnica między częstotliwością mierzoną a częstotliwością generatora pomiarowego wynosiła zawsze 1 kHz.

W opisanej metodzie uzyskuje się znacznie lepszą selektywność odbiorników, co znacznie ułatwia przeprowadzanie pomiarów dzięki wyeliminowaniu niepożądanych sygnałów indukowanych w liniach zasilających. Jeżeli nawet występują w pew-



Rys. 7. Rozwinięty schemat blokowy miernika wg propozycji japońskiej

nym stopniu zakłócenia spowodowane przez inne częstotliwości, to jednak odczyty na ekranie oscylografu są nadal możliwe. Inną zaletą tej metody jest możliwość regulacji wzmocnienia odbiorników, wielkości sygnału generatora pomiarowego lub regulacji sprzężenia urządzenia pomiarowego z linią zasilającą. Pozwala to na dokonywanie pomiarów w różnych warunkach.

## 5. ZAKOŃCZENIE

Pierwsza z opisanych w artykule metod, chociaż jest stosunkowo prosta, wymaga jednak stosowania specjalnego generatora, włączanego do anteny zamiast nadajnika jako zastępcze źródło emisji niepożądanych. Przeprowadzane pomiary mogą być obciążone dość znacznymi błędami. Przy pomiarach z anteną sztuczną błędy te mogą być spowodowane wskutek indukowania się w linii zasilającej obcych prądów, jeżeli w pobliżu badanego nadajnika znajdują się inne stacje nadawcze.

W przypadku przeprowadzania pomiarów za pomocą mierników natężenia pola błędy pomiarów mogą powstawać wskutek odbioru przez odbiornik pomiarowy obcych sygnałów, pochodzących nawet z odległych stacji, a mających tę samą częstotliwość co sygnały mierzone.

Jedną z istotnych wad tej metody jest również konieczność przełączania linii zasilającej na generator zastępczy.

Metoda Honnella i Ferrella pomiaru mocy emisji niepożądanych jest znacznie dokładniejsza od metody pierwszej, niemniej jej zasadniczą wadą są znaczne trudności pomiarów nadajników pracujących w sąsiedztwie z innymi nadajnikami.

Najlepszą ze znanych obecnie metod jest metoda japońska, która nie posiada opisanych poprzednio wad. Jest ona prosta, nie wymaga dokonywania żadnych przełączeń urządzeń nadawczych oraz pozwala na przeprowadzanie pomiarów podczas pracy nadajnika, co nie było możliwe przy zastosowaniu poprzednich metod.

Ze względu na występujące u nas przypadki położenia nadajników radiofonicznych blisko siebie zastosowanie do pomiarów metody japońskiej umożliwi prawidłową ocenę jakości pracy tych nadajników (pod względem wprowadzanych przez nie emisji niepożądanych) i pozwoli na utrzymanie tych emisji w wymaganych granicach.

### WYKAZ LITERATURY

1. Réunions des Commissions d'études I et XI du C. C. I. R., Bruxelles, 1955:
  - a) Doc. 6-F — Harmoniques et émissions parasites;
  - b) Doc. 9-F — Note provisoire sur des résultats de mesure d'harmoniques;
  - c) Doc. 71-F — Harmoniques et émissions parasites (Union Européenne de Radio-diffusion — U. E. R.);
  - d) Doc. 89-F — Projet d'avis harmoniques et autres émissions non essentielles (Sous-Commission 1 B).
2. VIIth Plenary Assembly C. C. I. R., London, 1953:
  - Doc. 130-E — Power measurement of the higher harmonics of transmitters (Japan).
3. Honnell P. M. and Ferrell E. B.: The measurement of harmonic power output of a radio transmitter (P. I. R. E. t 22, X, 1934, nr 10, s. 1181—1190).
4. Regulamin Radiokomunikacyjny, Atlantic City, 1947, art. 17.
5. Polskie normy PN/I-05200 — Harmoniczne fale nośnej.
6. Documents de la VIII<sup>e</sup> Assemblée Plénière du C. C. I. R., Warszawa 1956, Vol. II, str. 36—42.

A. Турчин

### ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ НЕЖЕЛАЕМЫХ ВОЛН ИЗЛУЧАЕМЫХ РАДИОПЕРЕДАТЧИКАМИ

#### Резюме

Обосновано необходимость контрольных измерений излучения волн антенной передатчика согласно международным договорам.

Рассмотрены методы измерения мощности нежелаемых излучаемых волн, а именно:

а) Метод сравнения, основанный на принципе измерения напряжённости поля излучаемых нежелаемых волн на расстоянии от антенны, превышающем длину несущей волны в несколько раз, и сравнения измеренной величины с напряжённостью поля волны, излучаемой замещающим генератором.

б) Метод Гоннелля и Феррелля, основанный на измерении токов высших гармоник, текущих в фидерной линии.

в) Метод, предложенный Японией, основанный на измерении в фидерной линии: напряжений, токов и фазовых сдвигов отдельных гармоник при преобразовании частоты измеряемой гармоники до около 1 кгц; это значительно повышает избирательность измерительного устройства и делает возможным производить измерения на передатчиках в тех условиях, когда посторонними источниками наводятся в фидерных линиях большие помехи.

В отличие от остальных японский метод делает возможным производить измерения с достаточной точностью на передатчике, вблизи которого находится несколько мощных передатчиков, работающих одновременно с испытуемым.



A. Turczyn

## MEASUREMENT OF UNDESIRED RADIATION OF RADIO TRANSMITTERS

### Summary

After giving an explanation of the necessity of carrying out tests of radio transmitters according to international conventions, methods of measuring power of undesired radiation are discussed. These include:

a) substitution method, consisting in measuring field intensity of unwanted radiation at a distance of some wave-lengths of the carrier wave from the antenna by comparison with the field intensity produced by an equivalent oscillator;

b) the Honnell and Ferrell method, consisting in measuring harmonics in the feeder;

c) a method suggested by Japan, consisting in measuring voltage, current and phase of the harmonics flowing in the feeder with frequency conversion to about 1 Mc/s which contributes greatly to the selectivity of the measuring equipment and makes possible measurement in presence of strong disturbing signals in the feeder.

The Japanese method insures greatest accuracy when measuring in the vicinity of high-power disturbing transmitters which is not the case with the other above mentioned methods.

A. Turczyn

## LA MESURE DE LA PUISSANCE DES ÉMISSIONS INUTILES ÉMITTÉES PAR LES POSTES ÉMETTEURS

### Résumé

On a expliqué la nécessité d'exécuter les mesures de contrôle des émissions des postes émetteurs d'accord avec les conventions internationales. On a examiné les méthodes de mesurer la puissance des émissions inutiles, à savoir:

a) La méthode de substitution, qui consiste à mesurer l'intensité du champ d'émission inutile dans un point éloigné de l'antenne de quelques longueurs d'ondes de la fréquence portée et en la comparant avec l'intensité du champ d'un générateur substitué.

b) La méthode de Honnell et Ferrell, qui consiste à mesurer les courants de fréquences harmoniques passants par le feeder.

c) La méthode proposée par le Japon, qui consiste à mesurer la tension, l'intensité et la phase des fréquences harmoniques dans le feeder après la conversion de la fréquence mesurée à la hauteur de ca 1 kHz. ce qui augmente sérieusement la selectivité de l'appareil de mesure et rend les mesures possibles dans les postes menacées par l'influence des signaux externes induits dans le feeder.

En comparaison avec les autres méthodes la méthode japonnaise permet d'exécuter les mesures avec une erreur minime dans le cas où l'émetteur examiné travaille simultanément avec les émetteurs de grande puissance se trouvant dans la proximité.

A. Turczyn

## LEISTUNGSMESSUNG UNERWÜNSCHTER STRAHLUNGSKOMPONENTEN VON FUNKSENDERN

### Zusammenfassung

Nach Begründung der Notwendigkeit Kontrollmessungen der Strahlung von Funksendern, laut internationalen Abmachungen durchzuführen, werden die Messverfahren für unerwünschte Strahlungskomponenten untersucht. Es sind die folgenden Verfahren:

a) Das Substitutionsverfahren, welches darin besteht, dass die Feldstärke der unerwünschten Strahlungskomponente in Entfernung einiger Trägerfrequenz-

-Wellenlängen von der Antenne gemessen und mit der durch einen Ersatzgenerator erzeugten Feldstärke verglichen wird.

b) Das Verfahren nach Honnell und Ferrell, das darin besteht, die Oberströme in der Speiseleitung zu messen.

c) Das von japanischer Seite vorgeschlagene Verfahren: es wird die Spannung, der Strom und die Phasenlage der in der Speiseleitung fließenden Harmonischen bestimmt, und zwar nach Verlagerung der gemessenen Schwingung in das Band um 1 kHz, wo durch die Trennschärfe der Messanordnung erheblich erhöht und die Messung auch an solchen Sendern möglich gemacht wird, wo die Speiseleitung mit einem starken Einfluss von darin induzierten Fremdsignalen bedroht ist.

In Gegensatz zu den anderen Verfahren, gestattet das japanische, die Messung auch dann mit einem belanglosen Fehler auszuführen, wenn sich in der Nähe des untersuchten Senders einige mit ihm gleichzeitig betriebene Sender grosser Leistung befinden.

BOGDAN TOR

621.396.663

## AUTOMATYCZNE URZĄDZENIA DO SONDOWANIA JONOSFERY

Rękopis dostarczono do IŁ 18. 3. 1955.

Pracę po koreferacie zwrócono do Redakcji 1. 3. 1957.

Podano zasady działania automatycznych sond, a następnie opisano poszczególne człony składowe urządzeń sond jonosferycznych oraz ich charakterystyczne parametry. W celu ilustracji wybrano dwa typy urządzeń do sondowania jonosfery. W opisie podano budowę i działanie sondy jonosferycznej przestrajanej w sposób ciągły w jednym zakresie częstotliwości, od 1 MHz do 20 MHz, oraz sondy przestrajanej z przełączeniem na pięć podzakresów częstotliwości w pasmie od 0,65 MHz do 25 MHz. Rozwiązanie mechaniczne i elektryczne drugiej sondy różni się znacznie od rozwiązania sony pierwszej. Artykuł związany jest z wstępnym etapem uruchamianych w Instytucie Łączności prac dotyczących badania jonosfery oraz budowy obserwatorium jonosferycznego.

### 1. WSTĘP

Komunikacja radiowa na dużych odległościach odbywa się za pomocą fal, które ulegają odbiciom w jonosferze. Dlatego też badanie ośrodka propagacji fal, którym jest jonosfera, ma duże znaczenie praktyczne.

Jak wiadomo, jonosfera składa się ze zjonizowanych warstw, z których główne zostały oznaczone symbolami  $E$ ,  $E_s$ ,  $F_1$  i  $F_2$ .

Te warstwy jonosfery rozpościerają się na wysokości od około stu do kilkuset kilometrów.

Podstawowymi danymi charakterystyki jonosfery są: tzw. wysokość pozorna punktu odbicia i częstotliwość krytyczna.

Pozorną wysokość każdej warstwy określa się przez nadawanie pionowo kolejnych krótkich impulsów i mierzenie czasu echa tych impulsów za pomocą odbiornika i oscylografu. Pozorna wysokość  $h'$  w kilometrach, odpowiadająca opóźnieniu czasowemu  $T'$  w mikrosekundach, wynosi wtedy dla każdej warstwy:  $h' = 0,3 \frac{T'}{2}$ .

W zależności od gęstości jonizacji każdej warstwy istnieje taka graniczna częstotliwość fali, powyżej której nie ma już odbicia od warstwy. Ta częstotliwość jest znana jako tzw. częstotliwość krytyczna.

Częstotliwość krytyczna może być wyznaczona z krzywej jonogramu, którą otrzymujemy na taśmie filmowej. Krzywe jonogramów są otrzymywane automatycznie przez ciągłe przestrajanie odbiornika i nadajnika sondy w zakresie zapisywanych częstotliwości.

Tak otrzymany zapis pozornych częstotliwości jest znany jako charakterystyka  $h' = \varphi(f)$ . Charakterystyka ta jest pokazana na rys. 2.



Wysokość pozorną wg wzoru  $h' = 0,3 \frac{T'}{2}$  jest obliczona przy założeniu, że fala odbija się od idealnej powierzchni „lustrzanej“, tj. bez uwzględnienia czasu wnikania fali do warstwy jonosferycznej, i dlatego jest ona znacznie większa od wysokości rzeczywistej.

Posiadanie charakterystyki wysokości pozornej i częstotliwości krytycznej jest decydującym czynnikiem w wyborze częstotliwości dla radiokomunikacji.

Do pomiaru wysokości pozornych i częstotliwości krytycznych stosuje się obecnie urządzenia zautomatyzowane, zwane sondami jonosferycznymi. W artykule niniejszym zostanie podany opis budowy i działania automatycznych urządzeń do sondowania jonosfery [5], [12], [13], [15], [17].

## 2. ZASADA DZIAŁANIA SONDY JONOSFERYCZNEJ

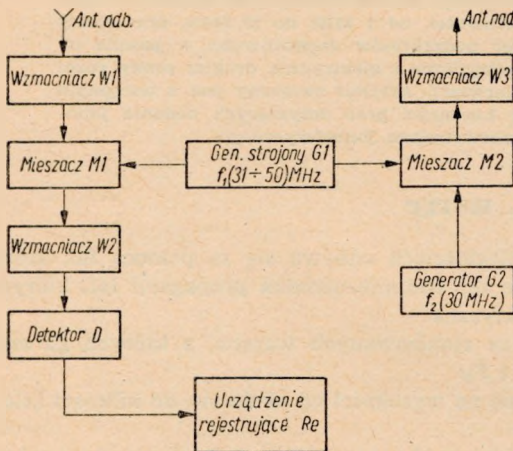
Sonda jonosferyczna składa się z dwu zasadniczych części: układu nadawczego i układu odbiorczego.

Schemat blokowy sondy jonosferycznej przedstawiony na rys. 1 obrazuje zasadę jej działania. Wysyłane z anteny nadajnika impulsy są odbijane w jonosferze i odbierane w układzie odbiorczym. Na

podstawie czasu przelotu impulsu do jonosfery i z powrotem do sondy określa się wysokość pozorną.

Napięcia wyjściowe z generatora strojonego  $G1$  o częstotliwości  $f_1$  (31 MHz ... 50 MHz) i z generatora stałego  $G2$  o częstotliwości  $f_2$  (30 MHz) doprowadzane są do mieszacza  $M2$ .

Wyjściowe napięcie mieszacza o częstotliwości różnicowej ( $f_1 - f_2$ ) jest wzmocnione w stopniu wyjściowym  $W3$ , gdzie ma miejsce modulacja impulsami o czasie trwania ok. 100  $\mu$ s. Z anteny nadawczej impulsy wysyłane są w przestrzeń w postaci ciągów fal o częstotliwości  $f = f_1 - f_2$ . Impulsy te po odbiciu



Rys. 1. Schemat blokowy sondy jonosferycznej

w jonosferze trafiają na antenę odbiorczą i po wzmocnieniu wchodzi do mieszacza  $M1$ . Następnymi stopniami odbiornika są: wzmacniacz pośredniej częstotliwości  $W2$ , detektor  $D$  oraz układ rejestrujący  $Re$ .

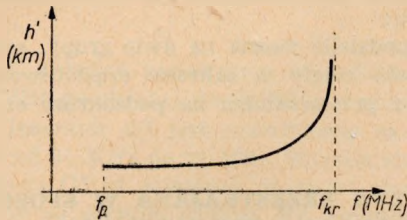
Układ rejestrujący posiada lampę oscylograficzną oraz aparaturę fotograficzną.

Zadaniem układu rejestrującego jest sporządzenie tzw. jonogramu. Jonogramem nazywamy krzywą  $h' = \varphi(f)$ , której odcięte odpowiadają nadawanym częstotliwościom, a rzędne przedstawiają pozorne wysokości warstw jonosfery, od których następuje odbicie (rys. 2).

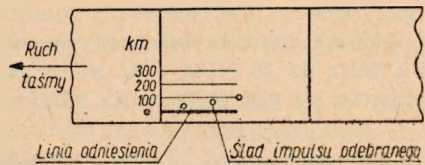
Jak widać z rysunku 2, pozorne wysokości odbicia zwiększają się wraz ze wzrostem częstotliwości, a począwszy od częstotliwości krytycznej  $f_{kr}$  wysłana przez nadajnik fala nie wraca już na ziemię.

Do znakowania wysokości co 100 km na osi rzędnych  $h'$  i częstotliwości co 1 MHz (lub też co 100 kHz) na osi odciętych  $f$  są stosowane odpowiednie układy wzorcujące.

Na rysunku 3 są przedstawione ślady impulsów odebranych przez sondę na taśmie filmowej, przesuwającej się ze stałą szybkością przed kamerą fotograficzną.



Rys. 2. Charakterystyka  $h' = \varphi(f)$

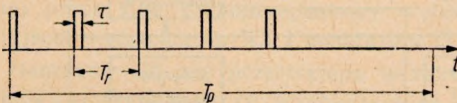


Rys. 3. Ślady impulsów odebranych przez sondę na taśmie filmowej

### 3. OGÓLNA CHARAKTERYSTYKA TECHNICZNA SONDY

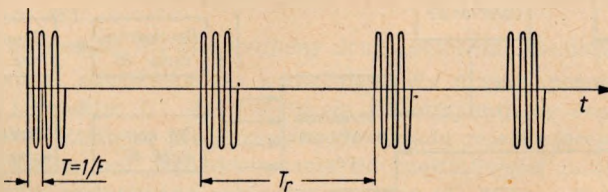
Dla sond jonosferycznych stosowany zakres częstotliwości wynosi zwykle od ok. 1 MHz do ok. 25 MHz, najwyższe częstotliwości krytyczne w okresach maksymalnej jonizacji wynoszą bowiem ok. 25 MHz. Moc wyjściowa nadajnika sondy powinna wynosić średnio około 5 kW w impulsie, na obciążeniu 600  $\Omega$ , przy najniższej częstotliwości. Na krańcu zakresu wysokich częstotliwości wystarcza moc wyjściowa około 1 kW. Poza tym ważny jest czas przeimpulsowania sondy i czas trwania impulsu.

Wybór czasu przeimpulsowania sondy jest uzależniony od szybkości zmian własności jonosfery. Dla sond przeznaczonych do zwykłych pomiarów charakterystyk czas przeimpulsowania wynosi średnio od 1,5 sek do 0,5 min (wg ostatnich zaleceń C. C. I. R.), a czas trwania impulsu od ok. 50  $\mu$ s do 300  $\mu$ s. Ważne tu są stany przejściowe impulsów, które należy uwzględnić przy rozpatrywaniu pracy sondy.



Rys. 4. Przebieg impulsów modulujących w czasie

Na rysunku 4 jest pokazany przebieg impulsów modulujących w czasie z zaznaczeniem czasu trwania  $\tau$  impulsu, okresu powtarzania  $T_r$  oraz czasu przeimpulsowania  $T_p$ . Przebieg prądów w. cz. na wyjściu nadajnika jest pokazany na rys. 5.



Rys. 5. Przebieg prądów w. cz. na wyjściu nadajnika

Jak widać z rysunku 5, nadajnik wysyła fale w zakresie przestrajania od 1 MHz do 25 MHz w równych odstępach czasu  $T_r$ , zwanych okresami powtarzania.

Okres powtarzania impulsów sondy (czyli ciągów fal nadajnika) zwykle wynosi 20 ms, co odpowiada częstotliwości 50 Hz.

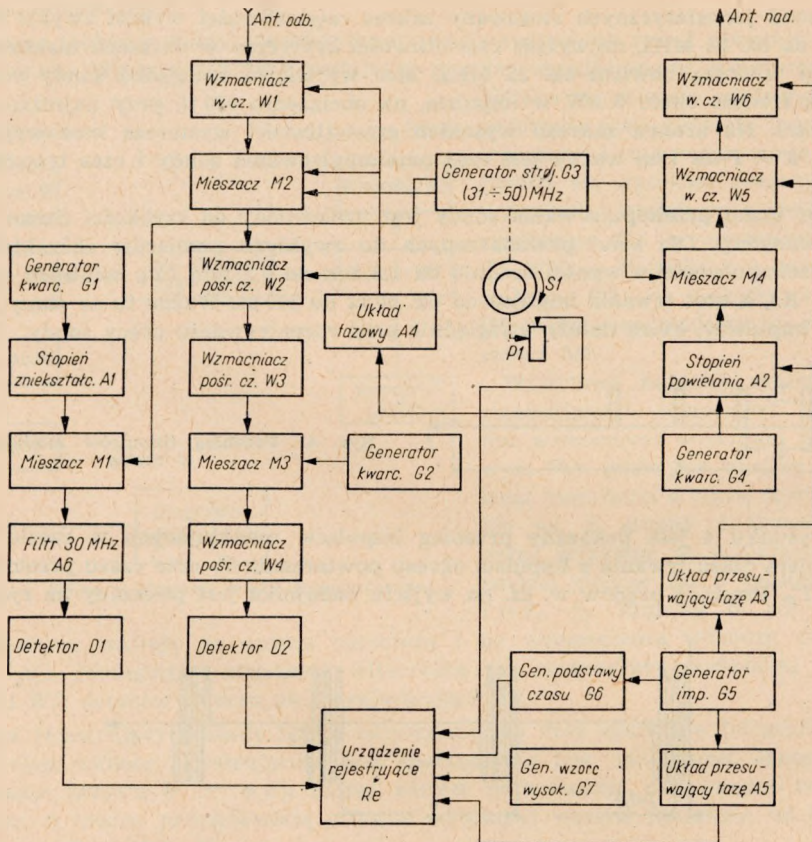


Czas trwania jednego ciągu fal jest równy długości impulsu  $\tau$  ( $50 \mu\text{s} \dots 300 \mu\text{s}$ ). Częstotliwość wysyłana jest zmieniana za pomocą przestrajanego generatora w zakresie od 1 MHz do 25 MHz, a czas przestrajania tego generatora jest równy czasowi przeimpulsowania  $T_p$ .

Spotykane w praktyce sondy jonosferyczne podzielić można na dwie grupy: sondy, których przestrajanie odbywa się w sposób ciągły w zakresie częstotliwości od 1 MHz do 20 MHz, oraz sondy pracujące z przełączaniem na podzakresy częstotliwości od 0,65 MHz do 25 MHz.

#### 4. AUTOMATYCZNA SONDA JONOSFERYCZNA PRZESTRAJANA W SPOSÓB CIĄGŁY W ZAKRESIE CZĘSTOTLIWOŚCI OD 1 MHz DO 20 MHz

Rysunek 6 przedstawia blokowy schemat automatycznej sondy jonosferycznej. W urządzeniu tym stopnie mocy są aperiodyczne. Podzakresów częstotliwości nie ma.



Rys. 6. Schemat blokowy automatycznej sondy jonosferycznej przestrajanej w sposób ciągły w zakresie 1 MHz ... 20 MHz

Przestrajanie sondy odbywa się w sposób ciągły od 1 MHz do 20 MHz za pomocą generatora G3. Jak widać ze schematu, urządzenie dzieli się na 6 części głównych: 1) nadajnik, 2) odbiornik, 3) układ wzorcowania częstotliwości, 4) układ wzorco-



wania wysokości, 5) generator impulsów modulujących i układ podstawy czasu, 6) urządzenie rejestrujące.

#### 4.1. Nadajnik

W układzie nadawczym (rys. 6) mamy kwarcowy generator  $G_4$  o częstotliwości 1 MHz powielanej do 30 MHz w stopniu  $A_2$ .

Generator  $G_3$  jest przestrajany za pomocą silnika synchronicznego  $S_1$  w zakresie od 31 MHz do 50 MHz. Wyjście stopnia powielania  $A_2$  i wyjście generatora strojonego  $G_3$  są załączone na siatki sterujące mieszacza  $M_4$ . Po zmieszaniu otrzymujemy na wyjściu stopnia  $M_4$  napięcie, którego częstotliwość zmienia się od 1 MHz do 20 MHz w ciągu jednego okresu przeimpulsowania sondy jonosferycznej. Następnie napięcie to jest wzmacniane na wzmacniaczach szerokopasmowych aperiodycznych mocy  $W_5$  i  $W_6$ .

Wzmacniacze mocy  $W_5$  i  $W_6$  i stopień  $A_2$  za pomocą impulsów modulujących są odblokowywane i wtedy nadajnik wysyła ciągi fal elektromagnetycznych o czasie trwania 100  $\mu$ s. Częstotliwość powtarzania impulsów modulujących wynosi 50 Hz. Źródłem impulsów modulujących jest generator  $G_5$ .

Nadajnik posiada antenę rombowa (lub typu delta). Kierunek promieniowania anteny jest pionowy. Moc nadajnika na oporze wyjściowym 600  $\Omega$  wynosi średnio ok. 4 kW.

#### 4.2. Odbiornik

W układzie odbiornika (rys. 6) jest zastosowany taki sam typ anteny jak i w układzie nadawczym, ale jest ona ustawiona w płaszczyźnie prostopadłej do płaszczyzny anteny nadawczej.

Odbiornik pracuje na zasadzie superheterodyny. Sygnały w. cz. z anteny odbiorczej przez filtr dolnoprzepustowy wchodzi na wzmacniacz szerokopasmowy  $W_1$ . Wyjścia wzmacniacza  $W_1$  i generatora  $G_3$  są załączone na mieszacz  $M_2$ .

Generator  $G_3$  jest przestrajany w zakresie częstotliwości od 31 MHz do 50 MHz. Ponieważ sygnały w. cz. wychodzące ze stopnia  $W_1$  na mieszacz  $M_2$  mają częstotliwości od 1 MHz do 20 MHz, zatem na wyjściu mieszacza otrzymujemy napięcie o stałej częstotliwości różnicowej równej 30 MHz. Napięcie to jest następnie wzmacniane przez stopnie pośredniej częstotliwości  $W_2$  i  $W_3$ .

Napięcie wyjściowe wzmacniacza pośredniej częstotliwości  $W_3$  i napięcie generatora kwarcowego  $G_2$  o częstotliwości 28,60 MHz są doprowadzone do siatek sterujących mieszacza  $M_3$ .

Po zmieszaniu na stopniu  $M_3$  otrzymujemy drugą pośrednią częstotliwość 1,40 MHz.

Dalszymi stopniami odbiornika są: wzmacniacz  $W_4$  drugiej pośredniej częstotliwości 1,40 MHz i detektor  $D_2$ . Za detektorem  $D_2$  otrzymujemy sygnały odbierane w postaci impulsów, które są przekazywane do układu rejestrującego  $Re$ . W układzie odbiornika ważne jest jego dostrajanie do częstotliwości nadajnika. Dlatego w urządzeniu sondy zastosowano generator strojony (31 MHz... 50 MHz), wspólny dla nadajnika i dla odbiornika.

Z anteny nadajnika do odbiornika przychodzą impulsy dwiema drogami. Jedna droga prowadzi od anteny nadajnika do jonosfery i z powrotem do anteny odbiornika. Druga droga jest bezpośrednia — od anteny nadajnika do anteny odbiornika.

Impulsy idące drogą bezpośrednią, czyli tzw. impulsy bezpośrednie, są bardzo wielkie w stosunku do impulsów przychodzących do odbiornika po odbiciu od jo-

nosfery. Dlatego w czasie odbierania impulsów bezpośrednich powinny być znieczulone stopnie wzmacniaczy  $W1$  i  $W2$ . W tym celu do stopni  $W1$  i  $W2$  z generatora  $G5$  są wysyłane impulsy „znieczulające“ z odpowiednią amplitudą i fazą dobraną za pomocą układów fazowych w stopniu  $A4$ .

#### 4.3. Układ wzorcowania częstotliwości

W układzie wzorcowania częstotliwości (rys. 6) jest zastosowany generator kwarcowy  $G1$  o częstotliwości 1 MHz. Wyjście tego generatora jest załączone na stopień zniekształcający  $A1$ , który daje szereg harmoniczných 1 MHz.

Napięcie wyjściowe generatora przestrajanego  $G3$  i napięcie wyjściowe stopnia  $A1$  są załączone na siatki sterujące mieszacza  $M1$ .

Na wyjściu mieszacza  $M1$  znajduje się filtr pasmowy przepustowy  $A6$  o częstotliwości środkowej 30 MHz. Zatem po zmieszaniu częstotliwości generatora przestrajanego o wartościach całkowitych (31, 32, 33, 34... 50 MHz) z harmonicznymi 1 MHz otrzymujemy stałą częstotliwość różnicową 30 MHz, którą przepuszcza filtr 30 MHz. Tą drogą uzyskujemy za detektorem  $D1$  impulsy pojawiające się co 1 MHz (dla urządzeń wyższej klasy co 0,1 MHz) w czasie przestrajania generatora  $G3$ , czyli w ciągu jednego okresu przeimpulsowania sondy od 1 MHz do 20 MHz. Następnie impulsy te są przekazywane z wyjścia detektora  $D1$  do układu rejestrującego  $Re$ .

#### 4.4. Układ wzorcowania wysokości

W układzie wzorcowania wysokości jest zastosowany generator impulsów  $G7$  (rys. 6). Wzorcowanie wysokości stosujemy np. co 100 km. Przyjmując prędkość  $c$  fali równą prędkości światła, możemy obliczyć częstotliwość  $f$  powtarzania impulsów odpowiadającą drodze fali  $2 \times 100$  km

$$t = \frac{2 \cdot 100}{c} = \frac{2 \cdot 100}{3 \cdot 10^5} = \frac{2}{3} \cdot 10^{-3} [\text{s}]$$

$$f = \frac{1}{t} = \frac{3}{2} \cdot 10^3 = 1,5 \text{ kHz}$$

Z powyższego wynika, że do wzorcowania sondy co 100 km do pomiaru wysokości pozornej generator  $G7$  powinien dawać impulsy o częstotliwości powtarzania 1,5 kHz. Impulsy te doprowadzane są do układu rejestrującego.

#### 4.5. Generator impulsów modulujących i układ podstawy czasu

Impulsy modulujące otrzymujemy z generatora  $G5$  (rys. 6). Czas trwania każdego impulsu wynosi 100  $\mu\text{s}$ , a częstotliwość ich powtarzania 50 Hz. Generator  $G5$  składa się z generatora fali sinusoidalnej oraz stopnia formującego impulsy. Generator  $G6$  podstawy czasu daje przebieg napięcia w kształcie zębów piły o częstotliwości 50 Hz. Poza tym z generatora  $G5$  otrzymywane jest napięcie gaszące. Napięcie to wygasza strumień elektronowy oscylografu w układzie rejestrującym  $Re$  w tym czasie, gdy nie ma odbierania sygnałów pożądaných.

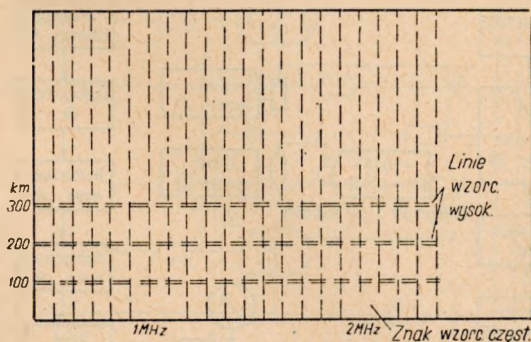
#### 4.6. Urządzenie rejestrujące

Urządzenie rejestrujące składa się z oscylografu, aparatu do fotografowania obrazu jonogramu oraz z przyrządu notującego czas pracy sondy. Sygnały z odbiornika,

impulsy wzorcowania wysokości i częstotliwości wchodzą na siatki oscylografu, a podstawa czasu jest załączona na płytce pionowe oscylografu.

Do kontroli obrazu mamy poza tym drugi oscylograf. Kontrola obrazu daje możliwość zorientowania się odnośnie zmian jonosferycznych. W oscylografie drugim podstawa czasu jest również załączona na płytce pionowe, na płytce zaś poziome jest przyłożone napięcie, którego stopniowy wzrost odbywa się za pomocą obracania potencjometru *P1*. Potencjometr *P1* jest obracany tym samym silnikiem synchronicznym *S1*, który jest użyty do przestrajanego generatora *G3*. Czas pełnego przestrajania generatora *G3* (31 MHz ... 50 MHz) i czas wzrostu napięcia na potencjometrze *P1* są równe tzw. czasowi przeimpulsowania ( $T_p$ ) sondy.

Rys. 7. Obraz ekranu oscylografu ze znakami wzorcowania wysokości i częstotliwości



Na rysunku 7 jest przedstawiony obraz ekranu oscylografu. Oś pionowa obrazu przedstawia wysokość jonosfery i jest wyskalowana co 100 km za pomocą impulsów wzorcowania wysokości. Oś pozioma obrazu przedstawia częstotliwość i jest wyskalowana co 1 MHz (dla urządzeń wyższej klasy co 0,1 MHz) za pomocą impulsów wzorcowania częstotliwości.

## 5. AUTOMATYCZNA SONDA JONOSFERYCZNA PRACUJĄCA Z PRZEŁĄCZANIEM NA PODZAKRESY CZĘSTOTLIWOŚCI OD 0,65 MHz DO 25 MHz

Urządzenie to pod względem elektrycznym można podzielić na siedem głównych części: 1) układ wzorcowania częstotliwości, 2) układ wzorcowania wysokości, 3) układ (o częstotl. 50 Hz) do sterowania mechanizmu sondy, 4) układ podstawy czasu i impulsów modulujących, 5) nadajnik, 6) odbiornik, 7) urządzenie rejestrujące.

Układy nadajnika i odbiornika oraz układy wzorcowania częstotliwości i wysokości zostaną opisane na podstawie schematów szczegółowych, pozostałe układy na podstawie schematów blokowych.

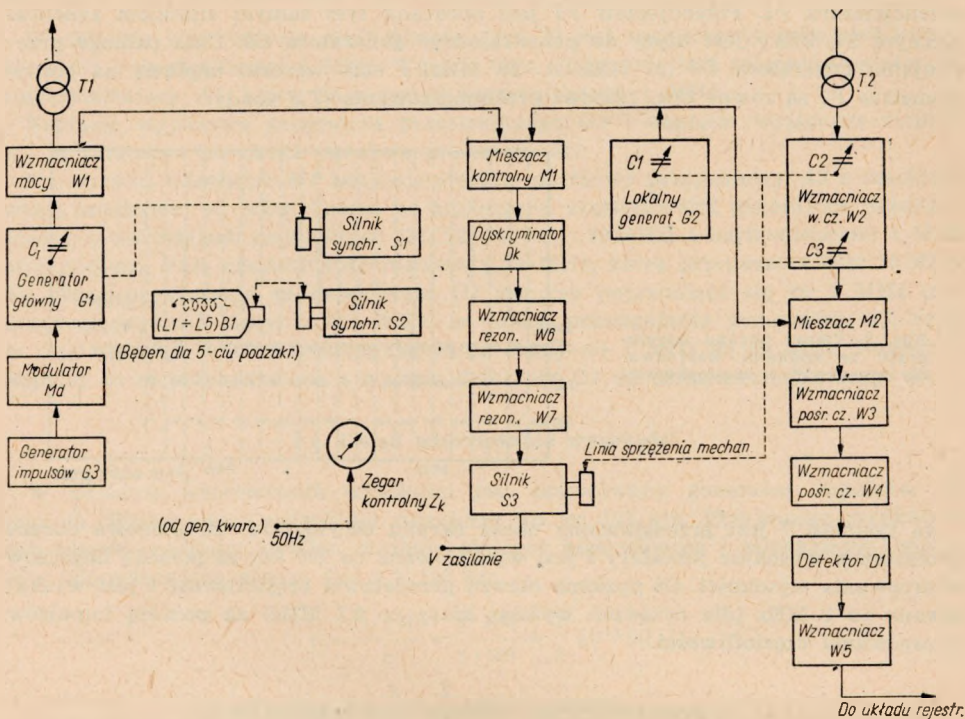
### 5.1. Ogólny opis sondy

Aparatura pracuje na pięciu podzakresach częstotliwości. Cały przestrajany zakres częstotliwości wynosi od 0,65 MHz do 25 MHz.

Schemat blokowy urządzenia jest podany na rys. 8. Na schemacie jest podany nadajnik i odbiornik oraz część napędów mechanicznych sondy. Natomiast pominięte zostały układy wzorcowania częstotliwości i wysokości oraz układ rejestrujący, które zostaną opisane w następnych rozdziałach.



Nadajnik posiada generator impulsów  $G3$ , modulator  $Md$  i generator główny  $G1$ , zbudowany na lampach dużej mocy. Generator  $G1$  ma pięć podzakresów częstotliwości. Każdy podzakres częstotliwości jest przestrajany za pomocą silnika synchronicznego  $S1$ , obracającego kondensator  $Co$ . Przełączanie nadajnika na podzakresy odbywa się za pomocą bębna  $B1$ , obracanego przez silnik synchroniczny  $S2$ . Na



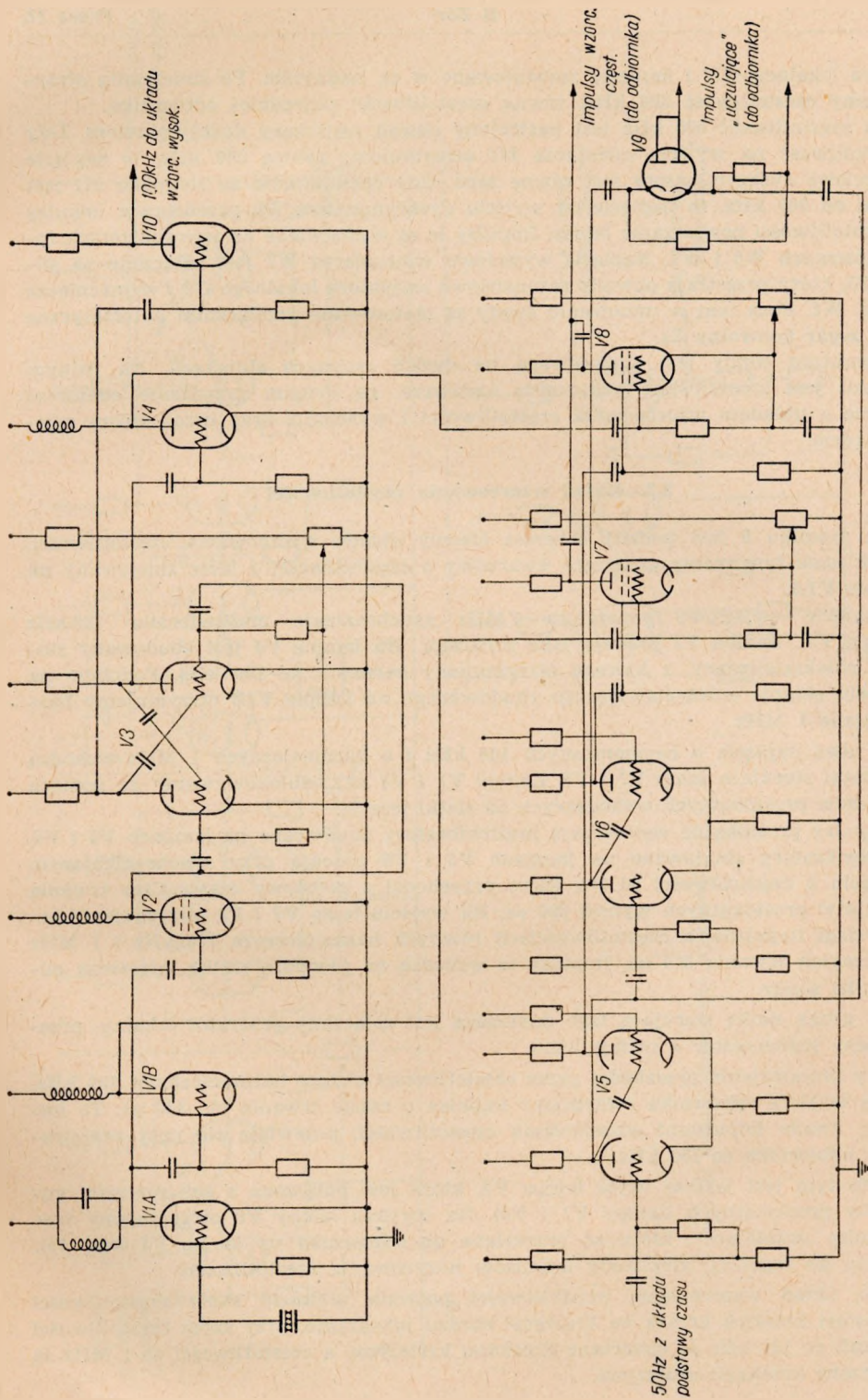
Rys. 8. Schemat blokowy nadajnika i odbiornika

bębnie  $B1$  są zmontowane cewki podzakresowe ( $L1 \dots L5$ ). Wyjście generatora  $G1$  jest załączone na szerokopasmowy wzmacniacz mocy  $W1$ . Następnie sygnały w. cz. od wzmacniacza  $W1$  przechodzą przez transformator szerokopasmowy  $T1$  na antenę nadawczą.

Odbiornik sondy pracuje w układzie superheterodyny i jest osobno przestrajany. Sygnały w. cz. po przejściu przez wzmacniacz  $W2$  wchodzą na mieszacz  $M2$  i jednocześnie na mieszacz  $M2$  wchodzi napięcie wyjściowe z generatora lokalnego  $G2$ . Na wyjściu mieszacza  $M2$  otrzymujemy napięcie o częstotliwości pośredniej, wzmacniane w dwu stopniach  $W3$  i  $W4$ , a następnie zdetektowane w detektorze  $D1$ . Na wyjściu wzmacniacza  $W5$  otrzymujemy sygnały wyjściowe odbiornika, przesyłane do tzw. układu rejestrującego.

W sondzie tego typu jest poza tym zastosowany układ automatycznie dostrajający odbiornik do nadajnika, tzw. układ serwomechanizmu.

Układ ten zawiera mieszacz kontrolny  $M1$ , dyskryminator  $Dk$  i wzmacniacze  $W6$  i  $W7$ . Na siatki sterujące mieszacza  $M1$  wchodzą dwa napięcia, tj. napięcie gene-



Rys. 9. Układ wzorcowania częstotliwości



ratora lokalnego  $G_2$  i napięcie zmodulowane w. cz. nadajnika. Po zmieszaniu otrzymujemy częstotliwość 500 kHz, równą częstotliwości pośredniej odbiornika.

Na częstotliwość 500 kHz jest nastrojony obwód wejściowy dyskryminatora. Gdy częstotliwość na wyjściu mieszacza  $M_1$  otrzymujemy równą 500 kHz, to napięcie wyjściowe dyskryminatora jest równe zero. Gdy częstotliwość za stopniem  $M_1$  jest różna od 500 kHz, to napięcie na wyjściu dyskryminatora  $D_k$  przedstawia impulsy o częstotliwości powtarzania 50 Hz. Impulsy te są wzmacniane na wzmacniaczach rezonansowych  $W_6$  i  $W_7$ . Napięcie wyjściowe wzmacniacza  $W_7$  jest załączone na silnik  $S_3$ , który przestraja obwody rezonansowe oscylatora lokalnego  $G_2$  i wzmacniacza w. cz.  $W_2$ . Poza tym w urządzeniu sondy są zastosowane przełączniki automatyczne oraz zegar kontrolny  $Z_k$ .

Aparatura sondy jest zmontowana na dwóch osobnych stojakach. Na jednym stojaku jest zmontowane urządzenie nadawcze, na drugim urządzenie odbiorcze łącznie z układem wzorcowania częstotliwości i wysokości oraz urządzeniem rejestrującym.

## 5.2. Układ wzorcowania częstotliwości

Na rysunku 9 jest podany schemat ideowy układu wzorcowania częstotliwości. W układzie tym mamy generator kwarcowy o częstotliwości 1 MHz zbudowany na lampie  $V_{1A}$ .

Napięcie wyjściowe generatora 1 MHz synchronizuje multiwibrator 100 kHz (lampa  $V_3$ ). Lampa  $V_2$  pracuje jako separator. Na lampie  $V_4$  jest zbudowany stopień zniekształcający, z którego otrzymujemy harmoniczne 100 kHz. Podobnie na wyjściu stopnia zniekształcającego zbudowanego na lampie  $V_{1B}$  otrzymujemy harmoniczne 1 MHz.

Te dwa napięcia o harmonicznych 100 kHz i o harmonicznych 1 MHz wchodzi na siatki sterujące lamp  $V_7$  i  $V_8$ . Lampy  $V_7$  i  $V_8$  są „odblokowywane“ za pomocą impulsów prostokątnych wchodzących na siatki trzecie.

Impulsy prostokątne wytwarzają multiwibratory zbudowane na lampach  $V_5$  i  $V_6$ . Multiwibratory zbudowane na lampach  $V_5$  i  $V_6$  pracują przy synchronizującym napięciu o częstotliwości 50 Hz, które przychodzi z podstawy czasu. Czas trwania impulsów prostokątnych wynosi 300  $\mu$ s. Na wyjściu lamp  $V_7$  i  $V_8$  otrzymujemy zatem ciągi impulsów o częstotliwościach równych harmonicznym 100 kHz i 1 MHz i o czasach trwania 300  $\mu$ s. Impulsy te wchodzi na pierwszą siatkę mieszacza odbiornika sondy.

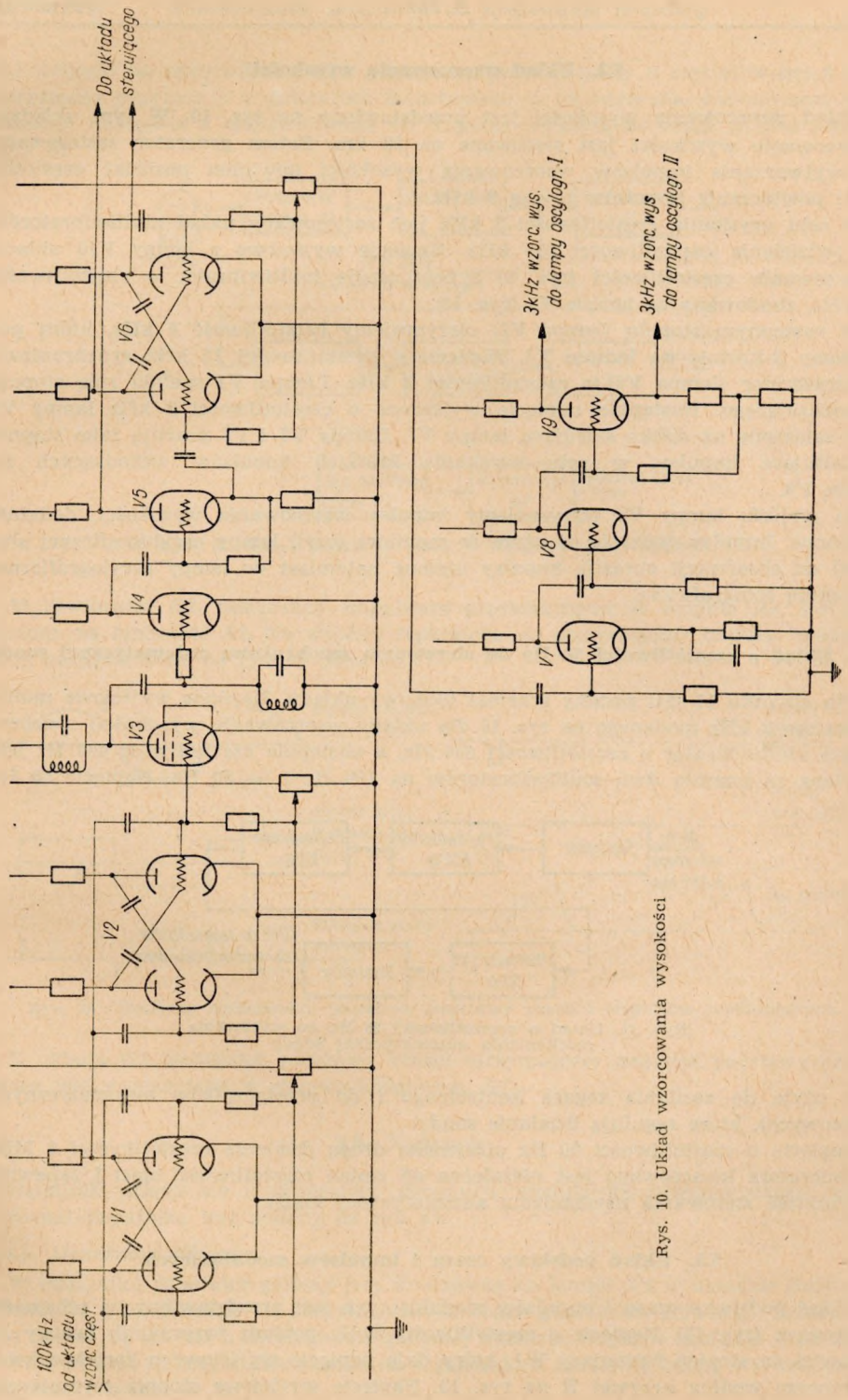
Na drugą siatkę sterującą tego mieszacza jest załączony generator lokalny, przestrajanym jednocześnie z nadajnikami.

Gdy przestrajanie przechodzi przez częstotliwości będące harmonicznymi 100 kHz, to na wyjściu odbiornika otrzymamy impulsy o czasie trwania ok. 300  $\mu$ s. Te impulsy, zwane impulsami wzorcowania częstotliwości, pojawiają się przy przestrajanym odbiornika co 100 kHz.

Poza tym jest jeszcze użyta lampa  $V_9$ , która jest połączona z generatorami impulsów prostokątnych (lampy  $V_5$  i  $V_6$ ) Na wyjściu lampy  $V_9$  otrzymujemy tzw. „impulsy uczulające“, które są przesyłane do odbiornika na lampę  $V_8$  (rys. 15), służąc do regulacji amplitudy impulsów wzorcowania częstotliwości.

Ten układ wzorcowania częstotliwości pozwala umieścić skalę częstotliwości w postaci krótkich kresiek na krawędzi obrazu jonogramu, przy czym częstotliwości na skali co 100 kHz są oznaczane kreskami krótszymi, a częstotliwości co 1 MHz są oznaczane kreskami dłuższymi.





Rys. 10. Układ wzorcowania wysokości

### 5.3. Układ wzorcowania wysokości

Układ wzorcowania wysokości jest przedstawiony na rys. 10. W tym układzie wzorcowanie wysokości jest stosowane co 50 km. Zatem generator zastosowany do wytwarzania impulsów wzorcowania wysokości powinien posiadać częstotliwość powtarzania impulsów równą 3 kHz.

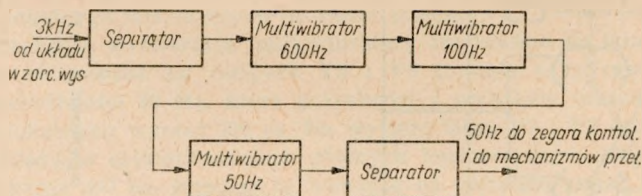
W celu uzyskania częstotliwości 3 kHz jest zastosowany układ multiwibratorów do podzielenia częstotliwości 100 kHz. Napięcie wyjściowe z lampy *V10* układu wzorcowania częstotliwości (rys. 9) synchronizuje multiwibrator o częstotliwości 25 kHz, zbudowany na lampie *V1* (rys. 10).

W następnym stopniu (lampa *V2*) otrzymujemy częstotliwość 5 kHz, którą powielamy 3-krotnie na lampie *V3*. Napięcie o częstotliwości 15 kHz synchronizuje multiwibrator (lampa *V6*) o częstotliwości 3 kHz. Lampa *V4* spełnia rolę stopnia ograniczającego. Następnie napięcie wyjściowe o częstotliwości 3 kHz lampy *V6* jest załączone na siatkę sterującą lampy *V7*. Lampy *V7* i *V8* pracują jako stopnie kształtujące impulsy, w celu uzyskania krótkich impulsów wchodzących na lampę *V9*.

Na wyjściu lampy *V9* otrzymujemy impulsy wzorcowania wysokości, dodatnie i ujemne. Impulsy dodatnie są użyte do monitora (czyli lampy oscylograficznej służącej do obserwacji obrazu), impulsy ujemne natomiast do lampy oscylograficznej z kamerą fotograficzną.

### 5.4. Układ o częstotliwości 50 Hz do sterowania mechanizmu automatycznej sondy

Na rysunku 11 jest podany schemat blokowy układu. Napięcie wyjściowe multiwibratora 3 kHz (podanego na rys. 10 dla układu wzorcowania wysokości) synchronizuje multiwibrator o częstotliwości 600 Hz, a następnie częstotliwość 600 Hz jest dzielona za pomocą dwu multiwibratorów na 100 Hz i na 50 Hz. Napięcie 50 Hz



Rys. 11. Układ o częstotliwości 50 Hz do sterowania mechanizmu automatycznej sondy

jest użyte do zasilania zegara kontrolnego i do przełączników automatycznych (czasowych), które regulują działanie sondy.

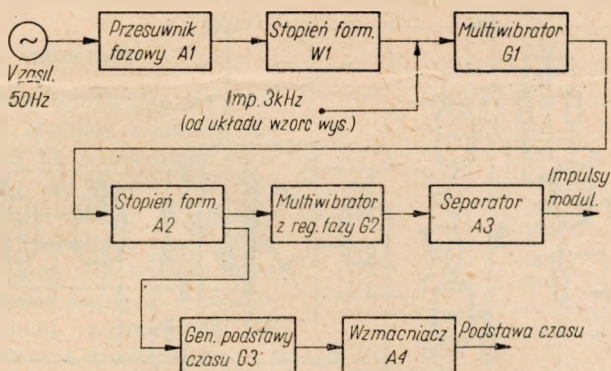
Napięcie o częstotliwości 50 Hz otrzymane drogą dzielenia częstotliwości 1 MHz z generatora kwarcowego jest niezależne od zmian częstotliwości sieci i zapewnia dokładność sterowania mechanizmu automatycznej sondy.

### 5.5. Układ podstawy czasu i impulsów modulujących

Układ podstawy czasu i impulsów modulujących jest przedstawiony na schemacie blokowym (rys. 12). Napięcie o częstotliwości 50 Hz poprzez przesuwnik fazowy *A1* wchodzi na stopień formujący *W1*, który daje napięcie wyjściowe o kształcie kwadratowym według krzywej *B* na rys. 13. Napięcie wyjściowe stopnia formującego

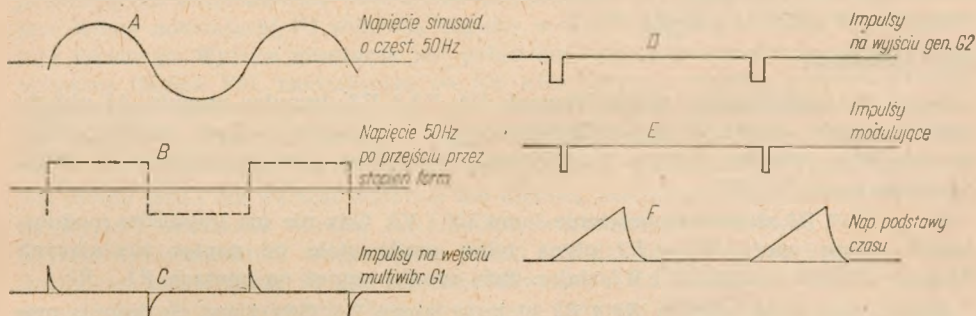


W1 wchodzi na multiwibrator G1, pobudzany przez impulsy o częstotliwości 3 kHz (otrzymane poprzednio z generatora kwarcowego w układzie dla wzorcowania wysokości). Następnie z multiwibratora G1 impulsy wchodzą na drugi stopień formujący A2.



Rys. 12. Układ podstawy czasu i impulsów modulujących

Multiwibrator G2, pobudzany impulsami prostokątnymi ze stopnia A2, jest załączony na separator A3. Na wyjściu separatora A3 otrzymujemy impulsy modulujące, przedstawione na rys. 13 (krzywa E).



Rys. 13. Przebieg formowania impulsów podstawy czasu i impulsów modulujących

Z układu G3 (generator podstawy czasu) otrzymujemy napięcie podstawy czasu, które jest wzmacniane w stopniu końcowym A4.

## 5.6. Nadajnik

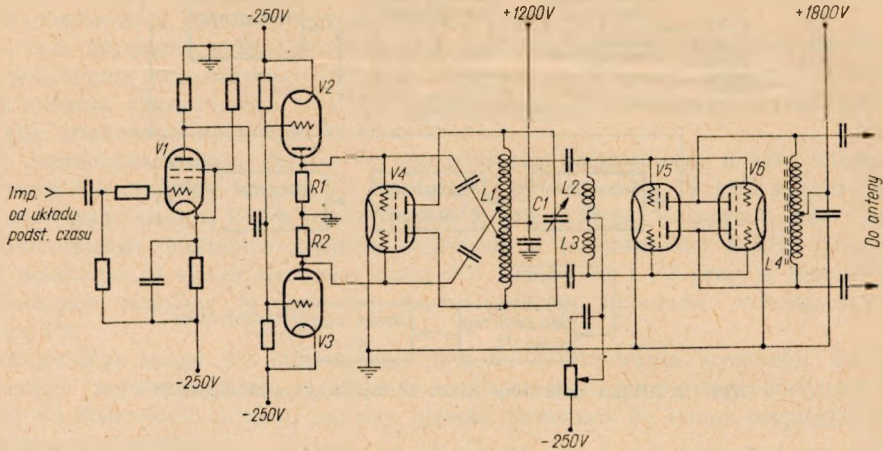
Nadajnik składa się z generatora głównego, modulatora i wzmacniacza mocy. Schemat nadajnika jest podany na rys. 14.

### 5.6.1. Generator główny

W nadajniku generator główny jest zbudowany na lampie V4 w układzie Hartleya. Cewka L1 i kondensator C1 stanowią obwód drgań generatora głównego. Lampa V4 jest podwójną tetrodą o bezpośrednio żarzonej katodzie. Napięcie zasilania anody lampy V4 wynosi 1,2 kV, a moc pobierana z generatora na siatkę lampy V5 wzmacniacza mocy wynosi ok. 80 W.



Generator przestrajany od 0,65 MHz do 25 MHz posiada 5 podzakresów. Przełączanie na podzakresy odbywa się za pomocą bębna (rys. 12). Przestrajanie każdego podzakresu odbywa się za pomocą kondensatora  $C1$ .



Rys. 14. Schemat nadajnika

Kondensator  $C1$  i bęben obracane są za pomocą dwóch silników synchronicznych (oznaczonych jako  $S1$  i  $S2$  na rys. 8).

### 5.6.2. Modulator

Modulator jest zbudowany na lampach  $V1$ ,  $V2$  i  $V3$ . Impulsy stopnia A3 układu podstawy czasu (rozdz. 5.5 i rys. 12) wchodzi na siatkę lampy  $V1$ , na wyjściu której otrzymujemy impulsy ujemne prostokątne. Te impulsy ujemne wchodzi na siatki sterujące lamp  $V2$  i  $V3$ .

Opory  $R1$  i  $R2$  stanowią obciążenie lamp  $V2$  i  $V3$ . Gdy nie ma impulsów modulujących, przez opory  $R1$  i  $R2$  płyną tylko prądy stałe od napięć zasilających ( $V_{zasil} = -250$  V) lamp  $V2$  i  $V3$ , dając duże spadki napięć na oporach  $R1$  i  $R2$ .

Spadki napięć na oporach  $R1$  i  $R2$  blokują lampę  $V4$ . Gdy zjawi się impuls modulujący ujemny na siatkach lamp  $V2$  i  $V3$ , zmniejszą ich prądy anodowe, a więc i spadki napięć na oporach  $R1$  i  $R2$ , co spowoduje odblokowanie lampy  $V4$ . W wyniku tego w generatorze powstają drgania, które utrzymują się przez czas trwania impulsu modulującego. Czas ten może być regulowany od 80  $\mu$ s do 330  $\mu$ s.

### 5.6.3. Wzmacniacz mocy

Wzmacniacz mocy jest zbudowany na podwójnych tetrodach  $V5$  i  $V6$  i pracuje ze stałą polaryzacją. Napięcie polaryzacji  $-250$  V jest załączone na dławiki  $L2$  i  $L3$ .

Napięcie anodowe lamp  $V5$  i  $V6$  wzmacniacza mocy jest załączone na dławik  $L4$  i wynosi 1,8 kV. Wzmacniacz mocy jest aperiodyczny i pracuje w klasie B.

Lampy  $V5$  i  $V6$  na wyjściu są sprzężone za pośrednictwem transformatora szerokokątowego z anteną nadawczą. Antena jest typu rombowego (lub delta); środkowa wartość oporności pozornej anteny wynosi 600  $\Omega$ .

Moc wyjściowa nadajnika dla kolejnych pięciu podzakresów częstotliwości jest podana w tabl. 1.

Wartości wymienione w tabelicy 1 [5] są podane dla obciążenia zastępczego nadajnika o oporności 600  $\Omega$  przy użyciu impulsów modulujących 250  $\mu$ s.

### 5.7. Odbiornik

Schemat ideowy odbiornika jest podany na rys. 15. Sygnały z anteny odbiorczej wchodzi na wzmacniacz strojony zbudowany na lampie V1. Następnie strojony obwód wyjściowy lampy V1 jest załączony na siatkę lampy V2 mieszacza. Na wyjściu mieszacza otrzymujemy napięcie o częstotliwości pośredniej wzmocnione na lampach V4 i V5 oraz detektowane na lampie V6.

Częstotliwość pośrednia wynosi 500 kHz. Na wyjściu lampy detektora V6 otrzymujemy sygnały, które są doprowadzane do lamp oscylograficznych układu rejestrującego. Przejście odbiornika odbywa się przez obrót agregatu, składającego się z trzech kondensatorów C1, C2 i C3. Kondensator C3 i cewka L3 stanowią obwód drgań generatora lokalnego zbudowanego na triodzie.

Lampy odbiornika V3, V9, V10, V11 i V12 należą do tzw. układu kontrolnego, zapewniającego automatyczne dostrajanie odbiornika z nadajnikiem. Na siatki sterujące lampy mieszającej V3 wchodzi impulsy w. cz. z nadajnika i napięcie z generatora lokalnego. Wyjście mieszacza jest połączone z obwodem rezonansowym dyskryminatora (lampa V9), nastrojonym na 500 kHz. Gdy na wyjściu mieszacza mamy częstotliwość różnicową równą 500 kHz, to na wyjściu dyskryminatora napięcie jest równe zero (wtedy odbiornik i nadajnik są dostrojone). Gdy zaś na wyjściu mieszacza jest częstotliwość różna od 500 kHz, napięcie wyjściowe dyskryminatora nie jest równe zero i ma wartość dodatnią lub ujemną, zależnie od tego, czy częstotliwość na wyjściu mieszacza wzrosła lub zmalała względem częstotliwości 500 kHz. Na wyjściu dyskryminatora otrzymujemy wtedy impulsy (dodatnie lub ujemne) o częstotliwości powtarzania 50 Hz. Na częstotliwość 50 Hz nastrojone są dwa stopnie wzmacniaczy rezonansowych zbudowanych na lampach V10 i V12.

Na wyjściu wzmacniacza (lampa V12) otrzymujemy napięcie sinusoidalne o częstotliwości 50 Hz, które zasila silnik obracający agregat trzech kondensatorów C1, C2, i C3. W ten sposób reguluje się prędkość obrotową agregatu i automatycznie uzyskuje się zestrojenie odbiornika z nadajnikiem.

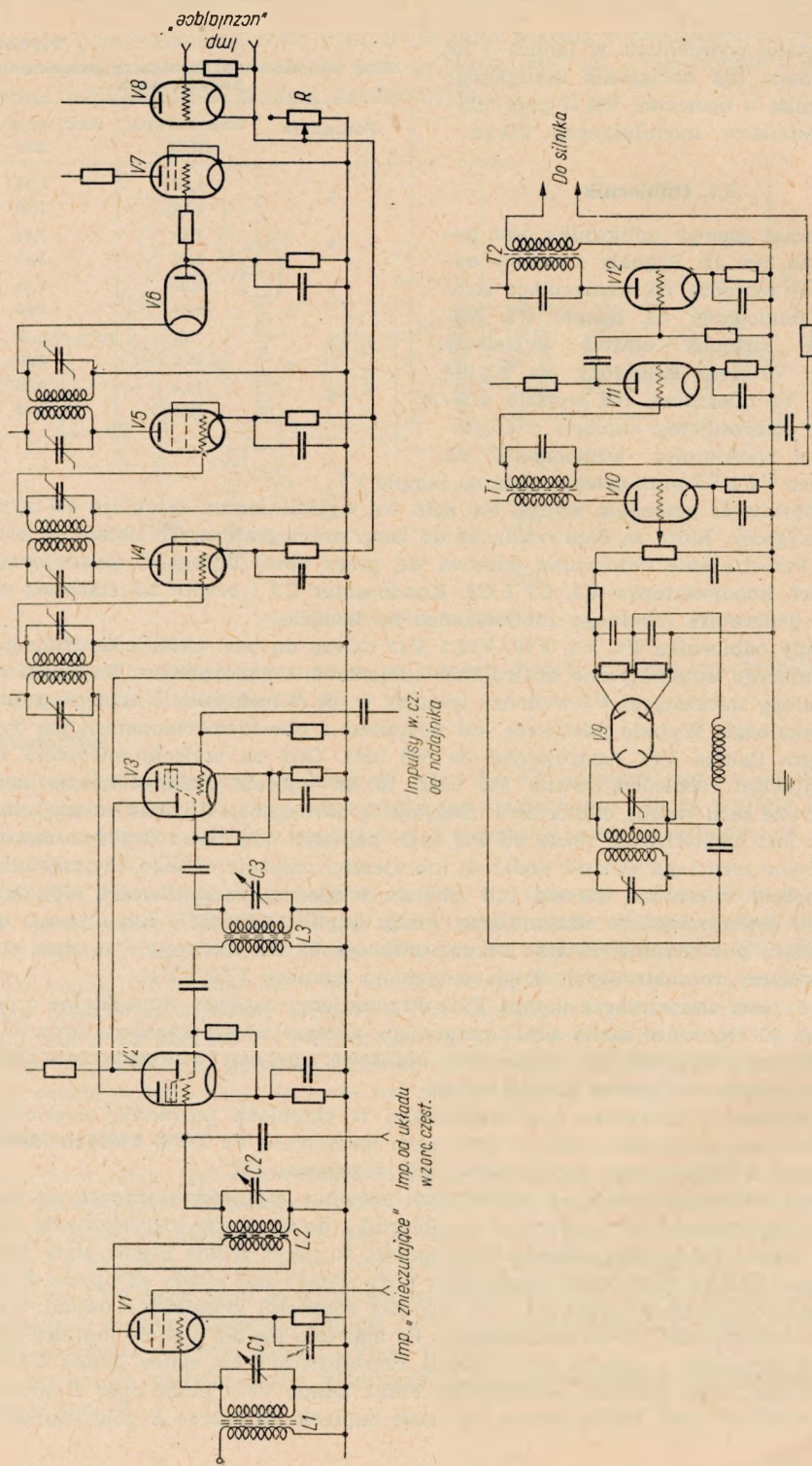
Wzmocnienie odbiornika jest regulowane w stopniach pośredniej częstotliwości przez zmianę polaryzacji lamp o zmiennym nachyleniu V4 i V5, których katody są połączone z ziemią przez opory stałe i opór regulowany R.

Triodę V8 wykorzystuje się do regulacji poziomu impulsów służących do wzorcowania częstotliwości wychodzących z odbiornika do lamp oscylograficznych. Gdy na siatce triody V8 nie ma napięcia sterującego, to przez triodę płynie stały prąd od napięcia zasilania przez opór regulowany R do ziemi i jest wtedy na oporze R pewne napięcie polaryzujące lampy V4 i V5. Podczas obecności impulsów z układu wzorcowania częstotliwości na siatce mieszacza V2 zjawiają się też ujemne impulsy uczulające (wychodzące z układu wzorcowania częstotliwości) na siatce lampy V8. Lampa V8 jest wtedy prawie zablokowana. Przez lampę V8 i przez opór R przepływa mały prąd do ziemi. Wtedy zatem jest małe napięcie na oporze R polaryzujące lam-

Tabela 1  
Moc wyjściowa nadajnika w poszczególnych podzakresach

Podzakres	Częstotliwość MHz	Moc wyjściowa kW
1	0,65	1,17
	1,35	1,36
2	1,45	1,04
	3,20	1,12
3	3,25	1,34
	6,80	0,95
4	7,2	0,74
	15,3	0,62
5	15,4	0,45
	23,8	0,49





Rys. 15. Schemat odbiornika



py V4 i V5, a tym samym jest większe wzmocnienie impulsu wzorcowania częstotliwości na stopniu pośredniej częstotliwości.

Tą drogą uzyskujemy uczulenie odbiornika do pewnego poziomu w czasie odbioru impulsów wzorcowania częstotliwości niezależnie od wzmacniania impulsów odbitych od jonosfery. Antena odbiornika jest tego samego typu co antena nadawcza, tj. rombowa (lub delta).

Czułość odbiornika dla poszczególnych podzakresów jest podana w tabl. 2.

Wartości podane w tabelicy 2 odnoszą się do pomiarów czułości odbiornika wykonanych przy 60% normalnej wielkości impulsów modulujących i przy odchyleniu o 2 cm plamki na ekranie oscylografu [5].

### 5.8. Układ rejestrujący

Urządzenie do rejestracji sygnałów odbiorczych z jonosfery i do obserwacji wizualnej jest przedstawione na schemacie blokowym na rys. 16. Urządzenie posiada dwie lampy oscylograficzne I i II.

Lampa oscylograficzna I w połączeniu z aparatem fotograficznym i silnikiem przesuwającym taśmę stanowi układ zapisujący sygnały odbierane z jonosfery.

Lampa oscylograficzna II służy do obserwacji sygnałów odbieranych.

Obie lampy oscylograficzne pod względem budowy są identyczne, różnią się tylko barwami ekranów. Lampa I ma ekran barwy niebieskiej, a lampa II ma ekran barwy zielonej. Lampa II o ekranie barwy zielonej ma dłuższy czas poświaty od lampy I. Do układu rejestrującego przychodzą impulsy wzorcowania częstotliwości i wysokości oraz podstawy czasu.

Krzywą, która została zarejestrowana na taśmie filmowej w okresie przeimpulśowania sondy, nazywamy jonogramem.

Jonogram przedstawia graficznie zależność wysokości pozornych ( $h'$ ) jonosfery od częstotliwości ( $f$ ).

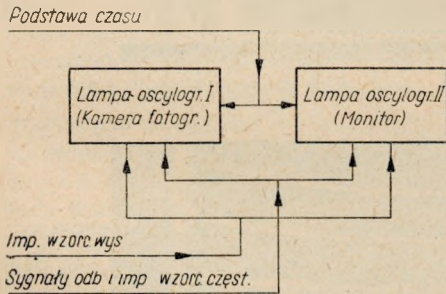
Na rysunku 17 są przedstawione odbitki fotograficzne jonogramów automatycznej stacji jonosferycznej [5].

## 6. WYMAGANIA TECHNICZNE STAWIANE SONDOM JONOSFERYCZNYM

Wymagania techniczne stawiane sondom jonosferycznym można ogólnie streścić w następujących punktach:

Tablica 2  
Czułość odbiornika w poszczególnych podzakresach

Podzakres	Częstotliwość MHz	Napięcie wejściowe $\mu V$
1	0,68	1,2
	1,10	1,3
	1,35	1,0
2	1,4	1,5
	2,4	0,8
	3,2	1,0
3	3,3	1,7
	5,3	1,0
	6,8	0,8
4	7,2	1,5
	11,3	2,1
	15,3	1,5
5	15,4	2,5
	20,0	1,2
	23,8	1,0



Rys. 16. Układ, rejestrujący

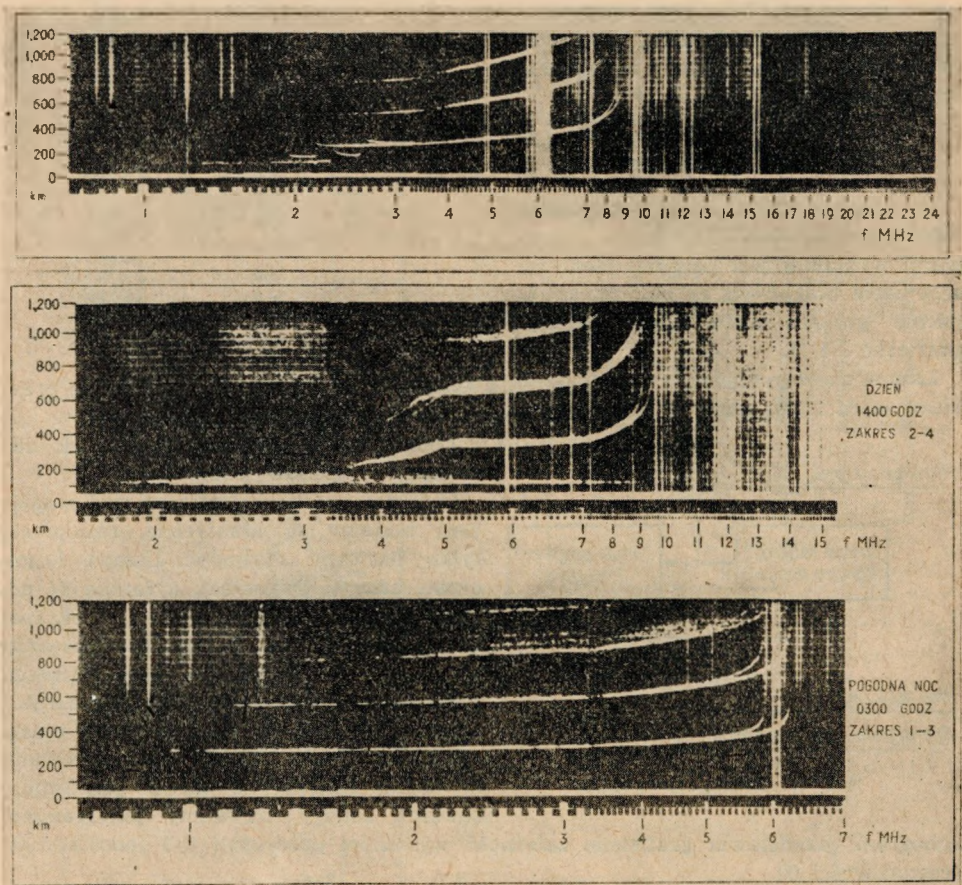
1. Automatyczne urządzenia do sondowania jonosfery powinny umożliwić rejestrację wysokości pozornych oraz wyznaczenie częstotliwości krytycznych jonosfery przy wejściu pionowym.

2. Zakres częstotliwości urządzenia wynosi zazwyczaj co najmniej od ok. 0,5 MHz do ok. 20 MHz.

3. Częstotliwość powtarzania impulsów powinna wynosić  $(25 \div 50)$  Hz.

4. Czas przeimpulsowania pasma częstotliwości powinien wynosić 7,5; 15; 60 i 120 sekund (do 5 minut). Krótszy czas przeimpulsowania stosujemy wówczas, gdy właściwości jonosfery zmieniają się szybko.

5. Urządzenie powinno umożliwiać automatyczne sondowanie jonosfery przy odstępach kolejnych impulsowań 5, 15, 30 i 60 minut. Ponadto powinna być przewi-



Rys. 17. Krzywe jonogramów [5]

dziana możliwość uruchomienia ręcznego sondy, jeżeli potrzebne są dowolne odstępy kolejnych impulsowań.

6. Wiadomości odebrane z warstw jonosferycznych powinny być zarejestrowane fotograficznie w postaci wykresu, w którym na osi odciętych odłożone są częstotliwości, a na osi rzędnych wysokości pozornie. Kreski wzorcowania wysokości powinny



być otrzymane elektronowo na ekranie lampy oscylograficznej dla odstępów wysokościowych 10, 50 i 100 km (odstęp co 10 km stosuje się w urządzeniach wyższej klasy), kreski oznaczające odstęp 100-kilometrowe powinny być grubsze od kreski oznaczających odstęp 50-kilometrowe. Kreski wzorcowania częstotliwości powinny być również otrzymywane elektronowo na ekranie lampy oscylograficznej dla odstępów 100 kHz i 1 MHz. Kreski oznaczające częstotliwość co 1 MHz powinny być dłuższe od kreski oznaczających setki kiloherców.

7. Urządzenie automatycznej sondy powinno umożliwiać rozciągnięcie skali częstotliwości w pewnym zakresie.

8. Nadajnik powinien być zdolny do wytworzenia średnio około 5 kW mocy szczytowej na oporze wyjściowym 600  $\Omega$  dla najniższej częstotliwości zakresu przestrajanego i 75% tej mocy dla częstotliwości najwyższej. Dla urządzeń niższej klasy stosuje się mniejsze moce.

9. Impulsy wytwarzane przez nadajnik powinny być o czasie trwania od ok. 50 do ok. 300  $\mu$ s. W urządzeniach pożądana jest możliwość zmiany długości impulsu.

10. Urządzenie rejestrujące powinno być wyposażone w lampę oscylograficzną z aparatem fotograficznym. Rejestrację przeprowadza się doprowadzając do lampy oscylograficznej jedynie odchylenie pionowe. Odchylenie poziome uzyskuje się w kamerze na taśmie filmowej biegnącej z jednostajną prędkością. Na jonogramie powinny być podane: data, czas oraz miejsce (szerokość i długość geograficzna) wykonanej rejestracji.

11. Układ antenowy powinien składać się z jednej anteny nadawczej oraz z jednej anteny odbiorczej, zawieszonych na wspólnym maszcie. Anteny mogą być typu rombowego lub delta o oporności pozornej 600  $\Omega$  — 1000  $\Omega$ .

## 7. WNIOSKI

Artykuł niniejszy związany jest ze wstępnym etapem uruchamianych w Instytucie Łączności prac dotyczących badania jonosfery oraz budowy obserwatorium jonosferycznego.

Głównym zadaniem autora było przeanalizowanie pracy różnych typów sond jonosferycznych w celu umożliwienia prawidłowego wyboru typu sondy automatycznej, instalowanej przez Instytut Łączności.

Biorąc pod uwagę, że:

- a) układ sondy typu pierwszego jest prostszy,
- b) czas przeimpulsowania w sondzie typu pierwszego jest krótszy (czas ten odpowiada zaleceniom C.C.I.R.),
- c) rozciągnięcie skali częstotliwości w pewnym zakresie w sondzie typu pierwszego jest łatwiejsze,
- d) sonda typu pierwszego jest w działaniu pewniejsza ze względu na znacznie mniej skomplikowaną konstrukcję mechaniczną,
- e) dokładność wzorcowania obu typów sond jest tego samego rzędu,
- f) wymagania co do stałości napięć zasilających są jednakowe dla obu aparatów, autor niniejszej pracy wypowiada się za wyborem sondy jonosferycznej typu pierwszego.

## WYKAZ LITERATURY

1. *Aschen R., Gaillard P.*: Un radar ionosphérique simple. — Rev. Techn. Philips, t. 13, Nr 6, grudzień 1951, s. 160 ÷ 172.
2. *Berkel P L M van Hellendoorn*: A camera for use with ionospheric recorders.



- Central Laboratory of Netherlands Postal and Telecommunications Services. Gravenhague, Description Nr 16 RL, styczeń 1952, s. 8.
3. Blair J. C., Brown J. N., Wates J. M.: An ionosphere recorder for low frequencies. — Jour. Geoph. Res., t. 58, Nr 1, marzec 1953, s. 99 ÷ 107.
  4. Carrol J. M.: Automatic Ionosphere Recorder. — Electronics, t. 25, Nr 5, maj 1952, s. 128 ÷ 131.
  5. Clarke C., Shearman E.D.R.: Automatic Ionosphere Height Recorder. — Wir. Eng., t. 30, Nr 9, wrzesień 1953, s. 211 ÷ 222.
  6. Dieminger W.: Multifrequency ionospheric sounding equipment for oblique incidence. C.C.I.R., London 1953, doc. 370—E, VII Plenary Assembly.
  7. Geffroy M.: Étude et réalisation d'un radar ionosphérique. — Radio franc. Nr 5, maj 1952, s. 16 ÷ 24.
  8. Gilliland T. R. and Taylor A. S.: Field Equipment for Ionosphere Measurements. — Jour. of Research, Nat. Bur. of Standards, t. 26, 1941.
  9. Harnischmacher E., Pharabet L.: Sondeur Ionosphérique KRDSSE 22, raport SPIM — C2, Service de Prévision Ionosphérique Militaire, 1950.
  10. Jasiński S.: Zastosowanie danych jonosferycznych w radiokomunikacji. — Przegląd Telekomunikacyjny, nr 6/7, czerwiec — lipiec 1950, str. 157.
  11. Muselman G. H.: Ionosphere Equipment for Field Use. — Electronics, t. 20, 1947, s. 112 ÷ 116.
  12. Naismith R., Bailey R.: An Automatic Ionospheric Recorder for the Frequency Range 0,55 to 17 Mcs. — Proc. I.E.E., Part III, t. 98, styczeń 1951, s. 11 ÷ 18.
  13. Rau R.: Projekt wstępny sondy jonosferycznej. Archiwum Politechniki Warszawskiej 1953.
  14. Stoffregen W.: A Panoramic Ionospheric Echo Recorder. — Tec. Magn. and Atm. El., t. 53, Nr 3, 1948, s. 269 ÷ 271.
  15. Sulcer P. G.: High-Power Ionosphere Measuring Equipment. — P.I.R.E., t. 36, Nr 3, 1948, s. 389 ÷ 394.
  16. Sulcer P. G.: Sweep Frequency Ionosphere Equipment. — Jour. Applied Physics, t. 20, Nr 2, 1949, s. 187 ÷ 196.
  17. Sulcer P. G.: Ionosphere Measuring Equipment. — Electronics, t. 19, 1946, s. 137 ÷ 141.
  18. Thomas H. A. and Chalmers R. G.: An Improved Ionospheric Height Recorder. — Jour. I.E.E., Proc. R. S., t. 95, 1948, s. 7 ÷ 13.
  19. Wells H. W.: Spot-frequency ionospheric recording — a combination of sweep and fixed frequency techniques. — J. Geophys. Res., t. 56, Nr 4, grudzień 1951, s. 613 ÷ 615.
  20. Williams F. C. and Moody N. F.: Ranging Circuits, Linear Time Base Generators and Associated Circuits. — J. Instn. Elect. Engrs, 1947, Part III A, Vol. 93, p. 1188.
  21. Żaborszczikow F. J., Krasnołobow D. N. i Fomina A. J.: Awtomatyczeskaja jonosfiernaja stanca. — Elektroswiaz'. t. 9, Nr 18, 1941.
  22. Automatic Ionosphere Recorder (Model Cz NBS). — Radio News, t. 38, 1947, s. 13 ÷ 25.

### Б. Тор

## АВТОМАТИЧЕСКАЯ ПАНОРАМНАЯ ИОНОСФЕРНАЯ СТАНЦИЯ

### Резюме

Описаны принципы действия автоматических ионосферных станций; в дальнейшем описаны отдельные составные части ионосферных станций и даны их характерные параметры. Для иллюстрации приведены два типа устройств применяемых в качестве ионосферных станций. Описаны конструкция и действие станции с непрерывной настройкой частот в одном диапазоне от 1 мгц до 20 мгц и станции с настройкой переключением на пять поддиапазонов в полосе от 0,65 до 25 мгц.

Вторая станция значительно отличается от первой по механической и электрической конструкции.

Настоящая статья относится к вступительным работам начатым Институтом Связи по исследованию ионосферы и постройке ионосферной обсерватории.

B. Tor

### AUTOMATIC IONOSPHERE RECORDER

#### Summary

The paper presents principles of operation of automatic height recorders, along with a description of component parts of ionospheric recorders and of their essential parameters. This is illustrated by examples of two types of ionospheric recorders. One of them is tuned continuously over single frequency range from 1 Mc/s up to 20 Mc/s; the frequency range of the other type, extending from 0,65 Mc/s up to 25 Mc/s, is subdivided into five ranges. Both types differ considerably in both electrical and mechanical design features. The paper is connected with preliminary work, carried on at the Institute of Telecommunication, concerning investigation of ionosphere and establishment of an ionospheric observatory.

B. Tor

### ENREGISTREUR IONOSPHERIQUE AUTOMATIQUE

#### Résumé

L'article concerne les principes de fonctionnement des sondes automatiques, les divers éléments intégrant des enregistreurs ionosphériques automatiques et les paramètres caractéristiques de ces appareillages. A titre d'exemple d'illustration on a particulièrement analysé deux appareillages différents: le premier comporte une sonde ionosphérique accordée d'une façon continue dans une seule bande de fréquences de 1 MHz à 20 MHz, le second — une sonde accordée en cinq échelons de fréquences dans la bande de 0,65 MHz à 25 MHz. La construction mécanique et la solution électrique des deux sondes sont bien différentes. L'article a été rédigé en raison des travaux préliminaires relatifs à l'étude de l'ionosphère et à la construction de l'observatoire ionosphérique à l'Institut des Télécommunications.

B. Tor

### AUTOMATISCHE IONOSPHERENSONDIERUNGSANLAGEN

#### Zusammenfassung

Es wird die grundsätzliche Arbeitsweise von automatischen Registrieranlagen für Ionosphärenechos, ihrer Baugruppen und Betriebskennwerte besprochen. Zur näheren Darlegung werden zwei Beispiele derartiger Anlagen gewählt. Das eine betrifft den Bau und die Wirkungsweise einer, in einem Bereich, das Frequenzband von 1 MHz bis 20 MHz, kontinuierlich durchstreichender Registrieranlage. Das andere Beispiel gibt eine Sondierungsanlage mit Umschaltung in fünf Teilbändern von 0,65 MHz bis 25 MHz an. Der mechanische und elektrische Aufbau dieser letzteren Anlage unterscheidet sich erheblich von demjenigen der ersteren. Der Aufsatz hängt mit dem einleitenden Abschnitt von Arbeiten zusammen, die in dem Instytut Łączności (Institut für Post- und Fernmeldewesen) zum Thema der Ionosphärenforschung und des Baues eines ionosphärischen Observatoriums in Angriff genommen werden.





PAŃSTWOWE WYDAWNICTWA TECHNICZNE

Doc. **MARIAN ŁAPIŃSKI**

## **CZUJNIKI POMIAROWE**

### **Budowa i zastosowanie**

(s. 388, rysunki, tablice, zł 40.—)

**W książce omówiono**

- działanie,
- budowę,
- zastosowanie czujników pomiarowych oraz niektóre układy stosowane przy pomiarach wielkości nieelektrycznych.

**Książka jest przeznaczona**

- dla inżynierów i techników zajmujących się usprawnieniem i automatyzacją procesów produkcyjnych w przemyśle,
- dla konstruktorów przyrządów pomiarowych i dla słuchaczy szkół wyższych i średnich.

**Do nabycia w księgarniach „Domu Książki“**



# TELE-RADIO

(DAWNIEJ WIADOMOŚCI TELEKOMUNIKACYJNE)

ORGAN SEKCJI TELEKOMUNIKACYJNEJ  
STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH

Rok założenia — 1956

Miesięcznik, stron 48

## WYDAWNICTWO NOT

Adres redakcji: Warszawa, ul. Barbary 2, tel. 871-70

Treść czasopisma obejmuje zagadnienia związane z rozwojem przemysłu telekomunikacyjnego i eksploatację środków łączności: omawiane są najnowsze osiągnięcia w zakresie systemów, urządzeń i usług telekomunikacyjnych w kraju i za granicą, zagadnienia technologii i organizacji przemysłu oraz eksploatacji, opisy nowych asortymentów produkcyjnych, zasady działania i obsługi przyrządów i urządzeń telekomunikacyjnych. Zamieszczane są również sprawozdania z konferencji i zjazdów naukowo-technicznych oraz wystaw i praktyk zagranicznych, nowości techniczne, przeglądy wydawnictw, opisy usprawnień, komunikaty itp.

Czasopismo jest przeznaczone w pierwszym rzędzie dla techników i inżynierów zatrudnionych w przemyśle i eksploatacji.

**ZGŁASZAJCIE PRENUMERATĘ W URZĘDACH  
POCZTOWYCH i W PPK „RUCH”**