

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

BIBLIOTEKA
Instytutu Łączności

Nr. _____

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ZESZYT 2(4)
ROK III

WARSZAWA 1956

NAKŁADEM PAŃSTWOWYCH WYDAWNICTW TECHNICZNYCH

Komitet redakcyjny

Redaktor naczelny: prof. mgr inż. Józef Wójcikiewicz
Redaktorzy działowi: doc. mgr inż. Sylwester Jarkowski, inż. Aleksy Brodowski
Sekretarz Redakcji: Edward Tomkiel

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

SPIS TRESCI

1. Wilhelm Rotkiewicz — Emisje zakłócające powodowane przez odbiorniki radiofoniczne. Cz. I. Promieniowanie odbiornika oraz wrażliwość odbiornika na zakłócenia przenikające z sieci zasilającej 1
2. Tadeusz Bzowski, Lesław Kędzierski, Aleksander Piłpowski — Definicja i pomiar „użytkowej” czułości toru wizyjnego w odbiornikach telewizyjnych 44
3. Stefan Jasiński, Stefan Manczarski — Badanie prawdopodobieństwa odbioru krótkofalowych radiostacji dalekodystansowych dla częstotliwości poniżej mediany MUF i powyżej mediany MUF 52

СОДЕРЖАНИЕ

1. В. Роткевич — Помехи генерированные радиовещательными приёмниками 1
2. Т. Бзовски, Л. Кендзерски, А. Пилповски — Определение и измерение „используемой” чувствительности видео-канала в телевизионных приёмниках 44
3. С. Ясински, С. Манчарски — Исследование вероятности приёма коротковолновой радиосвязи на большие расстояния для частот ниже медианы максимальной приемимой частоты (МПЧ) и выше этой медианы 52

SUMMARY

1. W. Rotkiewicz — Disturbing radiation of broadcast receivers. Part I. Radiation of the receiver and its sensitivity to he disturbances from the power line 1
2. T. Bzowski, L. Kędzierski, A. Piłpowski — Definition and measurement of the „usable” sensitivity of the video channel in the video-receivers 44
3. S. Jasiński, S. Manczarski — Research of the probability of reception of long-range short-wave transmissions at frequencies below the median maximum usable frequency (MUF) and above this median frequency 52

RÉSUMÉ

1. W. Rotkiewicz — Emissions perturbatrices produites par les récepteurs radiophoniques. Le rayonnement du récepteur et la sensibilité du récepteur aux perturbations provenant du réseau d'alimentation 1
2. T. Bzowski, L. Kędzierski, A. Piłpowski — La définition et la mesure de la sensibilité „utilisable” du vidéo-canal dans les récepteurs de télévision 44
3. S. Jasiński, S. Manczarski — Recherche de la probabilité de réception d'ondes courtes à grande portée sur les fréquences au-dessous de la médiane de fréquence maximum utilisable (MUF) et au-dessus de cette fréquence médiane 52

ZUSAMMENFASSUNG

1. W. Rotkiewicz — Durch Rundfunkempfänger verursachte Störstrahlungen. Teil I. Die Strahlung des Empfängers und seine Empfindlichkeit gegenüber Störungen aus dem speisenden Netz 1
2. T. Bzowski, L. Kędzierski, A. Piłpowski — Begriff und Messung der „Nutz” — Empfindlichkeit des Bildkanals in Fernsehempfängern 44
3. S. Jasiński, S. Manczarski — Wahrscheinlichkeitsuntersuchung über Fernempfang von Kurzwellenstrahlern unterhalb MUF-Mediane und oberhalb derselben 52

WSZELKIE PRAWA ZASTRZEZONE

Rysunki dostarczył Komitet Redakcyjny

Redaktor techniczny B. Radzikowska

Korektorzy techniczni T. Arciszewska, E. Burkacka

PWT Warszawa 1956. Wydanie 1. Nakład 577. Ark. wyd. 7,3 Ark. druk. 5,65/A Format B5
Pap. druk. sat. kl. V, 70 g, 700×1000/16 prod. Zakł. Celulozowo-pap. im. J. Marchlewskiego
we Włocławku. Rękopis oddano do składania 16. I. 56, Podpisano do druku 21. III. 1956 r.
Druk ukończono 27. III. 1956. Symbol 80205/INB Cena zł 14.60

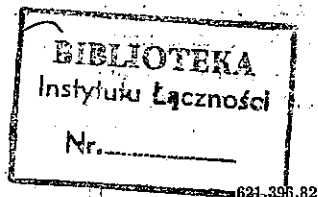
Zakłady Graficzne im. Marcina Kasprzaka w Poznaniu 250/I/56 — K-7-2076

PRACE INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

E R R A T A

Błędy dostrzeżone w druku

str	Wiersz	Jest	Powinno być
11	10 od góry	Z_s	Z_s
13	11 od góry	$j\omega C_2 Z_2$	$j\omega C_2' Z_2$
13	16 od góry	$\hat{U}_{h_{2s}}$	$\hat{U}'_{h_{2s}}$
14	3 od dołu	\hat{U}_h	U_h
16	tabl. 2 rubr. 6	5	1965
21	tabl. 5 rubr. 1 w. 1 od dołu	U_h [mV]	U'_h [mV]
22	9 od dołu	\hat{U}_h	\hat{U}'_h
29	w tytule tabl. 13 2 wiersz od góry	$E'_s E_z$	E'_s i E'_z
29	tabl. 13 rubr. 1 3 od dołu	E_z	E'_z
41	11 od góry	\hat{U}_{h3}	U_{h3}
49	2 od góry w tabli- cy rubr. 3	μ	μV
58	8 od dołu	$\frac{R}{2} s$ 95	$\frac{R}{2} \sin^2 \Delta \cong 95$



WILHELM ROTKIEWICZ

EMISJE ZAKŁÓCAJĄCE POWODOWANE PRZEZ ODBIORNIKI RADIOFONICZNE

Część I

PROMIENIOWANIE ODBIORNIKA ORAZ WRAŻLIWOŚĆ ODBIORNIKA NA ZAKŁÓCENIA PRZENIKAJĄCE Z SIECI ZASILAJĄCEJ

Rękopis dostarczono do IŁ 31. VIII. 1955

W pracy niniejszej rozpatrzono główne drogi przenikania napięć o częstotliwości heterodyny i o częstotliwości pośredniej z odbiornika superheterodynowego. Rozpatrzono również wrażliwość odbiornika na zakłócenia przenikające z sieci zasilającej. Omówiono szkodliwy wpływ dużej oporności uziemienia oraz zwrócono uwagę na związek między napięciami przenikającymi do obwodu anteny i do sieci zasilającej. Przeanalizowano wpływ filtrów sieciowych.

Podano wyniki pomiarów napięć w. cz. przenikających z odbiornika do obwodu anteny i do obwodu sieci. Przeprowadzono badania porównawcze skuteczności filtrów sieciowych zastosowanych zarówno w celu zmniejszenia napięć w. cz. przenikających z odbiornika do sieci, jak i zakłóceń przenikających z sieci do odbiornika. Wykazano, iż najskuteczniejsze działanie mają filtry dławikowe, natomiast filtry kondensatorowe mogą wywierać ujemny wpływ. Stwierdzono, że wpływ ekranu elektrostatycznego w transformatorze zasilającym jest stosunkowo mały, natomiast ekranowanie odbiornika ma duże znaczenie.

1. WSTĘP

Promieniowaniem odbiornika nazywamy niepożądane wysyłanie przez odbiornik energii wielkiej częstotliwości. Promieniowanie odbiornika odbywa się głównie za pośrednictwem anteny, uziemienia oraz sieci zasilającej, przy czym energia w. cz. rozchodzi się również po przewodach tej sieci.

Odbiorniki superheterodynowe wypromieniowują głównie energię o częstotliwości heterodyny i jej harmonicznym oraz o częstotliwości pośredniej.

Ponieważ określanie mocy wypromieniowanej przez odbiornik jest bardzo trudne, przeto zazwyczaj określa się wartości napięć o częstotliwości heterodyny i o częstotliwości pośredniej, jakie przenikają do obwodu anteny i do przewodów sieci zasilającej.

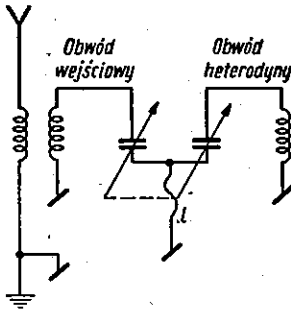
W pierwszym etapie prac związanych ze zmniejszeniem zakłóceń odbioru radiowego zmierzono napięcia o częstotliwości heterodyny i o częstotliwości pośredniej, przenikające do obwodu anteny i do przewodów sieci w kilku odbiornikach radio-

fonicznych oraz zbadano porównawczo skuteczność najprostszych filtrów sieciowych zmniejszających przenikanie tych napięć. Zbadano również wrażliwość odbiorników na zakłócenia przenikające z sieci zasilającej, gdyż tą drogą mogą przenikać napięcia zakłócające o częstotliwości heterodyny i o częstotliwości pośredniej pochodzące od innych odbiorników.

W drugim etapie będą zmierzone zasięgi promieniowania odbiorników, odpowiadające poprzednio określonym napięciom przenikania.

2. PRZENIKANIE NAPIĘĆ W. CZ.

Przenikanie napięć o częstotliwości heterodyny i o częstotliwości pośredniej do obwodu anteny jest spowodowane zazwyczaj istnieniem różnego rodzaju szkodliwych sprzężeń pomiędzy poszczególnymi obwodami. Charakterystycznymi przykładami są tu np. sprzężenia pojemnościowe, występujące w przełączniku zakresów fal, sprzężenia występujące za pośrednictwem lampy mieszającej lub sprzężenia obwodu heterodyny z obwodem wejściowym za pośrednictwem indukcyjności doprowadzenia rotorów kondensatorów zmiennych (rys. 1). Może również występować bezpośrednio oddziaływanie heterodyny na przewody sieci zasilającej.



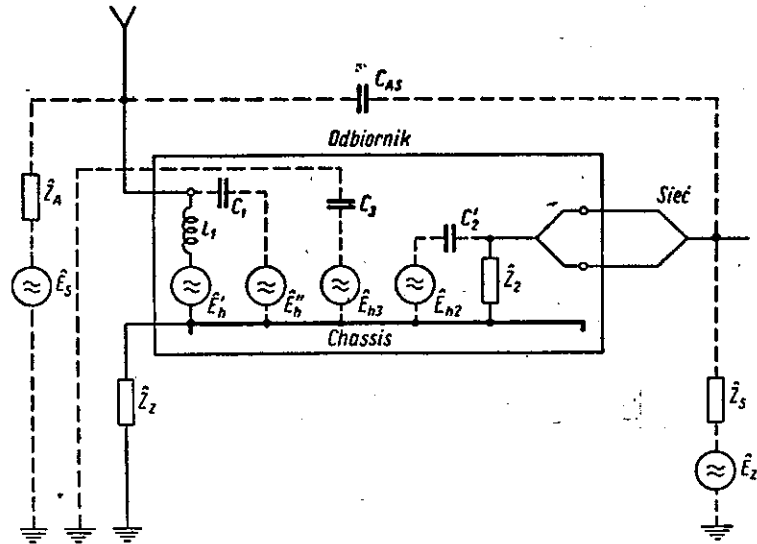
Rys. 1. Szkodliwe sprzężenie obwodu heterodyny z obwodem wejściowym za pośrednictwem indukcyjności doprowadzenia rotorów L

Jeżeli do obwodu anteny przenika napięcie niepożądane (np. o częstotliwości heterodyny), to jednocześnie występuje przenikanie tego napięcia również i do przewodów sieci zasilającej. Duży wpływ na przenikanie napięcia wywiera oporność uziemienia Z_z , jak to ilustruje rys. 2. Na tym rysunku pokazane są siły elektromotoryczne: sygnału — E_s , zakłócenia — E_z (składowa niesymetryczna) oraz o częstotliwości heterodyny — E'_h , E''_h , E_{h2} i E_{h3} . Siła elektromotoryczna E'_h jest wzbudzona w cewce L_1 obwodu wejściowego, E''_h — wywiera wpływ na obwód anteny przez pojemność szkodliwą C_1 , a E_{h2} — wywiera wpływ na

przewody sieci zasilającej przez pojemność szkodliwą C'_2 . Możliwe jest również sprzężenie indukcyjne heterodyny z przewodami sieci. E_{h3} przedstawia siłę elektromotoryczną (3) występującą w obwodzie mającym względem ziemi szkodliwą pojemność C_3 . Pojemność ta jest bardzo mała, lecz przy dużej wartości E_{h3} może powodować przenikanie znacznych dodatkowych prądów o częstotliwości heterodyny do obwodu anteny i do sieci zasilającej. Pojemność C_{AS} oznacza pojemność występującą między anteną a przewodami sieci. Oporność Z_s oznacza oporność przewodów sieci względem ziemi dla składowych niesymetrycznych napięć, oporność Z_A oznacza oporność anteny, a oporność Z_z — oporność uziemienia. Oporność Z_2 oznacza oporność pozorną występującą między przewodami sieci a chassis odbiornika. Jeżeli pojedyncze przewody sieci mają względem chassis oporności Z'_2 i Z''_2 , to Z_2 jest opornością wypadkową równolegle połączonych oporności Z'_2 i Z''_2 .

Oporność Z_2 jest opornością zespoloną, której składowa rzeczywista i urojona zależą od częstotliwości oraz od układu odbiornika (zasilacz). W układzie równoważnym (rys. 3) można przyjmować, że oporność pozorną Z_2 składa się z równolegle połączonych oporności: rzeczywistej R_2 i pojemności C_2 lub indukcyjności L_2 .

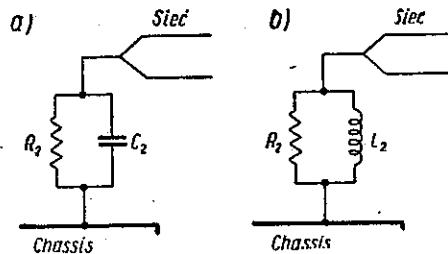
W zakresie fal długich i średnich zazwyczaj występuje pojemność, a w zakresie fal krótkich — indukcyjność. Przykład przebiegu R_2 , C_2 i L_2 w funkcji częstotliwości jest przedstawiony na rys. 4. Wartości te zostały zmierzone za pomocą mostka



Rys. 2. Siły elektromotoryczne i oporności występujące w urządzeniu odbiorczym

wielkiej częstotliwości dla odbiornika typu Mazur, w którym transformator sieciowy ma ekran elektrostatyczny. Układ pomiarowy jest przedstawiony na rys. 5.

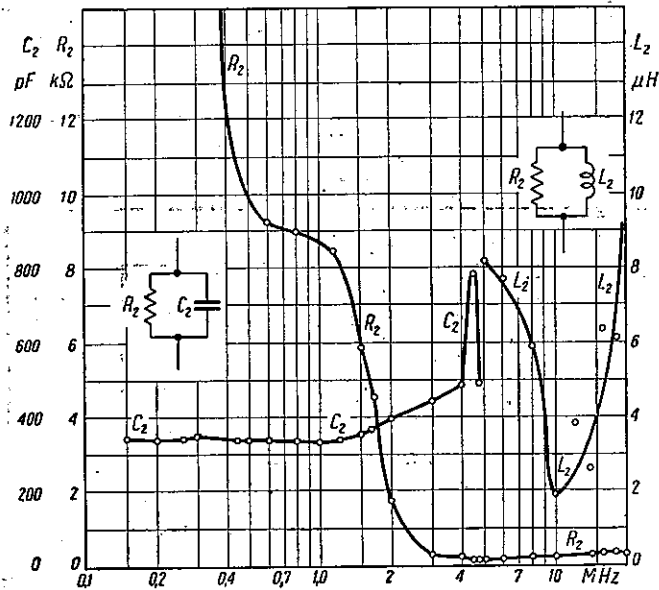
W odbiornikach uniwersalnych, nie mających dławików przeciwzakłóceńowych w obwodzie zasilania, przewody sieci mają bardzo małą oporność względem chassis.



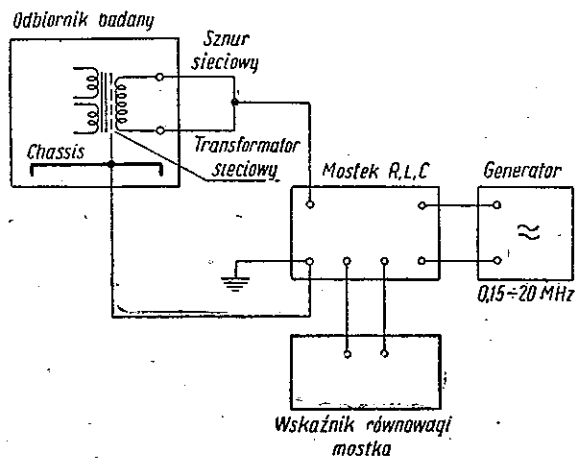
Rys. 3. Układy równoważne zastępujące oporność \hat{Z}_2 pokazaną na rys. 2

- a) układ odpowiadający zakresowi fal długich i średnich,
b) układ odpowiadający zakresowi fal krótkich

W zakresie fal długich i średnich można przyjmować w takich odbiornikach, że przewody sieci są bezpośrednio połączone z chassis, a w zakresie fal krótkich, jak wykazały pomiary przeprowadzone w układzie podanym na rys. 5, występuje oporność rzeczywista rzędu kilku kiloomów i równolegle włączona indukcyjność rzędu kilku mikrohenrów.

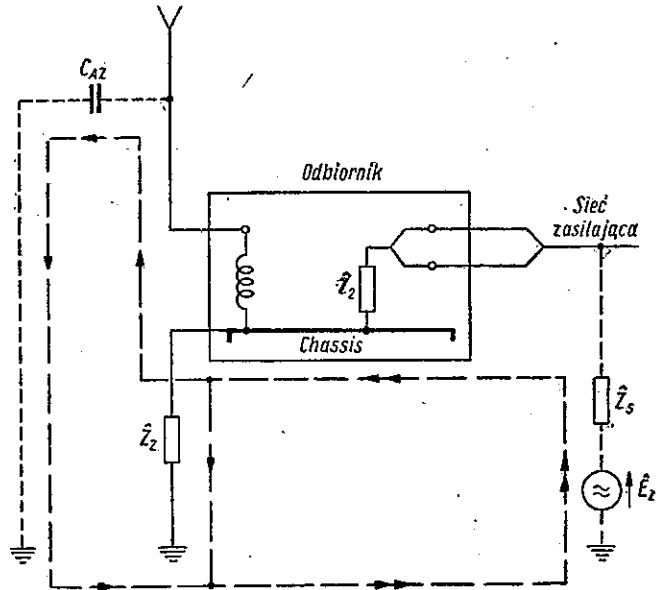


Rys. 4. Przebiegi zależności oporności, pojemności i indukcyjności, jakie występują między przewodami sieci a chassis odbiornika w funkcji częstotliwości

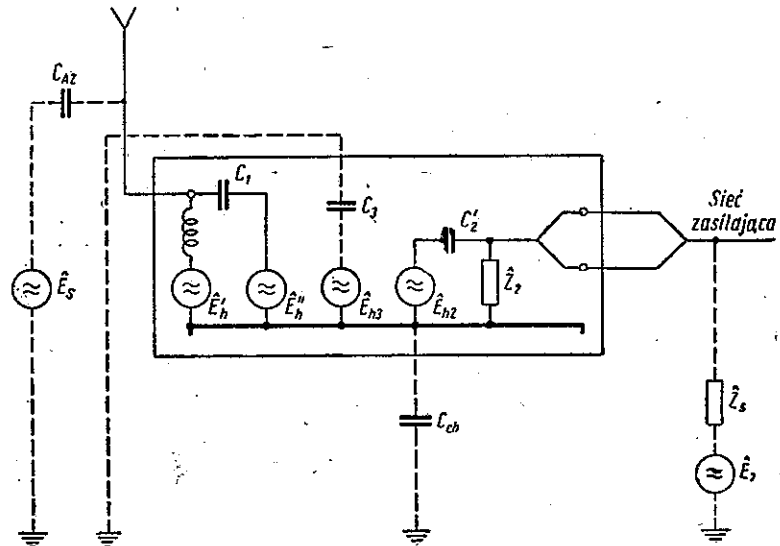


Rys. 5. Układ do pomiaru oporności między przewodami sieci a chassis odbiornika

Oporność pozorną Z_2 może wywierać duży wpływ na przenikanie prądów niepożądanych z odbiornika do sieci i z sieci do odbiornika. Przy tym mogą występować zjawiska rezonansowe związane z istnieniem pojemności C_2 lub indukcyjności L_2 oraz innych indukcyjności i pojemności układu odbiorczego.



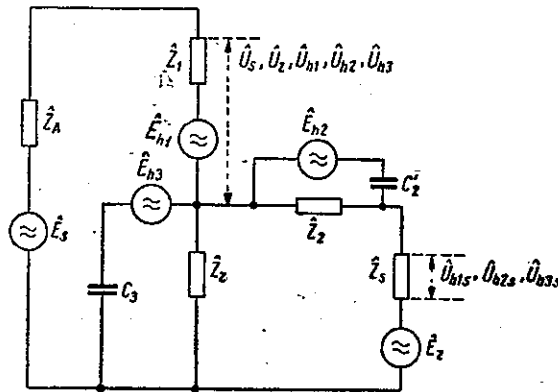
Rys. 6. Rozpiływ prądów zakłóceń, przenikających z sieci zasilającej do odbiornika pracującego z anteną otwartą



Rys. 7. Praca odbiornika bez uziemienia

Rozpatrując przenikanie zakłóceń z sieci do odbiornika będziemy się opierać na rozpiływie prądów zakłócających zgodnie z rys. 6. Nie będziemy brali pod uwagę prądów zakłócających przenikających do obwodu anteny przez pojemność antena-sieć C_{AS} (rys. 2), gdyż przenikanie zakłóceń tą drogą stanowi odrębne zagadnienie.

Dodatkowego omówienia wymaga często spotykany w praktyce przypadek odbioru bez uziemienia. Odpowiedni układ jest przedstawiony na rys. 7. Pojemność C_{ch} oznacza na tym rysunku pojemność chassis wraz z całym odbiornikiem względem ziemi. Pojemność ta może wynosić kilkanaście lub kilkadziesiąt pikofaradów, stanowi więc w zakresie fal długich i średnich dużą oporność pojemnościową (reaktancję). Dla odbiornika typu Mazur pojemność ta wynosi około 25 pF. W przypadku więc pracy bez uziemienia rozptył prądów pochodzących od sygnału i od zakłóceń może ulec znacznej zmianie i może się stać mniej korzystny niż w przypadku pracy nawet ze złym uziemieniem o dużej oporności. Czulość odbiornika może się zmienić, lecz w znacznie większym stopniu ulegnie zmianie rozptył prądów zakłóceńowych i zwiększy się spadek napięcia zakłóceń na oporności wejściowej odbiornika Z_1 (rys. 8). Również ulegnie zmianie napięcie o częstotliwości heterodyny, przenikające



Rys. 8. Uproszczony układ równoważny układowi przedstawionemu na rys. 2

do obwodu anteny i do przewodów sieci. W rezultacie stosunek napięcia sygnału do napięcia zakłóceń może ulec znacznemu pogorszeniu. Obliczenie tego stosunku oraz obliczenie napięć o częstotliwości heterodyny, przenikających do obwodu anteny i do sieci zasilającej, można przeprowadzić rozpatrując uproszczony układ, równoważny układowi przedstawionemu na rys. 2. Tego rodzaju układ równoważny jest przedstawiony na rys. 8. W układzie tym siły elektromotoryczne E'_h i E''_h są zastąpione jedną siłą elektromotoryczną E_{h1} . Z_1 oznacza oporność wejściową odbiornika, na której występują spadki napięcia sygnału U_s , napięcia zakłóceń U_z oraz spadki napięcia o częstotliwości heterodyny U_{h1} , U_{h2} i U_{h3} , odpowiadające siłom elektromotorycznym E_{h1} , E_{h2} i E_{h3} . E_s oznacza siłę elektromotoryczną sygnału odebranego przez antenę o oporności wewnętrznej Z_A , a E_z oznacza siłę elektromotoryczną składowej niesymetrycznej zakłóceń wzbudzonych w sieci zasilającej. Z_s oznacza oporność sieci względem ziemi, a Z_2 — oporność uziemienia.

Pojemności C'_2 i C_3 , przez które płyną prądy o częstotliwości heterodyny, są bardzo małe i przy dalszych rozważaniach są brane pod uwagę tylko w następujących przypadkach:

pojemność C'_2 — przy obliczaniu napięć o częstotliwości heterodyny U_{h2} i U_{h2s} wywołanych siłą elektromotoryczną E_{h2} ,

pojemność C_3 — przy obliczaniu napięć o częstotliwości heterodyny U_{h3} i U_{h3s} wywołanych siłą elektromotoryczną E_{h3} .

Jak wynika z układu podanego na rys. 8, napięcie sygnału \dot{U}_s oraz napięcie zakłóceń \dot{U}_z wyrażają się wzorami:

$$\dot{U}_s = \frac{\dot{E}_s Z_1}{Z_A + Z_1 + \frac{Z_z (Z_s + Z_2)}{Z_z + Z_s + Z_2}} = \frac{\dot{E}_s Z_1 (Z_z + Z_s + Z_2)}{(Z_s + Z_2)(Z_z + Z_1 + Z_A) + Z_z (Z_1 + Z_A)} \quad [1]$$

$$\dot{U}_z = \frac{\dot{E}_z Z_1 Z_z}{(Z_s + Z_2)(Z_z + Z_1 + Z_A) + Z_z (Z_1 + Z_A)} \quad [2]$$

Zakładając, że siły elektromotoryczne sygnału i zakłócenia są jednakowe

$$\dot{E}_s = \dot{E}_z \quad [3]$$

znajdujemy stosunek napięcia sygnału \dot{U}_s do napięcia zakłócenia \dot{U}_z

$$\frac{\dot{U}_s}{\dot{U}_z} = \frac{Z_z + Z_s + Z_2}{Z_z} = \frac{Z_s + Z_2}{Z_z} + 1 \quad [4]$$

Z otrzymanego wzoru wynika, że stosunek napięcia sygnału do napięcia zakłócenia zależy jedynie od oporności Z_s , Z_2 i Z_z , natomiast nie zależy ani od oporności wejściowej odbiornika Z_1 , ani od oporności anteny Z_A .

Jeżeli oporność uziemienia jest bardzo duża, czyli gdy

$$Z_z \rightarrow \infty \quad \text{to} \quad \frac{\dot{U}_s}{\dot{U}_z} \rightarrow 1 \quad [5]$$

w przypadku zaś bardzo małej oporności uziemienia mamy odbiór bez zakłóceń, gdyż

$$\frac{\dot{U}_s}{\dot{U}_z} \rightarrow \infty \quad \text{gdy} \quad Z_z \rightarrow 0 \quad [6]$$

Rozpatrując przenikanie napięć o częstotliwości heterodyny należy zwrócić uwagę, że w układzie równoważnym (rys. 8) mamy trzy siły elektromotoryczne o częstotliwości heterodyny (\dot{E}_{h1} , \dot{E}_{h2} i \dot{E}_{h3}). W związku z tym napięcia o częstotliwości heterodyny przenikające do obwodu anteny i do sieci zasilającej mają również po trzy składowe: \dot{U}_{h1} , \dot{U}_{h2} i \dot{U}_{h3} , występujące na oporności wejściowej odbiornika Z_1 , oraz \dot{U}_{h1s} , \dot{U}_{h2s} i \dot{U}_{h3s} , występujące na oporności sieci Z_s . Składowe te obliczymy na zasadzie superpozycji, biorąc pod uwagę kolejno każdą z sił elektromotorycznych \dot{E}_{h1} , \dot{E}_{h2} i \dot{E}_{h3} . Napięcia wypadkowe obliczymy jako sumę napięć składowych

$$\dot{U}_h = \dot{U}_{h1} + \dot{U}_{h2} + \dot{U}_{h3} \quad [7]$$

$$\dot{U}_{hs} = \dot{U}_{h1s} + \dot{U}_{h2s} + \dot{U}_{h3s} \quad [8]$$

Napięcia \dot{U}_{h1} oraz \dot{U}_{h1s} powstające pod wpływem siły elektromotorycznej \dot{E}_{h1} można obliczyć ze wzorów:

$$\dot{U}_{h1} = \frac{\dot{E}_{h1} [Z_A (Z_z + Z_s + Z_2) + Z_z (Z_s + Z_2)]}{(Z_1 + Z_A)(Z_z + Z_s + Z_2) + Z_z (Z_s + Z_2)} \quad [9]$$

$$\dot{U}_{h1s} = \frac{\dot{E}_{h1} Z_z Z_s}{(Z_1 + Z_A)(Z_z + Z_s + Z_2) + Z_z (Z_s + Z_2)} \quad [10]$$

Ze wzorów [9] i [10] znajdujemy stosunek napięć

$$\frac{\dot{U}_{h1}}{\dot{U}_{h1s}} = \frac{Z_A (Z_z + Z_s + Z_2) + Z_z (Z_s + Z_2)}{Z_z Z_s} \quad [11]$$

Napięcia \hat{U}_{h2} i \hat{U}_{h2s} powstające pod wpływem siły elektromotorycznej \hat{E}_{h2} można wyrazić wzorami:

$$\hat{U}_{h2} = \frac{j\omega C_2' \hat{E}_{h2} Z_1 Z_2 Z_z}{(Z_2 + Z_s)(Z_z + Z_1 + Z_A) + Z_z(Z_1 + Z_A) + j\omega C_2' Z_2 [Z_s(Z_z + Z_1 + Z_A) + Z_z(Z_1 + Z_A)]} \quad [12]$$

$$\hat{U}_{h2s} = \frac{j\omega C_2' \hat{E}_{h2} Z_2 Z_s (Z_z + Z_1 + Z_A)}{(Z_2 + Z_s)(Z_z + Z_1 + Z_A) + Z_z(Z_1 + Z_A) + j\omega C_2' Z_2 [Z_s(Z_z + Z_1 + Z_A) + Z_z(Z_1 + Z_A)]} \quad [13]$$

Ze wzorów [12 i 13] znajdujemy stosunek napięć

$$\frac{\hat{U}_{h2}}{\hat{U}_{h2s}} = \frac{Z_1 Z_z}{Z_s (Z_z + Z_1 + Z_A)} \quad [14]$$

Napięcia \hat{U}_{h3} i \hat{U}_{h3s} powstające pod wpływem siły elektromotorycznej \hat{E}_{h3} można wyrazić wzorami:

$$\hat{U}_{h3} = \frac{j\omega C_3 \hat{E}_{h3} Z_1 Z_z (Z_2 + Z_s)}{Z_z(Z_2 + Z_s) + Z_z(Z_1 + Z_A) + (Z_1 + Z_A)(Z_2 + Z_s) + j\omega C_3 Z_z (Z_2 + Z_s)(Z_1 + Z_A)} \quad [15]$$

$$\hat{U}_{h3s} = \frac{j\omega C_3 \hat{E}_{h3} Z_s Z_z (Z_1 + Z_A)}{Z_z(Z_2 + Z_s) + Z_z(Z_1 + Z_A) + (Z_1 + Z_A)(Z_2 + Z_s) + j\omega C_3 Z_z (Z_2 + Z_s)(Z_1 + Z_A)} \quad [16]$$

Ze wzorów [15 i 16] znajdujemy stosunek napięć:

$$\frac{\hat{U}_{h3}}{\hat{U}_{h3s}} = \frac{Z_1 (Z_2 + Z_s)}{Z_s (Z_1 + Z_A)} \quad [17]$$

Ze wzorów [11, 14 i 17] wynika, że poszczególne składowe napięcia o częstotliwości heterodyny przenikające do obwodu anteny są ściśle związane z odpowiednimi składowymi napięciami przenikającego do sieci zasilającej.

Jeżeli oporność uziemienia jest bardzo mała $Z_z \approx 0$, wzory [9, 10, 12, 13, 15 i 16] upraszczają się do postaci:

$$\hat{U}_{h1} \approx \frac{\hat{E}_{h1} Z_A}{Z_1 + Z_A} \quad [18]$$

$$\hat{U}_{h1s} \approx 0 \quad [19]$$

$$\hat{U}_{h2} \approx 0 \quad [20]$$

$$\hat{U}_{h2s} \approx \frac{j\omega C_2' \hat{E}_{h2} Z_2 Z_s}{Z_2 + Z_s + j\omega C_2' Z_2 Z_s} \quad [21]$$

$$\hat{U}_{h3} = 0 \quad [22]$$

$$\hat{U}_{h3s} = 0 \quad [23]$$

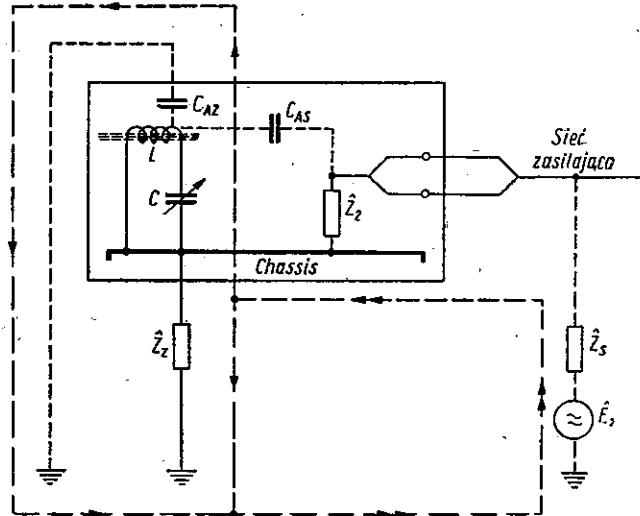
Jeżeli odbiornik pracuje bez uziemienia, to do wzorów [9, 10, 12, 13, 15 i 16] należy podstawić:

$$Z_z = \frac{1}{j\omega C_{ch}} \quad [24]$$

Napięcie o częstotliwości pośredniej przenika do obwodu anteny i do sieci zasilającej podobnymi drogami, jak pokazano na rys. 2 dla napięcia o częstotliwości heterodyny. Można więc w układzie równoważnym na rys. 3 siły elektromotoryczne \hat{E}_{h1} , \hat{E}_{h2} i \hat{E}_{h3} zastąpić odpowiednimi siłami elektromotorycznymi o częstotliwości pośredniej \hat{E}_{p1} , \hat{E}_{p2} i \hat{E}_{p3} oraz wprowadzić zamiast pojemności sprzęgającej C_2' inną pojemność C_2'' , a zamiast pojemności C_3 inną pojemność C_{3p} . Wówczas odpowiednie

napięcia o częstotliwości pośredniej przenikające do obwodu anteny i do sieci zasilającej można obliczać ze wzorów wyprowadzonych dla napięć o częstotliwości heterodyny.

Odbiorniki z antenami ramowymi i ferrytowymi stanowią osobną grupę. Do normalnej pracy odbiornika z anteną ramową lub ferrytową uziemienie nie jest potrzebne, lecz ze względu na przenikanie zakłóceń z sieci zasilającej zastosowanie dobrego uziemienia jest bardzo korzystne. Wynika to z rozplywu prądów zakłóceń, przedstawionego na rys. 9. Na tym rysunku C_{AZ} oznacza pojemność anteny ferrytowej



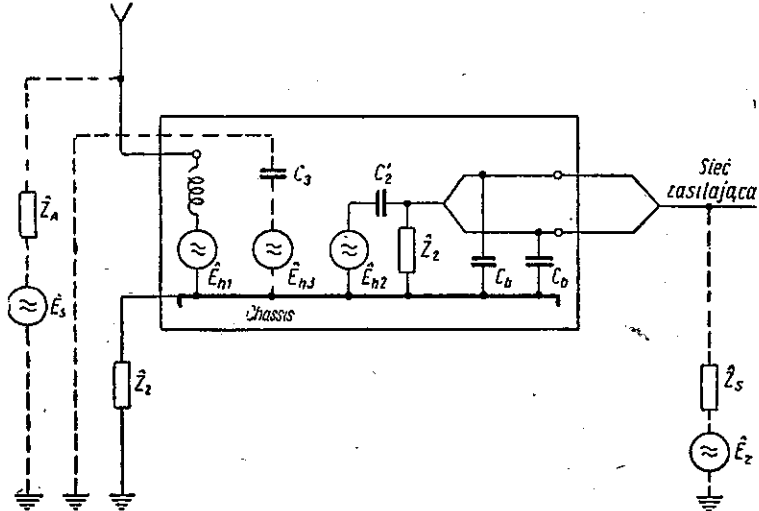
Rys. 9. Rozplyw prądów zakłóceń, przenikających z sieci zasilającej do odbiornika pracującego z anteną ferrytową nieekranowaną

(tj. cewki umieszczonej na pręcie ferrytowym) względem ziemi. Im gorsze jest uziemienie, tj. im większa jest oporność uziemienia Z_z , tym większy prąd zakłóceń zamkłada się przez obwód rezonansowy anteny ferrytowej. Przenikanie prądów zakłóceń z sieci zasilającej do obwodu anteny ferrytowej jest możliwe również za pośrednictwem sprzężenia indukcyjnego lub przez pojemność antena ferrytowa-sieć C_{AS} . Przez zastosowanie ekranu elektrostatycznego osłaniającego obwód anteny ferrytowej można uzyskać znaczne zmniejszenie pojemności C_{AZ} i C_{AS} . Wówczas przenikanie prądów zakłóceń z sieci zasilającej będzie znacznie mniejsze.

3. SKUTECZNOŚĆ FILTRÓW SIECIOWYCH

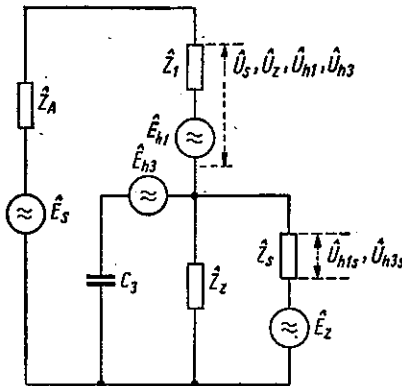
Stosowanie częstokroć spotykanych w praktyce filtrów kondensatorowych, blokujących przewody sieci zasilającej do chassis odbiornika, tj. włączonych równolegle do oporności Z_2 , nie zawsze jest celowe. Bowiem kondensatory tak włączone tłumią skutecznie jedynie składowe napięcie o częstotliwości heterodyny U_{h2} i U_{h2s} wywołane siłą elektromotoryczną E_{h2} , co wynika zarówno bezpośrednio z układu pokazanego na rys. 10, jak i ze wzorów [12 i 13]. W tych wzorach oporność Z_2 występuje w liczniku; gdy z powodu równoległego włączenia kondensatorów C_b o dużej pojemności moduł wypadkowej oporności $Z_2 \rightarrow 0$, to również i składowe napięcia o częstotliwości heterodyny $U_{h2} \rightarrow 0$ i $U_{h2s} \rightarrow 0$.

Jednak włączenie kondensatorów C_b równoległe do oporności Z_2 może spowodować wzrost składowych napięcia o częstotliwości heterodyny \hat{U}_{h1} , \hat{U}_{h1s} oraz \hat{U}_{h3s} , wywołanych siłami elektromotorycznymi \hat{E}_{h1} i \hat{E}_{h3} , co wynika ze wzorów [9, 10 i 16] oraz



Rys. 10. Odbiornik pracujący z anteną otwartą i kondensatorami przeciwzakłóceniovymi C_b blokującymi przewody sieci zasilającej do chassis odbiornika

z układu równowaznego, pokazanego na rys. 11. Na tym rysunku dla uproszczenia pominięto oporność Z_2 przyjmując, że dzięki dostatecznie dużej wartości pojemności C_b , oporność Z_2 jest praktycznie zwarta. Ponadto z powodu włączenia kondensatorów C_b może zwiększyć się przenikanie prądów zakłóceniovych z sieci zasilającej do odbiornika, co jest zgodne ze wzorem [2].



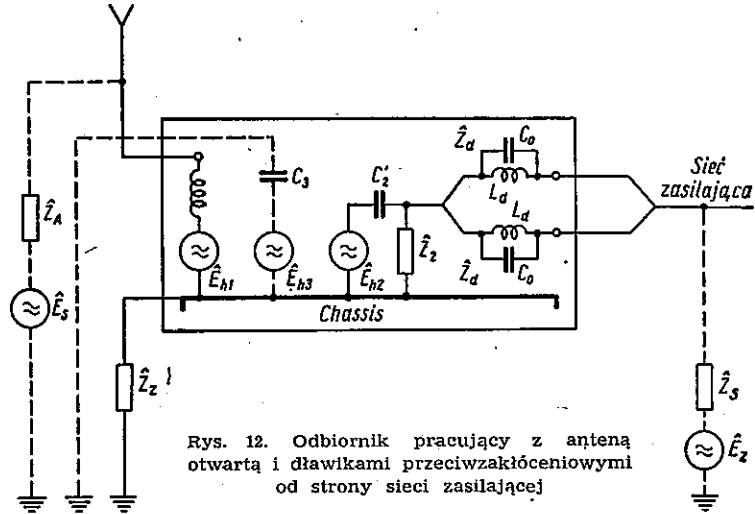
Rys. 11. Uproszczony układ równowazny układowi przedstawionemu na rys. 10

W wyniku tego może pogorszyć się stosunek napięcia sygnału do napięcia zakłócenia (wzór 4).

Jeżeli więc w celu zwiększenia napięć \hat{U}_{h2} i \hat{U}_{h2s} są zastosowane kondensatory C_b (włączone równoległe do oporności Z_2), to jak wynika z układu równowaznego, przedstawionego na rys. 11, pożądane jest zastosowanie również dławików, włączonych szeregowo z przewodami sieci. Wówczas ulegną zmniejszeniu również składowe napięć o częstotliwości heterodyny \hat{U}_{h1} , \hat{U}_{h1s} i \hat{U}_{h3s} oraz zmaleje napięcie zakłóceń \hat{U}_z , wywołane siłą elektromotoryczną \hat{E}_z .

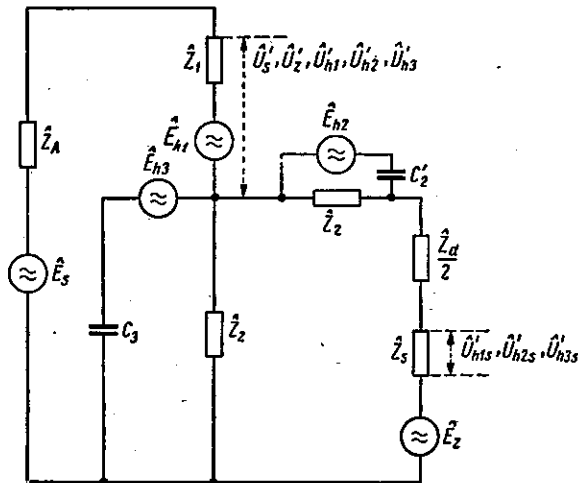
Układ z dławikami przeciwzakłóceniovymi L_d jest przedstawiony na rys. 12. Na tym rysunku C_0 oznacza pojemność własną dławika. Jeżeli są jednocześnie włączone kondensatory blokujące C_b , to do oporności Z_2 można dodać równoległe pojemność $2C_b$, co wpłynie tylko na wartość oporności wypadkowej Z_2 , lecz nie zmieni postaci wyprowadzonych wzorów ogólnych, słusznych przy dowolnej wartości oporności Z_2 . Należy jednak mieć na uwadze, że wartość pojemności kondensatorów C_b powinna

być dostatecznie duża, aby częstotliwość rezonansowa obwodu składającego się z indukcyjności $\frac{1}{2}L_d$ i z pojemności $2C_b$ była znacznie mniejsza od najmniejszej częstotliwości sygnału, tj. od 150 kHz.



Rys. 12. Odbiornik pracujący z anteną otwartą i dławikami przeciwzakłóceniovymi od strony sieci zasilającej

W układzie równoważnym, pokazanym na rys. 13, oba przewody sieci są zastąpione jednym, w związku z czym występuje połowa oporności pozornej dławika $Z_d/2$. Ponieważ oporność dławika $Z_d/2$ jest połączona szeregowo z opornością sieci Z_s ,



Rys. 13. Uproszczony układ równoważny układowi przedstawionemu na rys. 12

przeto stosunek napięcia sygnału U'_s do napięcia zakłócenia U'_z znajdziemy na podstawie wzoru [4] dodając do oporności Z_s oporność $Z_d/2$:-

$$\frac{U'_s}{U'_z} = \frac{Z_s + \frac{Z_d}{2} + Z_z}{Z_z} + 1 = \frac{Z_s}{Z_z} + \frac{Z_z}{Z_z} + \frac{Z_d}{2Z_z} + 1 \quad [25]$$

Jeżeli oporność dławika jest bardzo duża w porównaniu z opornościami Z_2 i Z_s , to w przybliżeniu można przyjąć:

$$\frac{U'_s}{U'_z} \approx \frac{Z_d}{2Z_z} \quad [26]$$

Skuteczność działania dławików znajdujemy ze wzorów [25 i 4]:

$$\frac{U'_s}{U'_z} = \frac{Z_z + Z_s + Z_2 + \frac{Z_d}{2}}{Z_z + Z_s + Z_2} = \frac{Z_d}{2(Z_z + Z_s + Z_2)} + 1 \quad [27]$$

Napięcie o częstotliwości heterodyny, przenikające do obwodu anteny i do sieci zasilającej na podstawie układu równoważnego z rys. 13 można wyrazić wzorami:

$$U'_{h1} = \frac{E_{h1} \left[Z_A \left(Z_z + Z_s + Z_2 + \frac{Z_d}{2} \right) + Z_z \left(Z_s + Z_2 + \frac{Z_d}{2} \right) \right]}{(Z_1 + Z_A) \left(Z_z + Z_s + Z_2 + \frac{Z_d}{2} \right) + Z_z \left(Z_s + Z_2 + \frac{Z_d}{2} \right)} \quad [28]$$

$$U'_{h1s} = \frac{E_{h1} Z_z Z_s}{(Z_1 + Z_A) \left(Z_z + Z_s + Z_2 + \frac{Z_d}{2} \right) + Z_z \left(Z_s + Z_2 + \frac{Z_d}{2} \right)} \quad [29]$$

$$U'_{h2} = \frac{j\omega C'_2 E_{h2} Z_1 Z_2 Z_z}{\left[\left(Z_2 + Z_s + \frac{Z_d}{2} \right) (Z_z + Z_1 + Z_A) + Z_z (Z_1 + Z_A) + \right.} \quad [30]$$

$$\left. + j\omega C'_2 Z_2 \left[\left(Z_s + \frac{Z_d}{2} \right) (Z_z + Z_1 + Z_A) + Z_z (Z_1 + Z_A) \right] \right]}$$

$$U'_{h2s} = \frac{j\omega C'_2 E_{h2} Z_2 Z_s (Z_z + Z_1 + Z_A)}{\left[\left(Z_2 + Z_s + \frac{Z_d}{2} \right) (Z_z + Z_1 + Z_A) + Z_z (Z_1 + Z_A) + \right.} \quad [31]$$

$$\left. + j\omega C'_2 Z_2 \left[\left(Z_s + \frac{Z_d}{2} \right) (Z_z + Z_1 + Z_A) + Z_z (Z_1 + Z_A) \right] \right]}$$

$$U'_{h3} = \frac{j\omega C_3 E_{h3} Z_1 Z_z \left(Z_2 + Z_s + \frac{Z_d}{2} \right)}{\left[Z_z \left(Z_2 + Z_s + \frac{Z_d}{2} \right) + Z_z (Z_1 + Z_A) + (Z_1 + Z_A) \left(Z_2 + Z_s + \frac{Z_d}{2} \right) + \right.} \quad [32]$$

$$\left. + j\omega C_3 Z_z \left(Z_2 + Z_s + \frac{Z_d}{2} \right) (Z_1 + Z_A) \right]}$$

$$U'_{h3s} = \frac{j\omega C_3 E_{h3} Z_s Z_z (Z_1 + Z_A)}{\left[Z_z \left(Z_2 + Z_s + \frac{Z_d}{2} \right) + Z_z (Z_1 + Z_A) + (Z_1 + Z_A) \left(Z_2 + Z_s + \frac{Z_d}{2} \right) + \right.} \quad [33]$$

$$\left. + j\omega C_3 Z_z \left(Z_2 + Z_s + \frac{Z_d}{2} \right) (Z_1 + Z_A) \right]}$$

Porównując te wzory ze wzorami [9, 10, 12, 13, 15 i 16] wyprowadzonymi dla pracy odbiornika bez dławików (układ równoważny, rys. 8), znajdujemy skuteczność działania dławików:

$$\frac{U_{h1}}{U_{h1}^0} = \frac{[Z_A(Z_z + Z_s + Z_2) + Z_z(Z_s + Z_2)] \left[(Z_1 + Z_A) \left(Z_z + Z_s + Z_2 + \frac{Z_d}{2} \right) + \right.}{[(Z_1 + Z_A)(Z_z + Z_s + Z_2) + Z_z(Z_s + Z_2)] \left[Z_A \left(Z_z + Z_s + Z_2 + \frac{Z_d}{2} \right) + \right.} \\ \left. \left. + Z_z \left(Z_s + Z_2 + \frac{Z_d}{2} \right) \right] \right]}{+ Z_z \left(Z_s + Z_2 + \frac{Z_d}{2} \right)} \quad [34]$$

$$\frac{U_{h1s}}{U_{h1s}^0} = \frac{(Z_1 + Z_A) \left(Z_z + Z_s + Z_2 + \frac{Z_d}{2} \right) + Z_z \left(Z_s + Z_2 + \frac{Z_d}{2} \right)}{(Z_1 + Z_A)(Z_z + Z_s + Z_2) + Z_z(Z_s + Z_2)} \quad [35]$$

$$\frac{U_{h2}}{U_{h2}^0} = \frac{\left(Z_2 + Z_s + \frac{Z_d}{2} \right) (Z_z + Z_1 + Z_A) + Z_z(Z_1 + Z_A) + j\omega C_2 Z_2 \left[\left(Z_s + \frac{Z_d}{2} \right) (Z_z + Z_1 + \right.}{(Z_2 + Z_s)(Z_z + Z_1 + Z_A) + Z_z(Z_1 + Z_A) + j\omega C_2 Z_2 [Z_s(Z_z + Z_1 + Z_A) +} \\ \left. + Z_A) + Z_z(Z_1 + Z_A) \right]}{+ Z_z(Z_1 + Z_A)} \quad [36]$$

$$\frac{U_{h2s}}{U_{h2s}^0} = \frac{\left(Z_2 + Z_s + \frac{Z_d}{2} \right) (Z_z + Z_1 + Z_A) + Z_z(Z_1 + Z_A) + j\omega C_2 Z_2 \left[\left(Z_s + \frac{Z_d}{2} \right) (Z_z + Z_1 + \right.}{(Z_2 + Z_s)(Z_z + Z_1 + Z_A) + Z_z(Z_1 + Z_A) + j\omega C_2 Z_2 [Z_s(Z_z + Z_1 +} \\ \left. + Z_A) + Z_z(Z_1 + Z_A) \right]}{+ Z_A) + Z_z(Z_1 + Z_A)} \quad [37]$$

$$\frac{U_{h3}}{U_{h3}^0} = \frac{(Z_2 + Z_s) \left[Z_z \left(Z_2 + Z_s + \frac{Z_d}{2} \right) + Z_z(Z_1 + Z_A) + (Z_1 + Z_A) \left(Z_2 + Z_s + \frac{Z_d}{2} \right) + \right.}{\left(Z_2 + Z_s + \frac{Z_d}{2} \right) [Z_z(Z_2 + Z_s) + Z_z(Z_1 + Z_A)(Z_2 + Z_s) +} \\ \left. + j\omega C_3 Z_z \left(Z_2 + Z_s + \frac{Z_d}{2} \right) (Z_1 + Z_A) \right]}{+ j\omega C_3 Z_z (Z_2 + Z_s)(Z_1 + Z_A)} \quad [38]$$

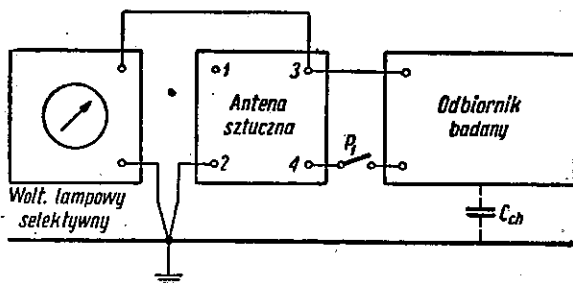
$$\frac{U_{h3s}}{U_{h3s}^0} = \frac{Z_z \left(Z_2 + Z_s + \frac{Z_d}{2} \right) + Z_z(Z_1 + Z_A) + (Z_1 + Z_A) \left(Z_2 + Z_s + \frac{Z_d}{2} \right) + j\omega C_3 Z_z \left(Z_2 + \right.}{Z_z(Z_2 + Z_s) + Z_z(Z_1 + Z_A) + (Z_1 + Z_A)(Z_2 + Z_s) + j\omega C_3 Z_z (Z_2 +} \\ \left. + Z_s + \frac{Z_d}{2} \right) (Z_1 + Z_A)}{+ Z_s) (Z_1 + Z_A)} \quad [39]$$

Wyżej wyprowadzone wzory ujmują w przybliżeniu jedynie najbardziej charakterystyczne przypadki przenikania napięć zakłócających z odbiornika i do odbiornika i bynajmniej nie wyczerpują całości zagadnienia, które jest bardzo skomplikowane. Nie została rozpatrzona np. możliwość przenikania napięć o częstotliwości heterodiny i o częstotliwości pośredniej przez obwody żarzenia i transformator sieciowy.

Wpływ ekranu elektrostatycznego, stosowanego w transformatorze sieciowym między uzwojeniem pierwotnym a pozostałymi uzwojeniami, został zbadany w dwóch odbiornikach. Stwierdzono, że działanie takiego ekranu nie wywiera zasadniczego wpływu na przenikanie zakłóceń, jednak stosowanie ekranu jest korzystne ze względu na zmniejszenie wtórnego przydźwięku sieci, wywołwanego przez lampę prostowniczą (1).

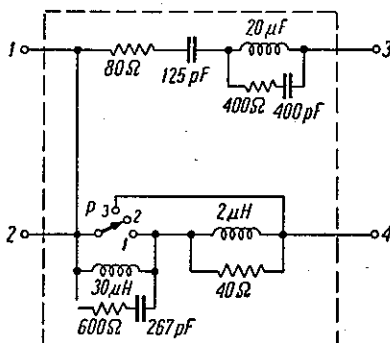
4. POMIARY NAPIĘĆ W. CZ. PRZENIKAJĄCYCH Z ODBIORNIKA DO ANTENY

Napięcie o częstotliwości heterodiny przenikające do obwodu anteny mierzone w układzie blokowym przedstawionym na rys. 14.



Rys. 14. Układ do pomiaru napięcia o częstotliwości heterodiny, przenikającego do obwodu anteny

Układ zastosowanej anteny sztucznej jest pokazany na rys. 15 (2). Przełącznik P , mający 3 położenia, umożliwia dobieranie najniekorzystniejszej wartości oporności sztucznego uziemienia, przy której przenikające napięcie o częstotliwości heterodiny jest największe. Położenie 1 przełącznika odpowiada krótkiemu przewodowi uziemienia, położenie 2 — długiemu, a położenie 3 — bardzo krótkiemu (zwarcie). Ponadto przełącznik P_1 (rys. 14) umożliwia przerywanie uziemienia, co odpowiada pracy odbiornika bez uziemienia.



Rys. 15. Układ anteny sztucznej, zastosowanej w układzie blokowym na rys. 14

Z porównania uproszczonego układu równoważnego, przedstawionego na rysunku 8 z układem pomiarowym (rysunek 14) wynika, że napięcie mierzone U_h odpowiada spadkowi napięcia na oporności Z_A , a nie napięciu występującemu na zaciskach wejściowych odbiornika. Przyczyną tego jest konieczność połączenia z masą układu pomiarowego jednego zacisku woltomierza lampowego.

Wyniki pomiarów są zestawione w tabl. 1. Wybrane są największe wartości U_h , odpowiadające najniekorzystniejszym położeniom przełączników P i P_1 .

Tablica 1

Napięcie \hat{U}_h o częstotliwości heterodyny f_h przenikające do obwodu anteny

Zakres fal długich								
f_h [kHz]	625	665	765	865	Typ odbiornika			
U_h [mV]	21	24	19	12	Mazur nr 184286			
	26	35	20	12	Mazur nr 177610			
	20	37	31	20	Pionier nr 784821			
	22	25	20	15	Pionier nr 784162			
	3	4,6	6,6	7,4	AGA nr 906047			
		≤ 10			Syrena } średnie wartości			
	≤ 10			Stolica } z dużej serii				
Zakres fal średnich								
f_h [kHz]	985	1165	1465	1765	1965	Typ odbiornika		
U_h [mV]	3,1	3,2	9,9	12	13	Mazur nr 184286		
	3,1	4,4	5	7	8,2	Mazur nr 177610		
	7,4	4,7	10	8	10	Pionier nr 784821		
	4,1	1,4	5,3	6,3	5,6	Pionier nr 784162		
	12	9	4,8	2,3	1,6	AGA nr 906047		
			≤ 10			Syrena } średnie wartości		
		≤ 10			Stolica } z dużej serii			
Zakres fal krótkich								
f_h [MHz]	6,465	7,965	9,465	10,965	12,965	16,465	19,465	Typ odbiornika
U_h [mV]	32	22	41	115				Mazur nr 184286
	35	32	38	103				Mazur nr 177610
	22	50	57	71				Pionier nr 784821
	43	82	95	48				Pionier nr 784162
	1090		1600		1700	1270	700	AGA nr 906047
				≤ 90				Syrena } średnie wartości
			≤ 25				Stolica } z dużej serii	

Odbiorniki Syrena i Stolica nieznacznie różnią się między sobą układowo, lecz wykazują znaczne różnice napięć o częstotliwości heterodyny, przenikających do obwodu anteny w zakresie fal krótkich. Różnice te wynikają ze zmniejszenia indukcyjności przewodu łączącego rotory kondensatora zmiennego z chassis odbiornika Stolica (rys. 1). Na tej indukcyjności występowało szkodliwe sprzężenie obwodu heterodyny z obwodem wejściowym.

Dalsze zmniejszenie napięcia o częstotliwości heterodyny przenikającego do obwodu anteny, można by było uzyskać przez zastosowanie kondensatora zmiennego z niezależnymi wyprowadzeniami każdego rotora.

W odbiorniku Mazur nr 177 610 przeprowadzono badanie wpływu oporności uziemienia oraz wpływu filtrów sieciowych na napięcie o częstotliwości heterodyny, przenikające do obwodu anteny. Napięcia te zostały zmierzone przy pracy z krótkim, długim i przerwany uziemieniem. Każdy z pomiarów powtórzono przy normalnej pracy odbiornika oraz przy pracy odbiornika z dodatkowo włączanymi filtrami sieciowymi: kondensatorowym, pracującym w układzie jak na rys. 10 z pojemnościami $C_b = 5000 \text{ pF}$; dławikowym, pracującym w układzie jak na rys. 12 z dławikami o indukcyjności $L_d = 2 \text{ mH}$ i o pojemności własnej $C_0 = 6 \text{ pF}$, oraz z filtrem kondensatorowo-dławikowym przy jednocześnie włączonych kondensato-

Tablica 2

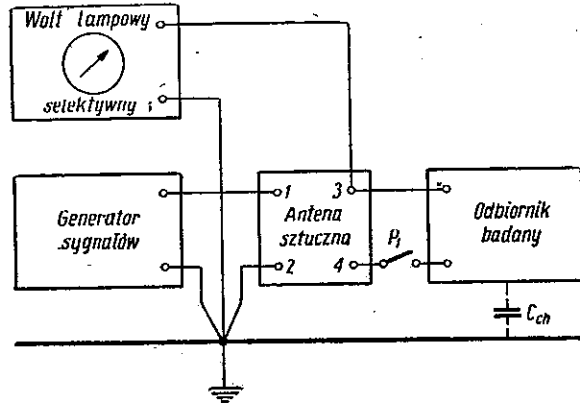
Napięcie U_h [mV] o częstotliwości heterodyny f_h przenikające do obwodu anteny w odbiorniku Mazur nr 177610 pracującym z różnymi filtrami sieciowymi przy różnych opornościach uziemienia

Zakres fal długich									
f_h [kHz]	665			765			865		
	krót.	dług.	przer.	krót.	dług.	przer.	krót.	dług.	przer.
praca norm.	35	35	35	20	20	20	12	12	12
filtr kondens.	20	20	20	13	13	13	7,4	7,4	7,4
filtr dławikowy	22	22	22	15	15	15	8,8	8,8	10
filtr kond.-dław.	19	19	19	13	13	13	7,4	7,4	7,4

Zakres fal średnich															
f_h [kHz]	1065			1265			1465			1665			5		
	krót.	dług.	przer.	krót.	dług.	przer.	krót.	dług.	przer.	krót.	dług.	przer.	krót.	dług.	przer.
praca norm.	2,7	2,7	2,7	2,9	4,5	1,0	5,0	6,1	1,7	6,0	4,3	2,5	8,2	3,0	3,1
filtr kondens.	1,6	1,6	1,6	1,7	1,0	1,1	2,5	2,4	2,5	3,3	3,3	3,3	4,2	4,2	4,2
filtr dławik.	1,5	1,5	2,5	2,0	2,5	3,7	3,7	4,7	4,7	5,7	7,2	5,7	6,1	9,8	6,1
filtr kond.-dław.	1,5	1,5	1,5	1,9	1,3	1,1	2,2	2,1	2,2	3	3	3	3,8	3,8	3,8

Zakres fal krótkich									
f_h [kHz]	6465			8465			10465		
	krót.	dług.	przer.	krót.	dług.	przer.	krót.	dług.	przer.
praca normalna	35	35	35	22	25	27	91	97	100
filtr kondens.	27	27	26	16	18	18	82	82	83
filtr dławik.	34	26	29	24	24	24	86	61	56
filtr kond.-dławik.	25	25	24	13	16	13	70	78	86

rach i dławikach. Z zestawionych w tabl. 2 wyników widać, że zarówno wpływ filtrów sieciowych, jak i wpływ oporności uzziemienia na wartość przenikającego do obwodu anteny napięcia o częstotliwości heterodyny jest nieznaczny.

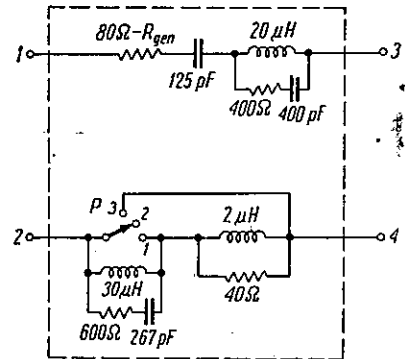


Rys. 16. Układ do pomiaru napięcia o częstotliwości pośredniej, przenikającego do obwodu anteny

Pomiary napięcia o częstotliwości pośredniej, przenikającego do obwodu anteny przeprowadzono w układzie przedstawionym na rys. 16. Przy tych pomiarach antena sztuczna pracowała w układzie pokazanym na rys. 17 w najniekorzystniejszym położeniu przełączników P i P_1 .

Napięcie o częstotliwości pośredniej, przenikające do obwodu anteny, mierzono przy różnych wartościach napięcia sygnału odbieranego na średniej częstotliwości każdego zakresu fal. Wyniki pomiarów są zestawione w tabl. 3.

Jak wynika z wykonanych pomiarów, napięcie o częstotliwości pośredniej przenikające do obwodu anteny zależy nie tylko od wartości napięcia sygnału odbieranego, lecz również i od częstotliwości.



Rys. 17. Układ anteny sztucznej, zastosowanej w układzie blokowym na rys. 16

5. POMIARY NAPIĘĆ W. CZ. PRZENIKAJĄCYCH Z ODBIORNIKA DO SIECI ZASILAJĄCEJ

Napięcia o częstotliwości heterodyny przenikające z odbiornika do sieci zasilającej mierzono w układzie przedstawionym na rys. 18 stosując antenę sztuczną, pracującą w układzie podanym na rys. 15. Przy pomiarach dobierano takie położenie przełączników P i P_1 , przy których wartości napięcia mierzonego były największe. W tabl. 4 zestawiono wyniki pomiarów. Litery k oznaczają, iż przełącznik P znajdował się w pozycji 1 odpowiadającej krótkiemu uzziemieniu (o długości rzędu 2 m), litery d oznaczają pozycje 2 tego przełącznika, odpowiadające długiemu uzziemieniu (rzędu 20 m), litery zaś p oznaczają pracę bez uzziemienia (uziemienie

Tablica 3

Napięcie U_p [mV] o częstotliwości pośredniej odbiornika przenikające do obwodu anteny przy różnych wartościach napięcia sygnału U_s [mV]

Zakres fal długich częstotliwość sygnału $f_s = 300$ kHz					
U_s [mV]	Typ odbiornika				
	Mazur nr 184286	Mazur nr 177610	Pionier nr 784821	Pionier nr 784162	AGA nr 906047
1	0,68	0,62			
10	1,6	2,5			
100	3	4,8	1,8	0,95	0,77

Zakres fal średnich częstotliwość sygnału $f_s = 1000$ kHz					
U_s [mV]	Typ odbiornika				
	Mazur nr 184286	Mazur nr 177610	Pionier nr 784821	Pionier nr 784162	AGA nr 906047
1	0,85	0,38			
10	2,4	1,9			
100	2,8	2,9	0,9	0,88	0,7

Zakres fal krótkich częstotliwość sygnału $f_s = 8$ MHz					
U_s [mV]	Typ odbiornika				
	Mazur nr 184286	Mazur nr 177610	Pionier nr 784821	Pionier nr 784162	AGA $f_s = 10$ MHz
1	0,22	0,24			
10	3	2,6			
100	9,1	14	2	5,1	0,48

przerwane przełącznikiem P_1). Wyniki jednakowe dla dowolnej pozycji przełączników są podane bez żadnych liter.

W tabl. 5 podano wyniki pomiarów dotyczące odbiornika Stern typ 7E86 nr 191091, a w tabl. 6 — odbiornika z anteną ferrytową Philips typ BX433A/02 nr E480011, badanego w układzie pomiarowym, podanym na rys. 19. Wyniki pomiarów podano kolejno dla uziemienia krótkiego k , długiego d i przerwanego p .

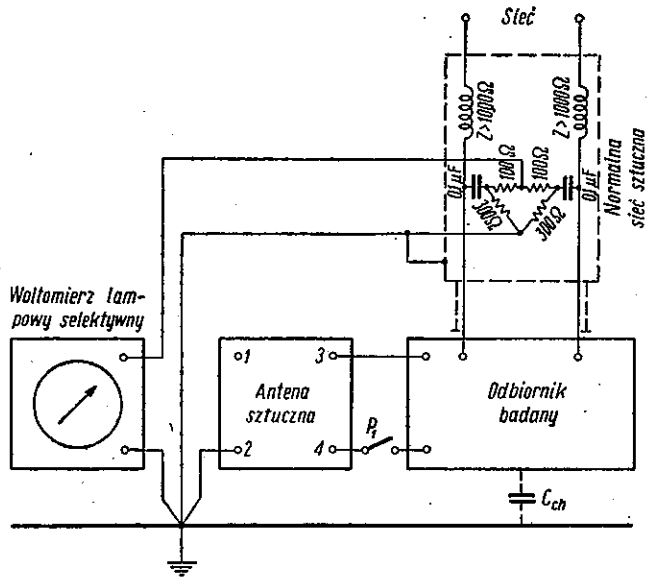
Porównanie wyników uzyskanych w zakresie fal krótkich (tabl. 1 i tabl. 4) potwierdza, iż dużym wartościom napięcia przenikającego do obwodu anteny towarzyszą duże wartości napięcia przenikającego do sieci zasilającej.

Odbiornik Philips typ BX433A/02, z którego do sieci zasilającej przenikają najmniejsze napięcia o częstotliwości heterodyny, ma dokładnie zaekranowane cewki obwodów heterodyny.

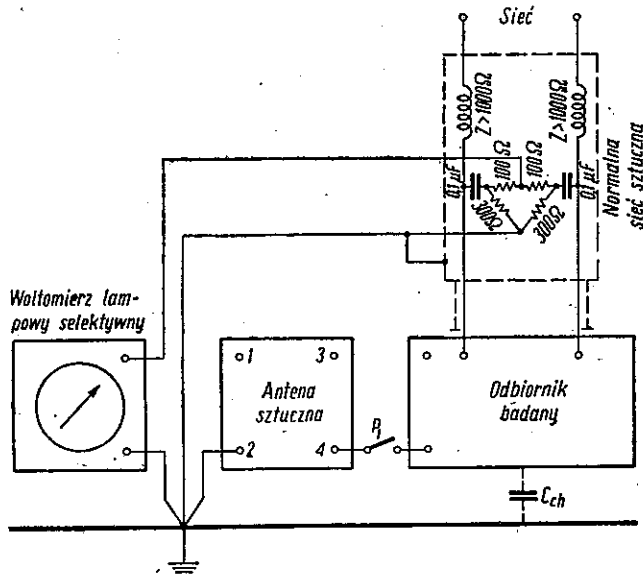
Napięcie o częstotliwości pośredniej, przenikające z odbiornika do sieci zasilającej mierzono w układzie przedstawionym na rys. 20, stosując antenę sztuczną, pracującą w układzie podanym na rys. 17.

Przy pomiarach dobierano takie położenie przełączników P i P_1 , przy których mierzone napięcie ma większą wartość.

Z generatora sygnałów doprowadzano do odbiornika napięcie sygnału o wartości 100 mV. W tabl. 7 zestawiono wyniki pomiarów.



Rys. 18. Układ do pomiaru napięcia o częstotliwości heterodyny, przenikającego do sieci zasilającej z odbiornika przystosowanego do pracy z anteną otwartą



Rys. 19. Układ do pomiaru napięcia o częstotliwości heterodyny, przenikającego do sieci zasilającej z odbiornika z anteną ferrytową

Tablica 4

Napięcie U_h o częstotliwości heterodyny f_h przenikające do sieci zasilającej

Zakres fal długich							
f_h [kHz]	625	665	765	865	Typ odbiornika		
U_h [mV]	2,9 k	2 k	3,3 k	3,3 k	Mazur nr 184286		
	15 p	20 k	19 k	16 k	Pionier nr 784821		
	16 p	22 k	21 k	18 k	Pionier nr 784162		
	0,26	0,58	1,6	2,3	AGA nr 906047		

Zakres fal średnich						
f_h [kHz]	985	1165	1465	1765	1965	Typ odbiornika
U_h [mV]	2,6 k	4,5 k	8,9 k	12	13	Mazur nr 184286
	2,6 k	2,1	6 p	8,8 d	10 p	Pionier nr 784821
	2,7 k	3,1 p	7 p	10 d	12 p	Pionier nr 784162
	1,1	0,49	1,1	2,1	2,6	AGA nr 906047

Zakres fal krótkich								
f_h [MHz]	6,465	7,965	9,465	10,965	12,965	16,465	19,465	Typ odbiornika
U_h [mV]	3	3,2 k	7,1 k	21 p				Mazur nr 184286
	7,5 k	9 k	13 p	17 k				Pionier nr 784821
	7,6 k	10 k	17 p	10 p				Pionier nr 784162
	10		100		272	50	59	AGA nr 906047

Tablica 5

Napięcie U_h o częstotliwości heterodyny f_h przenikające do sieci zasilającej z odbiornika Stern typ 7E86 nr 191091

Zakres fal długich										
f_s [kHz]	150			200			300			
f_h [kHz]	618			668			768			
Uziemienie	k	d	p	k	d	p	k	d	p	
U_h [mV]	5,1	5,1	0,3	4,2	4,4	0,28	2,3	1,9	0,18	

Zakres fal średnich															
f_s [kHz]	600			800			1000			1200			1500		
f_h [kHz]	1068			1268			1468			1668			1968		
Uziemienie	k	d	p	k	d	p	k	d	p	k	d	p	k	d	p
U_h [mV]	5	22	24	3	10	11	2,2	5	5,5	1,6	3,2	3,2	1	1,6	1,9

c. d. tablicy 5

Zakres fal krótkich																		
f_s [MHz]	6			6,5			7			8			9,5			10		
f_h [MHz]	6,468			6,968			7,468			8,468			9,968			10,468		
Uziemienie	k	d	p	k	d	p	k	d	p	k	d	p	k	d	p	k	d	p
U_h [mV]	4,3	6,2	6,6	3,2	6,5	7,2	3,2	7	7,6	3,3	9,5	12	6	13	15	6,7	16	21

f_s [MHz]	11			13			15			16			19		
f_h [MHz]	11,468			13,468			15,468			16,468			19,468		
Uziemienie	k	d	p	k	d	p	k	d	p	k	d	p	k	d	p
U_h [mV]	2	25	36	10	28	37	1,6	5,6	7,8	2,1	8,1	25	2,9	22	30

Tablica 6

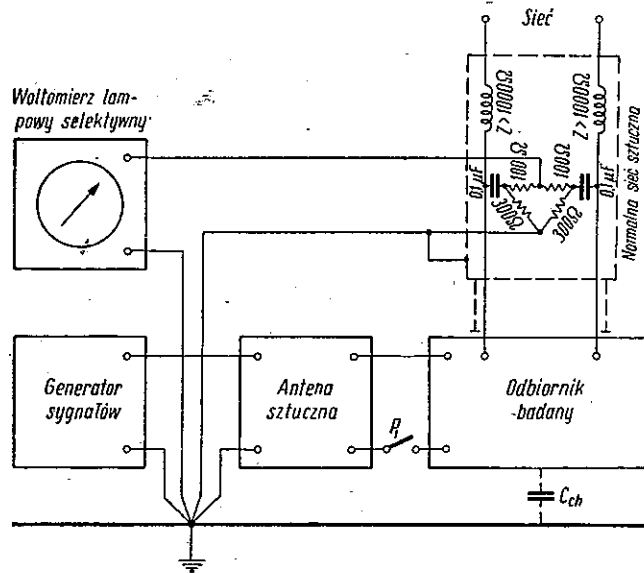
Napięcie U_h o częstotliwości heterodyny f_h przenikające do sieci zasilającej z odbiornika Philips typ BX433A/02 nr E 48011 przy pracy odbiornika z anteną ferrytową

Zakres fal długich											
f_s [kHz]	150			200			250				
f_h [kHz]	602			652			702				
Uziemienie	k	d	p	k	d	p	k	d	p		
U_h [mV]	0,03	0,05	0,08	0,03	0,06	0,14	0,01	0,04	0,13		

Zakres fal średnich															
f_s [kHz]	600			800			1000			1200			1500		
f_h [kHz]	1052			1252			1452			1652			1952		
Uziemienie	k	d	p	k	d	p	k	d	p	k	d	p	k	d	p
U_h [mV]	0,17	0,3	0,16	0,19	0,36	0,19	0,21	0,4	0,21	0,26	0,47	0,26	0,24	0,42	0,25

Zakres fal krótkich												
f_s [MHz]	6			8			10			12		
f_h [MHz]	6,452			8,452			10,452			12,452		
Uziemienie	k	d	p	k	d	p	k	d	p	k	d	p
U_h [mV]	3	1,2	1,3	1,5	0,75	0,72	5,2	3	2,2	2,2	1,5	1,3

Badanie skuteczności filtrów sieciowych, zmniejszających przenikanie napięcia o częstotliwości heterodyny z odbiornika do sieci zasilającej przeprowadzono w odbiornikach Pionier i Mazur.



Rys. 20. Układ do pomiaru napięcia o częstotliwości pośredniej, przenikającego do sieci zasilającej

Badanie prowadzono w układzie pomiarowym przedstawionym na rys. 18 z anteną sztuczną według rys. 15. Wyniki pomiarów odpowiadające pracy z krótkim przewodem uziemienia oznaczono literą *k*, z długim — literą *d* oraz z uziemieniem przerwany — literą *p*.

Tablica 7

Napięcie U_p o częstotliwości pośredniej przenikające z odbiornika do sieci zasilającej przy napięciu sygnału odbieranego $U_s = 100$ mV przy częstotliwości sygnału $f_s = 300$ i 1000 kHz

f_s [kHz]	300	1000	Typ odbiornika
U_p [mV]	1	2,1	Mazur nr 184286
	0,96	4,5	Mazur nr 177610
	0,043	0,067	Pionier nr 784821
	0,150	0,290	Pionier nr 784162
	0,090	0,150	AGA nr 906047

W odbiorniku Pionier nr 784221 zbadano skuteczność dławików włączonych w szereg z przewodami sieci (jak pokazano na rys. 12). Wyniki pomiarów zestawiono w tabl. 8. Napięcia o częstotliwości heterodyny przenikające do sieci przy normalnej pracy odbiornika, tj. bez dławików

oznaczono przez U_h , a przy pracy z dławikami — przez U'_h . Miarą skuteczności działania dławików jest stosunek napięć $\frac{U_h}{U'_h}$ podany w decybelach. Otrzymane wyniki dają pogląd na wpływ oporności uziemienia, który jest bardzo duży.

W odbiorniku Mazur nr 177610 zbadano skuteczność ekranu elektrostatycznego w transformatorze sieciowym oraz skuteczność filtrów kondensatorowych, dławikowych i kondensatorowo-dławikowych. Odpowiednie układy są zestawione na rys. 21. Dławiki zastosowano te same, które były użyte przy poprzednich badaniach, tj. $L_d = 2$ mH, $C_0 = 6$ pF, a kondensatory o pojemności $C_b = 5000$ pF. Wyniki pomiarów są zestawione w tabl. 9, 10 i 11. Napięcia o częstotliwości heterodyny,

przenikające do sieci oznaczono kolejno przez U_{h1} , U_{h2} , U_{h3} , U_{h4} i U_{h5} , odpowiednio do numeracji badanych układów zgodnie z oznaczeniami na rys. 21. Skuteczność poszczególnych układów wyrażono stosunkami $\frac{U_{h1}}{U_{h2}}$, $\frac{U_{h1}}{U_{h3}}$, $\frac{U_{h1}}{U_{h4}}$, $\frac{U_{h1}}{U_{h5}}$ podanymi w tabelicach w decybelach. Skuteczność ekranu elektrostatycznego jest bardzo mała i zawiera się w granicach kilku decybeli. Ekran ten jest niezbędny ze względu na wtórny przydźwięk sieci. Przy wykonywaniu pomiarów z ekranem odłączonym od chassis odbiornika konieczne było usunięcie wtórnego przydźwięku sieci przez za-

Tabela 8

Napięcie U_h o częstotliwości heterodyny przenikające do sieci z odbiornika Pionier nr 734221 oraz napięcie U'_h przenikające z tego samego odbiornika po włączeniu filtru dławikowego

Zakres fal długich												
f_s [kHz]	200			300			400					
f_h [kHz]	665			765			865					
uziemiaenie	k	d	p	k	d	p	k	d	p	k	d	p
U_h [mV]	11	8,2	1,3	12	10	1,6	15	12	3,8			
U'_h [mV]	0,46	0,49	1,2	0,25	0,25	1,2	0,15	0,16	6			
$20 \lg \frac{U_h}{U'_h}$ [dB]	27,6	24,4	0,7	33,6	32	2,3	40	37,5	-4			

Zakres fal średnich															
f_s [kHz]	600			800			1000			1200			1500		
f_h [kHz]	1065			1265			1465			1665			1965		
uziemiaenie	k	d	p	k	d	p	k	d	p	k	d	p	k	d	p
U_h [mV]	2,1	1,8	0,74	2,9	4,6	4,6	2,0	4,0	3,8	2,5	5,0	5,2	3,6	6,6	7,1
U'_h [mV]	0,18	0,17	0,72	0,3	0,29	0,55	0,45	0,46	0,3	0,51	0,63	0,44	0,45	0,63	0,62
$20 \lg \frac{U_h}{U'_h}$ [dB]	21,4	20,5	0,2	19,7	24	18,4	12,9	18,8	22	13,8	18	21,4	18	20,4	21,2

Zakres fal krótkich												
f_s [MHz]	6			8			10					
f_h [MHz]	6,465			8,465			10,465					
uziemiaenie	k	d	p	k	d	p	k	d	p	k	d	p
U_h [mV]	5,2	1,5	0,65	3,8	3,1	2,7	3,3	8,6	16			
U'_h [mV]	1,5	0,48	0,1	0,73	0,58	0,43	2,2	4,0	4,3			
$20 \lg \frac{U_h}{U'_h}$ [dB]	10,8	9,9	16,2	14,3	14,5	16	3,5	6,6	11,4			

Tablica 9

Napięcie o częstotliwości heterodyny przenikające do sieci z odbiornika Mazur nr 177610, pracującego kolejno z filtrami sieciowymi zestawionymi na rys. 21. Praca w zakresie fal długich

Nr układu	f_s [kHz]	200			300			400		
	f_h [kHz]	665			765			865		
	uziemiaenie	k	d	p	k	d	p	k	d	p
1	U_{h1} [mV]	1,5	1,4	0,5	1,4	0,94	1,5	2,5	4,8	3,2
2	U_{h2} [mV]	1,2	1,3	0,55	1,7	2,7	1,7	2	3,2	2,5
3	U_{h3} [mV]	0,24	0,38	0,44	0,73	3,6	3,9	1,3	6,3	7,5
4	U_{h4} [mV]	0,013	0,013	0,1	0,029	0,026	0,19	1,2	1,2	5,4
5	U_{h5} [mV]	0,15	0,14	0,38	1,6	1,2	3,4	0,22	0,15	9
2	$20 \lg \frac{U_{h1}}{U_{h2}}$ [dB]	1,9	1,3	-0,8	-1,7	-9,2	-1	1,9	3,5	2,2
3	$20 \lg \frac{U_{h1}}{U_{h3}}$ [dB]	15,9	11,3	1,1	5,6	-11,7	-8,3	5,7	-2,3	-7,4
4	$20 \lg \frac{U_{h1}}{U_{h4}}$ [dB]	41,2	40,6	14	33,7	31,6	18	6,4	12	-4,6
5	$20 \lg \frac{U_{h1}}{U_{h5}}$ [dB]	20	20	2,4	-1,2	-2,1	-7,1	21,1	30,2	-9

Tablica 10

Napięcie o częstotliwości heterodyny przenikające do sieci z odbiornika Mazur nr 177610, pracującego kolejno z filtrami sieciowymi zestawionymi na rys. 21. Praca w zakresie fal średnich

Nr układu	f_s [kHz]	600			800			1000			1200			1500		
	f_h [kHz]	1065			1265			1465			1665			1965		
	uziemiaenie	k	d	p	k	d	p	k	d	p	k	d	p	k	d	p
1	U_{h1} [mV]	2,0	6,2	3,5	2,4	9,9	4,7	3,5	15	6,6	4,7	15	9,2	5	15	12
2	U_{h2} [mV]	1,7	3,7	2,4	2,6	8,2	4,9	3,7	12	6,8	4,2	14	8,5	5,2	14	9,6
3	U_{h3} [mV]	1,5	6,1	7,3	3,5	14	15	3,9	16	17	5,5	21	24	9,3	27	30
4	U_{h4} [mV]	0,69	0,69	0,9	0,67	0,67	0,43	2,4	3,0	0,85	2,8	3,5	1,7	3,5	5,8	2,6
5	U_{h5} [mV]	4,7	4,5	8,1	0,2	0,22	0,4	0,3	0,4	1,0	0,42	0,8	2,1	0,54	1,6	2
2	$20 \lg \frac{U_{h1}}{U_{h2}}$ [dB]	1,4	4,5	3,3	-0,7	1,6	-0,4	-0,5	1,9	-0,2	1	0,6	0,7	-0,3	0,6	2
3	$20 \lg \frac{U_{h1}}{U_{h3}}$ [dB]	2,5	0,2	-6,4	-3,3	-3	-10,1	-0,9	-0,5	-8,2	-1,4	-2,9	-8,3	-5,4	-5,1	-8
4	$20 \lg \frac{U_{h1}}{U_{h4}}$ [dB]	9,2	19,1	11,8	11,1	23,4	20,8	3,3	14	17,8	4,5	12,6	14,6	3,1	8,3	13,3
5	$20 \lg \frac{U_{h1}}{U_{h5}}$ [dB]	-7,4	2,8	-7,3	21,6	23	21,4	21,3	31,5	16,4	21	25,4	12,8	19,3	19,4	15,6

blokowanie anod lampy prostowniczej do chassis za pomocą kondensatorów o pojemności 5000 pF, jak to jest pokazane na rys. 21 w układzie 2).

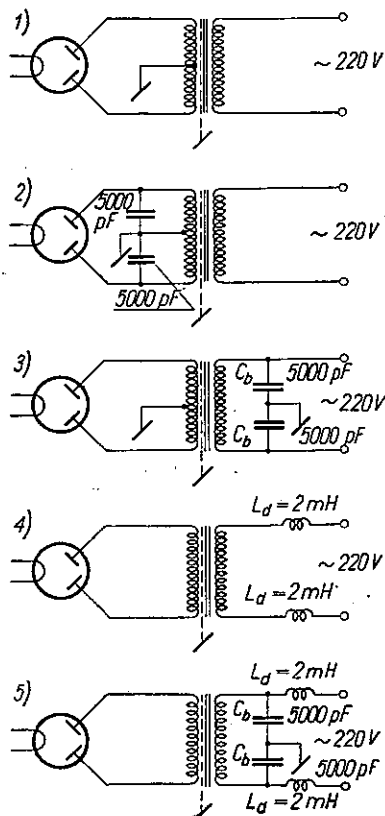
Porównując uzyskane wyniki dla poszczególnych układów 3), 4) i 5) (rys. 21) widzimy, że układ 3) z filtrem kondensatorowym jest najmniej skuteczny, a przy tym przy niektórych częstotliwościach wywołuje nawet wzrost napięcia o częstotliwości heterodyny przenikającego do sieci. W zakresie fal długich i w części zakresu fal średnich najlepsze właściwości wykazał układ 4) (dławikowy), a w zakresie fal krótkich i w części zakresu fal średnich — układ 5) (kondensatorowo-dławikowy). Wpływ oporności uziemienia jest bardzo duży, a charakter tego wpływu świadczy, że przy niektórych częstotliwościach przeważają siły elektromotoryczne E'_h i E''_h , na niektórych — E_{h2} (wg oznaczeń na rys. 2). Ponadto występują zjawiska rezonansowe, gdyż mamy tu cały szereg indukcyjności i pojemności jak np. L_d , C_0 , C_2 , C_b , C_{ch} , indukcyjność przewodu uziemienia, indukcyjność cewki wejściowej obwodu odbiornika, indukcyjność i pojemność anteny.

6. BADANIE WRAŻLIWOŚCI ODBIORNIKA NA ZAKŁÓCENIA PRZENIKAJĄCE Z SIECI ZASILAJĄCEJ

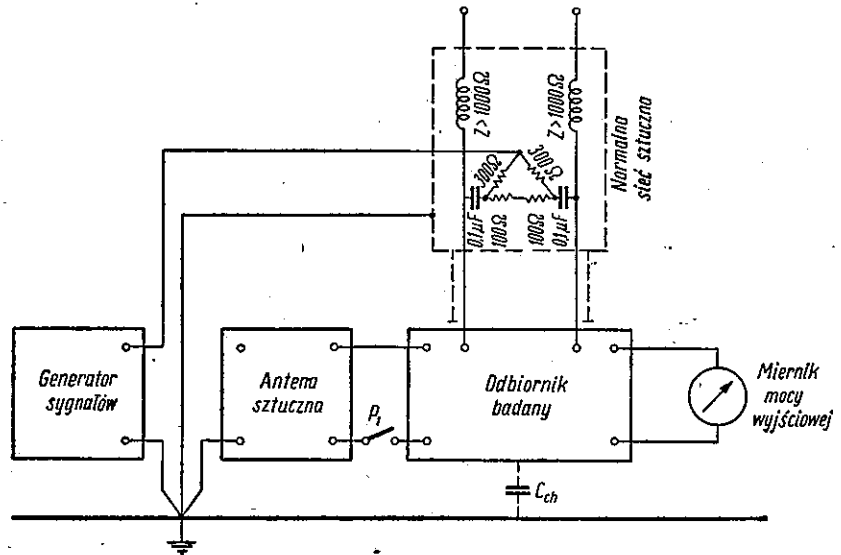
Badanie wrażliwości odbiornika na zakłócenia przenikające z sieci zasilającej przeprowadzono w układzie podanym na rys. 22. Zastosowano antenę sztuczną pracującą w układzie pokazanym na rys. 15. Pracując kolejno w warunkach odpowiadających krótkiemu, długiemu i przerwaniu uziemieniu określono najmniejszą

wartość składowej niesymetrycznej napięcia zakłócającego E_z , przy której uzyskuje się normalną moc wyjściową badanego odbiornika. Odbiornik dostrajano do rezonansu z częstotliwością nośną zakłócenia modulowanego z częstotliwością 400 Hz do głębokości 30%. Dla porównania zbadano również czułość odbiornika w układzie pomiarowym przedstawionym na rys. 23. Czułość określono dla takiej samej wartości mocy wyjściowej, jak przy badaniu przenikania zakłócenia, przy tym stosowano antenę sztuczną pracującą w układzie pokazanym na rys. 17. Czułość określono dla warunków pracy odpowiadających krótkiemu, długiemu i przerwaniu uziemieniu, oznaczając te warunki pracy w odpowiednich tablicach literami k , d i p .

Jako miarę wrażliwości odbiornika na zakłócenia przenikające z sieci zasilającej przyjęto stosunek siły elektromotorycznej składowej niesymetrycznej zakłócenia E_z do siły elektromotorycznej E_s oznaczającej czułość odbiornika. Przy pomiarach E_z i E_s wzmocnienie odbiornika było utrzymywane na stałym poziomie, przy którym poziom szumów własnych nie powodował błędów pomiarowych.



Rys. 21. Układy filtrów sieciowych, zastosowane kolejno przy badaniu odbiornika Mazur



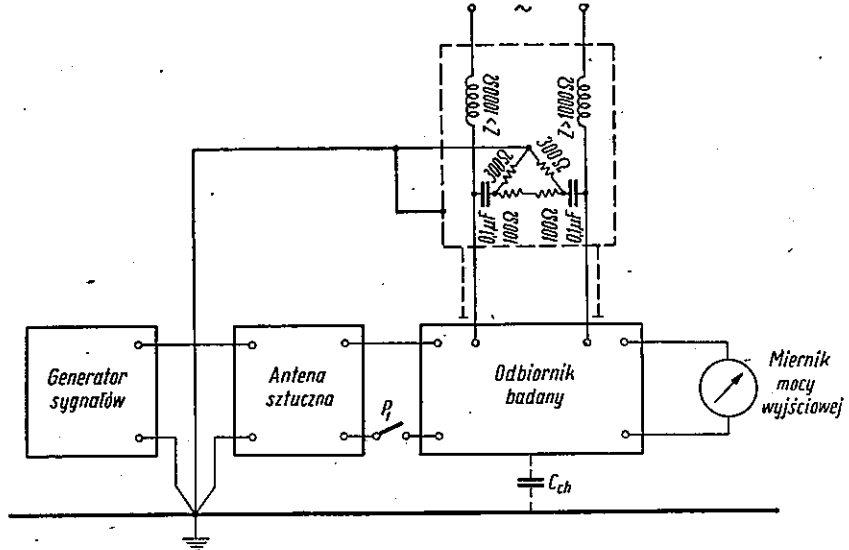
Rys. 22. Układ do badania wrażliwości odbiornika na zakłócenia przenikające z sieci

Tablica 11

Napięcie o częstotliwości heterodyny przenikające do sieci z odbiornika Mazur nr 177610, pracującego kolejno z filtrami sieciowymi zestawionymi na rys. 21. Praca w zakresie fal krótkich

Nr układu	f_s [MHz]	6			8			10		
	f_h [MHz]	6,465			8,465			10,465		
	uziemiaenie	k	d	p	k	d	p	k	d	p
1	U_{h1} [mV]	1,5	1,7	1,8	1,8	2,1	2,8	4,9	7,9	8,5
2	U_{h2} [mV]	2,8	2,1	2,1	2,0	1,6	1,8	4,5	7,7	7,8
3	U_{h3} [mV]	3,6	5,9	6,4	4,2	7,6	8,6	4	15	18
4	U_{h4} [mV]	1,5	1,7	1,7	1,5	0,9	0,9	7	4,5	4,5
5	U_{h5} [mV]	0,5	0,66	0,68	0,7	0,7	0,62	3,3	3,8	3,3
2	$20 \lg \frac{U_{h1}}{U_{h2}}$ [dB]	-5,4	-1,8	-1,3	-0,9	2,4	3,8	0,7	0,2	0,7
3	$20 \lg \frac{U_{h1}}{U_{h3}}$ [dB]	-7,6	-10,8	-11	-7,3	-11,1	-9,7	1,8	-5,6	-6,5
4	$20 \lg \frac{U_{h1}}{U_{h4}}$ [dB]	0	0	0,5	1,6	7,4	9,8	-3,1	4,9	5,5
5	$20 \lg \frac{U_{h1}}{U_{h5}}$ [dB]	9,5	8,2	8,4	8,2	9,5	13,1	3,4	6,4	8,2

W tabl. 12 zestawiono wyniki badania odbiornika Stern typu 7E86 nr 191091.
W tabl. 13 zestawiono wyniki badania seryjnego odbiornika Pionier nr 784221 oraz

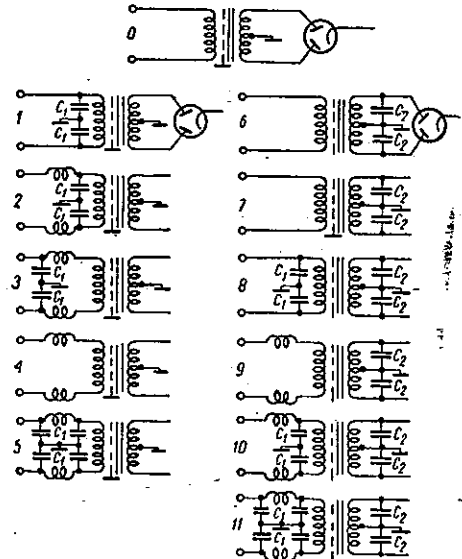


Rys. 23. Układ do badania czułości odbiornika

tego samego odbiornika z dodatkowym filtrem sieciowym w układzie dławikowym, jak na rys. 12. Zastosowano dławiki o danych: $L_d = 2$ mH, $C_0 = 6$ pF. Siły elektromotoryczne E_s i E_z odpowiadają pracy bez dławików, a siły elektromotoryczne E'_s i E'_z — z dławikami.

Zbadano odbiornik Mazur nr 177610 pracujący kolejno z filtrami sieciowymi przedstawionymi na rys. 21. W tabl. 14, 15 i 16 zestawiono wyniki badania, oznaczając poszczególne rubryki odpowiednimi numerami zgodnie z numeracją układów na rys. 21.

Wpływ różnego rodzaju filtrów sieciowych zbadano również w odbiorniku AGA nr 906047. Na rys. 24 są zestawione i ponumerowane badane układy filtrów. Ponieważ wpływ układu filtrującego na czułość odbiornika jest nieznaczny, przeto zmierzono jedynie siły elektromotoryczne zakłóceń E_z , odpowiadające poszczególnym układom filtrującym i porównano je z siłą elektromotoryczną E_{z0} , odpowiadającą układowi fabrycznemu, oznaczonemu na rys. 24 „zerem“. Wyniki pomiarów przedstawiono na rys. 25, 26, 27, 28, 29 i 30. Na tych rysunkach podano w funkcji częstotliwości stosunki napięć wyjściowych generatora sygnałów (tj. sił elektromotorycz-



Rys. 24. Układy filtrów sieciowych zastosowane kolejno przy badaniu odbiornika AGA

Tablica 12

Wrażliwość na zakłócenia przenikające z sieci zasilającej odbiornika Stern typu 7E86 nr 191091

Zakres fal długich									
f_s [kHz]	150			200			300		
uziemienie	k	d	p	k	d	p	k	d	p
E_s [μV]	120	120	130	84	84	86	86	86	87
E_z [μV]	7700	600	76	4000	280	53	2800	180	54
$20 \lg \frac{E_z}{E_s}$ [dB]	34,6	14	-4,7	33,5	10,5	-4,2	30,3	6,4	-4,1

Zakres fal średnich															
f_s [kHz]	600			800			1000			1200			1500		
uziemienie	k	d	p	k	d	p	k	d	p	k	d	p	k	d	p
E_s [μV]	110	110	120	9	10	15	25	26	24	28	28	28	130	130	130
E_z [μV]	2300	170	110	160	14	14	340	33	25	340	36	28	1400	160	130
$20 \lg \frac{E_z}{E_s}$ [dB]	27,2	3,8	-0,8	25	3	-0,6	22,6	2	0,3	21,6	2,2	0	20,6	1,8	0

Zakres fal krótkich															
f_s [MHz]	6			6,5			8			9,5			10,2		
uziemienie	k	d	p	k	d	p	k	d	p	k	d	p	k	d	p
E_s [μV]	28	30	31	27	28	28	32	40	42	32	48	55	35	62	97
E_z [μV]	310	98	86	290	98	87	650	150	120	1000	230	180	1100	250	170
$20 \lg \frac{E_z}{E_s}$ [dB]	20,9	10,2	8,8	20,6	10,9	9,8	26,2	11,5	9,6	29,9	13,6	10,3	30	12,1	4,8

f_s [MHz]	13			15			16			19		
uziemienie	k	d	p	k	d	p	k	d	p	k	d	p
E_s [μV]	57	62	62	87	100	100	87	95	95	270	260	280
E_z [μV]	2100	410	250	930	290	240	860	290	240	4700	1500	860
$20 \lg \frac{E_z}{E_s}$ [dB]	31,3	16,4	12,1	20,6	9,3	7,6	20	9,7	8,1	24,8	15,2	10

Tablica 13

Wrażliwość na zakłócenia, przenikające z sieci zasilającej, odbiornika Pionier nr 784221, pracującego bez filtru i z filtrem sieciowym dławikowym. Siły elektromotoryczne E'_s E'_z odpowiadają pracy z filtrem

Zakres fal długich										
f_s [kHz]	200			300			400			
	uziemienie	k	d	p	k	d	p	k	d	p
E_s [μ V]	30	30	30	85	85	85	140	140	140	
E_z [μ V]	390	140	41	580	210	100	590	240	190	
E'_s [μ V]	31	31	32	89	89	89	160	160	150	
E'_z [μ V]	1500	550	37	3600	1500	100	5300	2600	140	
$20 \lg \frac{E_z}{E_s}$ [dB]	22,3	13,4	2,7	16,7	7,8	1,4	12,5	4,7	2,6	
$20 \lg \frac{E'_z}{E'_s}$ [dB]	33,7	25	1,3	32,2	24,5	1	30,4	24,2	-0,6	

Zakres fal średnich																
f_s kHz]	600			800			1000			1200			1500			
	uziemienie	k	d	p	k	d	p	k	d	p	k	d	p	k	d	p
E_s [μ V]	28	28	28	43	43	43	150	150	150	290	290	290	430	430	430	
E_z [μ V]	2300	68	38	3800	86	55	3800	280	200	4000	460	330	2800	730	540	
E'_s [μ V]	32	35	120	48	48	150	160	160	150	270	270	300	380	380	460	
E'_z [μ V]	35000	970	81	98000	1600	47	100000	7200	150	100000	15000	1100	100000	50000	9100	
$20 \lg \frac{E_z}{E_s}$ [dB]	38,3	7,7	2,6	38,9	6	2,1	28,1	5,4	2,5	22,8	4	1,1	16,3	4,6	2	
$20 \lg \frac{E'_z}{E'_s}$ [dB]	61	28,9	-3,4	66,2	30,5	-10,1	55,9	33	0	51,4	34,9	11,3	48,4	42,4	25,9	

Zakres fal krótkich										
f_s [MHz]	6			8			10			
	uziemienie	k	d	p	k	d	p	k	d	p
E_s [μ V]	150	160	160	120	160	160	140	220	410	
E_z [μ V]	2300	460	380	5200	730	560	2300	2600	1300	
E'_s [μ V]	130	160	140	120	130	120	130	140	130	
E'_z [μ V]	21000	1500	930	17000	2000	1300	15000	2500	1000	
$20 \lg \frac{E_z}{E_s}$ [dB]	23,7	9,2	7,5	32,7	13,2	10,9	24,3	21,4	10,1	
$20 \lg \frac{E'_z}{E'_s}$ [dB]	44,2	19,4	16,4	43	23,7	20,7	41,2	25	17,7	

Tablica 14

Wrażliwość na zakłócenia przenikające z sieci zasilającej do odbiornika Mazur nr 177610, pracującego kolejno z filtrami sieciowymi zestawionymi na rys. 21. Praca w zakresie fal długich

Nr układu	f_s [kHz]	200			300			400					
		uziemienie			k	d	p	k	d	p	k	d	p
1	E_{s1} [μ V]	240	240	230	300	300	370	300	300	340			
	E_{z1} [μ V]	> 100 mV	10000	170	100000	7100	430	57000	3500	320			
2	E_{s2} [μ V]	140	140	140	250	250	270	280	280	320			
	E_{z2} [μ V]	> 100 mV	12000	170	> 100 mV	8200	320	80000	4800	380			
3	E_{s3} [μ V]	170	170	170	290	290	300	310	310	310			
	E_{z3} [μ V]	13000	860	210	14000	930	360	12000	850	430			
4	E_{s4} [μ V]	310	310	310	520	520	520	410	410	370			
	E_{z4} [μ V]	> 100 mV	8800	250	81000	3200	370	41000	3200	220			
5	E_{s5} [μ V]	170	170	180	300	300	290	300	300	240			
	E_{z5} [μ V]	57000	4400	240	68000	5500	230	70000	5900	170			
1	$20 \lg \frac{E_{z1}}{E_{s1}}$ [dB]	> 52	32,5	-2,6	50,4	27,5	2,3	45,6	21,4	-0,5			
2	$20 \lg \frac{E_{z2}}{E_{s2}}$ [dB]	> 57	38,6	2,15	> 52	30,4	1,45	49	24,8	1,5			
3	$20 \lg \frac{E_{z3}}{E_{s3}}$ [dB]	37	14,1	1,8	33,6	10,2	1,6	28,8	8,8	4,9			
4	$20 \lg \frac{E_{z4}}{E_{s4}}$ [dB]	> 50	29	-1,8	44	15,7	-3	40	17,8	-4,5			
5	$20 \lg \frac{E_{z5}}{E_{s5}}$ [dB]	50,5	28,2	2,5	47,1	25,3	-2	47,4	25,9	-3			

Tablica 15

Wrażliwość na zakłócenia przenikające z sieci zasilającej do odbiornika Mazur nr 177610, pracującego kolejno z filtrami sieciowymi zestawionymi na rys. 21. Praca w zakresie fal średnich

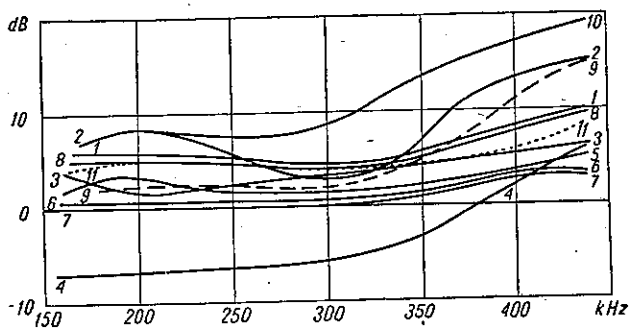
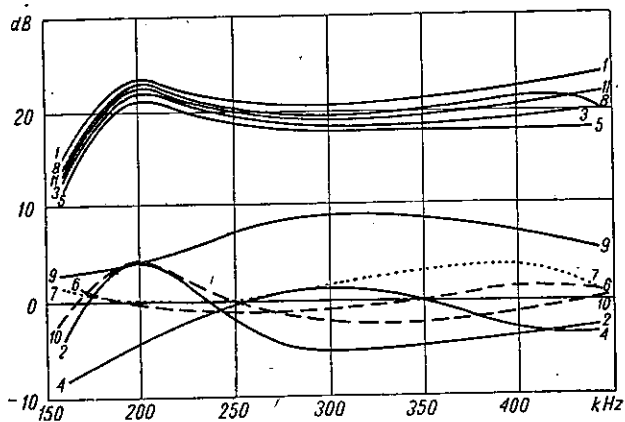
Nr układu	f_s [kHz]	600			800			1000			1200			1500		
		k	d	p	k	d	p	k	d	p	k	d	p	k	d	p
1	uziemienie															
	E_{s1} [μ V]	160	170	150	260	280	270	410	410	410	520	520	530	910	910	930
	E_{z1} [μ V]	14000	820	130	13000	600	230	15000	540	430	17000	540	630	25000	1000	1300
	E_{s2} [μ V]	160	170	130	220	220	210	350	350	360	420	420	430	690	690	700
	E_{z2} [μ V]	18000	1200	140	16000	820	260	19000	700	420	17000	560	560	25000	840	1100
2	E_{s3} [μ V]	160	170	170	260	260	260	390	390	390	660	660	660	1300	1200	1200
	E_{z3} [μ V]	4000	350	230	4600	450	340	5400	630	520	6000	820	700	9000	1500	1300
	E_{s4} [μ V]	220	230	640	320	320	380	490	490	510	760	760	850	1400	1300	1500
	E_{z4} [μ V]	54000	4800	320	72000	11000	270	82000	32000	3000	63000	55000	5100	52000	34000	5600
	E_{s5} [μ V]	160	170	400	260	260	520	380	380	420	450	450	530	910	900	1000
3	E_{z5} [μ V]	50000	3600	240	100000	6800	1500	>100 mV	>17000	880	>100 mV	6800	>100 mV	>100 mV	25000	5700
	$\frac{E_{z1}}{20 \lg \frac{E_{s1}}{E_{s1}}}$ [dB]	39	13,7	-1,3	34	6,6	-1,4	31,4	2,4	0,4	30,3	0,4	1,5	22,8	0,82	2,95
	$\frac{E_{z2}}{20 \lg \frac{E_{s2}}{E_{s2}}}$ [dB]	41	17	0,7	37,2	11,5	1,9	34,7	6	1,3	32,4	2,5	2,3	31,2	1,7	3,95
	$\frac{E_{z3}}{20 \lg \frac{E_{s3}}{E_{s3}}}$ [dB]	28	6,3	2,5	26,4	4,8	2,3	22,8	4,1	2,5	19,2	1,9	0,5	16,8	1,9	0,7
	$\frac{E_{z4}}{20 \lg \frac{E_{s4}}{E_{s4}}}$ [dB]	48	26,4	-6	47	37	-3	44,5	36,4	15,4	38,5	37,6	15,6	31,5	28,3	11,5
4	$\frac{E_{z5}}{20 \lg \frac{E_{s5}}{E_{s5}}}$ [dB]	49,9	26,6	-4,4	51,7	28,3	9,2	>48	33	6,4	>47	42,9	22,2	40,8	29,2	15,1

Tablica 16

Wrażliwość na zakłócenia przenikające z sieci zasilającej do odbiornika Mazur nr 177610, pracującego kolejno z filtrami sieciowymi zestawionymi na rys. 21. Praca w zakresie fal krótkich

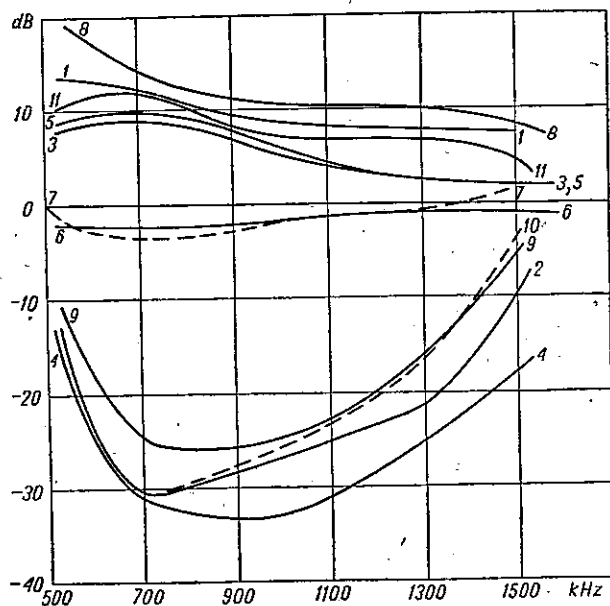
Nr układu	f_s [Mhz]	6			8			10					
		uziemienie			k	d	p	k	d	p	k	d	p
1	E_{s1} [μ V]	400	410	420	320	350	350	350	490	650			
	E_{z1} [μ V]	3200	1500	1300	6300	1700	1500	16000	2500	1800			
2	E_{s2} [μ V]	420	430	430	380	400	400	420	570	660			
	E_{z2} [μ V]	3000	1500	1400	6100	2000	1800	19000	3000	2400			
3	E_{s3} [μ V]	610	620	620	500	550	530	530	810	1200			
	E_{z3} [μ V]	4500	1700	1600	10000	2200	2000	18000	3200	2200			
4	E_{s4} [μ V]	630	690	640	500	520	510	570	600	610			
	E_{z4} [μ V]	30000	4000	3400	22000	4600	4200	18000	7000	6400			
5	E_{s5} [μ V]	470	570	510	400	430	430	450	440	440			
	E_{z5} [μ V]	26000	3200	2600	20000	3600	3000	20000	5600	5000			
1	$\lg \frac{E_{z1}}{E_{s1}}$ [dB]	18,1	11,3	9,8	25,9	13,8	12,7	33,1	14,2	8,9			
2	$\lg \frac{E_{z2}}{E_{s2}}$ [dB]	17,1	10,9	10,2	24,2	14	13,1	33	14,4	11,2			
3	$\lg \frac{E_{z3}}{E_{s3}}$ [dB]	17,4	8,8	4,3	26	12	11,5	30,6	11,9	5,3			
4	$\lg \frac{E_{z4}}{E_{s4}}$ [dB]	33,5	15,3	14,5	32,9	18,9	18,3	30	29	20,4			
5	$\lg \frac{E_{z5}}{E_{s5}}$ [dB]	34,9	15	14,2	34	18,5	16,9	33	22	21,1			

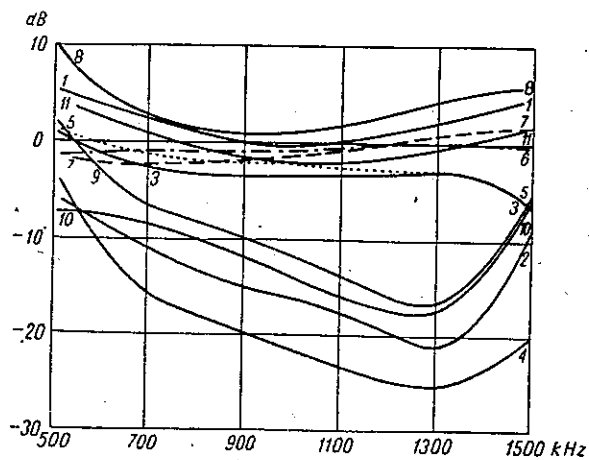
Rys. 25. Porównanie skuteczności filtrów sieciowych, zestawionych na rys. 24, przy przenikaniu zakłóceń z sieci do odbiornika w zakresie fal długich przy pracy z krótkim przewodem uziemienia



Rys. 26. Porównanie skuteczności filtrów sieciowych, zestawionych na rys. 24, przy przenikaniu zakłóceń z sieci do odbiornika w zakresie fal długich przy pracy z przerwany przewodem uziemienia

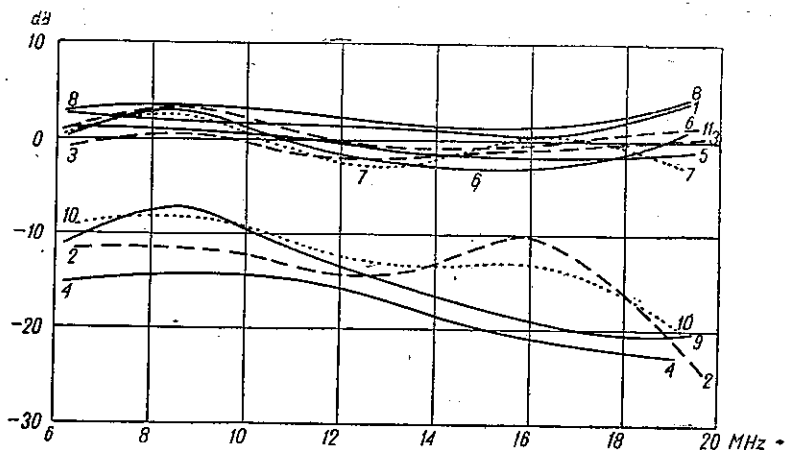
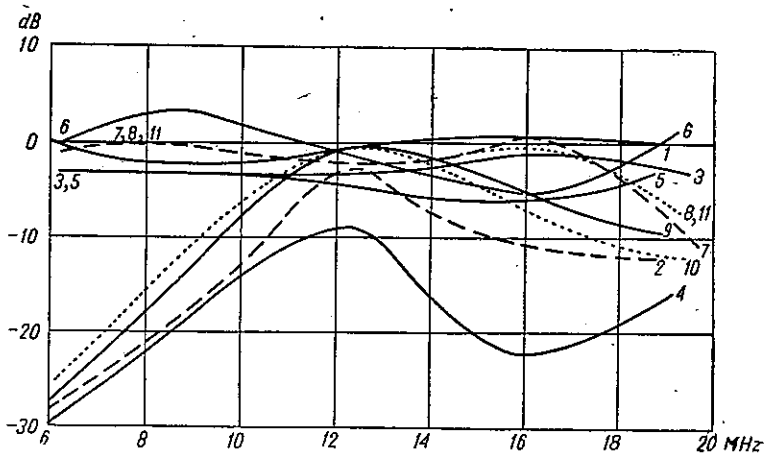
Rys. 27. Porównanie skuteczności filtrów sieciowych, zestawionych na rys. 24, przy przenikaniu zakłóceń z sieci do odbiornika w zakresie fal średnich przy pracy z krótkim przewodem uziemienia





Rys. 28. Porównanie skuteczności filtrów sieciowych, zestawionych na rys. 24, przy przenikaniu zakłóceń z sieci do odbiornika w zakresie fal średnich przy pracy z przerwaniem przewodem uzziemienia

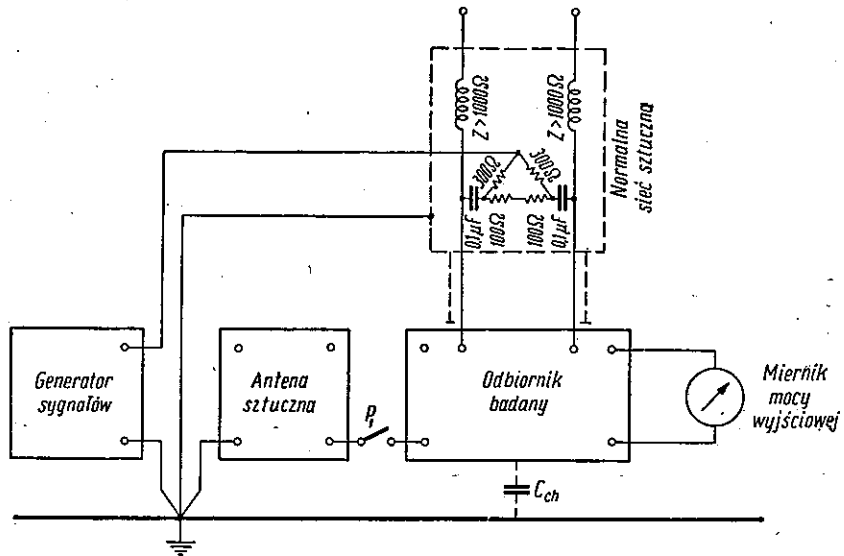
Rys. 29. Porównanie skuteczności filtrów sieciowych, zestawionych na rys. 24, przy przenikaniu zakłóceń z sieci do odbiornika w zakresie fal krótkich przy pracy z krótkim przewodem uzziemienia



Rys. 30. Porównanie skuteczności filtrów sieciowych, zestawionych na rys. 24, przy przenikaniu zakłóceń z sieci do odbiornika w zakresie fal krótkich przy pracy z przerwaniem przewodem uzziemienia

nych E_z), odpowiadające układowi 0 do napięć wyjściowych, odpowiadających układom od 1 do 11, wyrażone w decybelach. Przy badaniu odbiornika AGA stosowano następujące wartości elementów filtrów (rys. 24): $L_d = 2$ mH, $C_0 = 6$ pF, $C_1 = 5000$ pF, $C_2 = 10000$ pF. Kondensatory C_2 stosowano jedynie w celu usunięcia wtórnego przydźwięku sieci przy pracy z ekranem elektrostatycznym transformatora sieciowego odłączonym od chassis.

Zbadano odbiornik firmy Philips typu BX433A/02 nr E48011. Odbiornik ten w zakresie fal długich i średnich pracuje z anteną ferrytową, lecz może również pracować z anteną otwartą. Badanie wrażliwości odbiornika na zakłócenia przenikające z sieci zasilającej, przy pracy odbiornika z anteną ferrytową przeprowadzono w układach pomiarowych przedstawionych na rys. 31 i 32, a z anteną otwartą — w układach podanych na rys. 22 i 23.



Rys. 31. Układ do badania wrażliwości odbiornika z anteną ferrytową na zakłócenia przenikające z sieci zasilającej

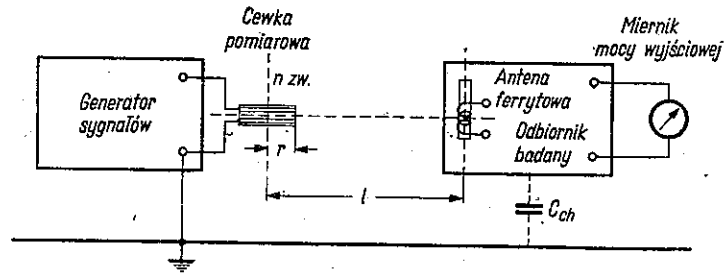
Układ przedstawiony na rys. 31 różni się od analogicznego układu podanego na rys. 22 tym, iż w antenie sztucznej wykorzystane są jedynie gniazdka sztucznego uziemienia, które wywiera pewien wpływ na pracę odbiornika, natomiast gniazdko odbiornika przeznaczone do włączania anteny zewnętrznej, jak również odpowiednie gniazdko anteny sztucznej pozostają nie połączone ze sobą.

Układ podany na rys. 32 pracuje z cewką pomiarową, przystosowaną do określania czułości odbiorników pracujących z anteną ferrytową.

W układzie pomiarowym, podanym na rys. 31 zmierzono najmniejsze wartości siły elektromotorycznej zakłóceń $E_{z \max}$ i $E_{z \min}$ odpowiadające najkorzystniejszemu i najmniej korzystnemu ustawieniu anteny ferrytovej, przy normalnej mocy wyjściowej. Pomiary wykonano w położeniach przełączników P (rys. 15) i P_1 odpowiadających pracy z krótkim uziemieniem k , długim — d i przerwany — p . Zbadano skuteczność filtrów sieciowych kondensatorowych, dławikowych i kondensatorowo-dławikowych, pracujących tak jak przy badaniu odbiornika Mazur, w układach

3, 4 i 5 — podanych na rys. 21 i mających takie same wartości pojemności i indukcyjności.

Aby znaleźć stosunek napięcia sygnału użytecznego do napięcia zakłócenia przenikającego z sieci zasilającej, określono czułość odbiornika w układzie pomiarowym podanym na rys. 32. W układzie tym otrzymuje się czułość wyrażoną wartością natężenia pola elektrycznego sygnału, a w odbiornikach przystosowanych do pracy



Rys. 32. Układ pomiarowy do badania czułości odbiornika z anteną ferrytową

z anteną otwartą czułość wyraża się wartością siły elektromotorycznej wzbudzonej w antenie. Dla umożliwienia porównania wrażliwości na zakłócenia przenikające z sieci zasilającej obu rodzajów odbiorników wartości natężenia pola elektrycznego przeliczono na odpowiednie wartości siły elektromotorycznej wzbudzonej w antenie otwartej o wysokości skutecznej $h_{sk} = 4$ m. Przeliczenie wykonano według wzoru:

$$E_s = \frac{37700 \, nr^2 U}{l^3 \omega L} \quad [\mu V] \quad [40]$$

gdzie:

- n — liczba zwojów cewki pomiarowej (rys. 32),
- r — promień cewki pomiarowej, cm,
- l — odległość między środkami cewki pomiarowej i anteny ramowej lub ferrytowej, cm,
- L — indukcyjność cewki pomiarowej, H,
- ω — pulsacja,
- U — napięcie wyjściowe generatora sygnałów μV .

Przy badaniu czułości zastosowano następujące wartości: $n = 20$ zwojów, $r = 5$ cm, $l = 70$ cm, $L = 40 \mu H$. Po podstawieniu tych wartości do wzoru [40] otrzymuje się

$$E_s = \frac{37700 \cdot 20,5^2}{70^3 \cdot 2\pi \cdot 40 \cdot 10^{-6}} \cdot \frac{U}{f} = 0,218 \frac{U}{f} \quad [\mu V] \quad [41]$$

gdzie napięcie U jest wyrażone w μV , a częstotliwość f w MHz.

Wyniki badania wrażliwości na zakłócenia przenikające z sieci zasilającej do odbiornika Philips typu BX433A/02 pracującego z anteną ferrytową w zakresie fal długich i średnich są zestawione w tabl. 17 i 18. Numeracja zastosowanych przy badaniu odbiornika układów filtrów sieciowych 3, 4 i 5 jest zgodna z numeracją podaną na rys. 21. Układ 2 nie był badany, a numerem 1 oznaczono układ odpowiadający odbiornikowi seryjnemu. Ponieważ filtry sieciowe przy pracy z anteną ferry-

Tablica 17

Wrażliwość na zakłócenia przenikające z sieci zasilającej do odbiornika Philips typu BX433A/02 nr E48011 pracującego kolejno z filtrami sieciowymi w układach 3, 4 i 5 pokazanych na rys. 21. Praca w zakresie fal długich z anteną ferrytową

Nr układu	f_s [kHz]	150			200			250		
	E_s [μ V]	725			457			540		
	uziemiaenie	k	d	p	k	d	p	k	d	p
1	$E_{z1 \max}$ [mV]	84	95	3	22	22	1,2	18	14	0,42
	$E_{z1 \min}$ [mV]	4,9	5	2,9	1,6	1,7	0,9	0,81	0,7	0,27
3	$E_{z3 \max}$ [mV]	> 100	85	1,6	> 100	37	1,3	90	53	2,4
	$E_{z3 \min}$ [mV]	0,75	0,75	1	0,3	0,3	0,8	0,25	0,25	1,2
4	$E_{z4 \max}$ [mV]	100	100	13	> 100	> 100	2,1	> 100	95	3,7
	$E_{z4 \min}$ [mV]	25	19	1,5	100	53	1,6	4	2,5	1,5
5	$E_{z5 \max}$ [mV]	100	100	3,4	100	100	1,8	46	45	2,1
	$E_{z5 \min}$ [mV]	1,4	1,4	2,2	0,82	0,82	1,2	1,0	1,0	0,61
1	$20 \lg \frac{E_{z1 \max}}{E_s}$ [dB]	41,3	42,4	12,4	33,6	33,6	8,4	30,6	28,2	-2,1
	$20 \lg \frac{E_{z1 \min}}{E_s}$ [dB]	16,6	16,8	12	10,9	11,4	5,9	3,5	2,3	-6
3	$20 \lg \frac{E_{z3 \max}}{E_s}$ [dB]	42,8	41,4	6,9	46,8	38,2	9,1	44,4	39,9	13
	$20 \lg \frac{E_{z3 \min}}{E_s}$ [dB]	0,3	0,3	2,8	-3,6	-3,6	4,9	-6,7	-6,7	6,9
4	$20 \lg \frac{E_{z4 \max}}{E_s}$ [dB]	42,8	42,8	24,8	> 46,8	> 46,8	13,3	> 45,4	44,9	16,7
	$20 \lg \frac{E_{z4 \min}}{E_s}$ [dB]	30,8	28,4	6,3	46,8	41,3	10,9	17,4	13,3	8,9
5	$20 \lg \frac{E_{z5 \max}}{E_s}$ [dB]	42,8	42,8	13,4	46,8	46,8	11,9	38,6	38,4	11,8
	$20 \lg \frac{E_{z5 \min}}{E_s}$ [dB]	5,7	5,7	9,7	5,1	5,1	8,4	5,4	5,4	1,5

Tablica 18
Wrażliwość na zakłócenia przenikające z sieci zasilającej do odbiornika Philips typu EX433A/02
nr E46011 pracującego kolejno z filtrami sieciowymi w układach pokazanych na rys. 21. Praca
w zakresie fal średnich z anteną ferrytową

Nr układu	f_s [kHz]	600			800			1000			1200			1500		
		407			147			139			113			110		
		k	d	p	k	d	p	k	d	p	k	d	p	k	d	p
1	$E_{z1 \max}$ [mV]	45	38	24	14	5,2	8	7,4	4,2	4,8	11	1,5	0,65	14	0,51	1,5
	$E_{z1 \min}$ [mV]	0,31	0,32	1,2	0,3	0,054	0,22	0,11	0,08	0,26	0,075	0,065	0,19	0,079	0,053	0,13
	$E_{z3 \max}$ [mV]	33	3,5	0,27	71	2,2	0,25	34	1,7	0,48	27	2,4	0,82	45	2,8	3,5
	$E_{z3 \min}$ [mV]	0,1	0,22	0,22	0,1	0,1	0,22	0,07	0,1	0,45	0,068	0,2	0,37	0,07	0,24	0,5
	$E_{z4 \max}$ [mV]	43	18	0,09	52	17	0,3	85	24	1,2	>100	29	7	>100	>100	95
5	$E_{z4 \min}$ [mV]	1,3	1,0	0,053	1,7	1,2	0,22	2,2	1,8	0,72	3	2,2	1,5	6,6	5,6	7
	$E_{z5 \max}$ [mV]	100	100	4	>100	54	7,2	>100	71	2,4	>100	21	1,8	>100	19	3,7
	$E_{z5 \min}$ [mV]	1,2	1,2	0,19	1,2	1,1	0,42	>100	1,2	0,72	1,8	1,4	0,92	3,0	2,0	2,2
	$E_{z1 \max}$ $20 \lg \frac{E_{z1 \max}}{E_s}$ [dB]	40,8	39,4	34,8	39	31	34,8	34,6	29,6	30,8	39,8	22,5	15,3	42	13,4	21,5
	$E_{z1 \min}$ $20 \lg \frac{E_{z1 \min}}{E_s}$ [dB]	-2,3	-2,1	9,4	6,2	-8,7	3,5	-2	-4,8	5,5	-3,7	-4,8	4,5	-3	-6,4	1,4
3	$E_{z3 \max}$ $20 \lg \frac{E_{z3 \max}}{E_s}$ [dB]	38,2	18,7	-3,5	53,7	23,5	4,6	47,8	21,8	10,8	47,5	26,5	17,2	52,3	28,1	30,1
	$E_{z3 \min}$ $20 \lg \frac{E_{z3 \min}}{E_s}$ [dB]	-12,2	-5,4	-5,4	-3,4	-3,4	3,5	-6	-1,6	10,2	-4,4	4,9	10,3	-4	6,8	13,2
	$E_{z4 \max}$ $20 \lg \frac{E_{z4 \max}}{E_s}$ [dB]	40,5	33	-6,9	51	41,2	6,2	55,7	44,8	18,7	58,9	48,2	35,8	59,2	58,2	58,7
	$E_{z4 \min}$ $20 \lg \frac{E_{z4 \min}}{E_s}$ [dB]	10,1	6,8	-17,7	21,2	18,2	3,5	24	22,2	14,3	26,5	25,8	22,2	35,6	34,2	36
	$E_{z5 \max}$ $20 \lg \frac{E_{z5 \max}}{E_s}$ [dB]	47,8	47,8	19,9	56,7	51,2	33,3	57,2	54,2	24,8	58,9	45,4	24,1	59,2	44,8	30,5
5	$E_{z5 \min}$ $20 \lg \frac{E_{z5 \min}}{E_s}$ [dB]	9,4	9,4	-6,6	18,3	17,5	9,2	57,2	18,8	14,4	24,1	21,9	18,2	28,2	25,2	26,9

Tablica 19

Wrażliwość na zakłócenia przenikające z sieci zasilającej do odbiornika Philips typu BX433A/02 nr E48011 przy pracy odbiornika w zakresie fal długich z anteną otwartą

f_s [kHz]	150			200			250		
	uziemienie	k	d	p	k	d	p	k	d
E_s [μ V]	24	25	30	16	16	20	13	13	18
E_z [mV]	3,4	18	0,04	1,3	6,8	0,025	0,56	5,3	0,02
$20 \lg \frac{E_z}{E_s}$ [dB]	43	57,2	2,5	38,2	52,6	1,9	32,7	52,1	0,9

Tablica 20

Wrażliwość na zakłócenia przenikające z sieci zasilającej do odbiornika Philips typu BX433A/02 nr E48011 przy pracy odbiornika w zakresie fal średnich z anteną otwartą

f_s [kHz]	600			800			1000			1200			1500		
	uziemienie	k	d	p	k	d	p	k	d	p	k	d	p	k	d
E_s [μ V]	11	10	15	7,5	7,2	10	13	15	16	8,4	8,0	11	13	14	16
E_z [mV]	0,38	0,1	0,014	0,11	0,026	0,007	0,12	0,018	0,013	0,1	0,012	0,013	0,1	0,02	0,023
$20 \lg \frac{E_z}{E_s}$ [dB]	30,8	20	-0,6	23,4	11,1	-3,1	19,3	1,6	-1,8	21,5	3,5	1,4	17,7	3,1	3,2

Tablica 21

Wrażliwość na zakłócenia przenikające z sieci zasilającej do odbiornika Philips typu BX433A/02 nr E48011 pracującego kolejno z filtrami sieciowymi w układach 3, 4 i 5 pokazanych na rys. 21. Praca w zakresie fal krótkich z anteną otwartą.

Nr układu	f_s [MHz]	6			8			10			12		
		uziemienie	k	d	p	k	d	p	k	d	p	k	d
	E_s [μ V]	64	73	73	31	32	33	40	47	46	48	75	90
1	E_{z1} [mV]	0,5	0,21	0,53	0,32	0,14	0,29	2,1	0,51	0,4	0,56	0,18	0,15
3	E_{z3} [mV]	0,61	0,48	0,48	0,44	0,27	0,25	0,35	0,14	0,09	0,27	0,13	0,06
4	E_{z4} [mV]	14	10	10	2,7	4,5	4,2	1,2	3,2	3,2	10	6,6	4,7
5	E_{z5} [mV]	3,6	3	3	0,62	1,3	1,4	0,51	1,3	1,3	1,2	0,72	0,58
1	$20 \lg \frac{E_{z1}}{E_s}$ [dB]	17,9	9,1	17,2	20,3	12,8	18,9	34,5	20,7	18,8	21,4	7,6	4,4
3	$20 \lg \frac{E_{z3}}{E_s}$ [dB]	19,6	16,4	16,4	23,1	18,6	17,6	18,9	9,5	5,8	15,2	4,8	-3,5
4	$20 \lg \frac{E_{z4}}{E_s}$ [dB]	46,8	42,7	42,7	38,9	43	42,1	29,6	36,7	36,9	46,5	38,9	34,4
5	$20 \lg \frac{E_{z5}}{E_s}$ [dB]	35	32,3	32,3	26	32,2	32,3	22,1	28,9	29,2	28	19,6	16,2

ową nie wywierały wpływu na czułość odbiornika (E_s) przeto rubryka czułości nie ma numeru układu. Rodzaj uziemienia również nie wywierał wpływu na czułość. W tabl. 19 i 20 zestawiono dla porównania wyniki badania tego samego odbiornika w zakresie fal długich i średnich, odpowiadające pracy z anteną otwartą. Badania były prowadzone w układach pomiarowych podanych na rys. 22 i 23.

W tabl. 21 zestawiono wyniki badania wrażliwości na zakłócenia przy zastosowaniu filtrów sieciowych w zakresie fal krótkich. Wpływ układu filtrującego na czułość odbiornika (E_s) był praktycznie do pominięcia. Z tego powodu w tabl. 21 podano tylko jedną rubrykę czułości.

7. WNIOSKI

a) Napięcia wielkiej częstotliwości przenikające z odbiornika do anteny i do sieci zasilającej zależą od częstotliwości i od oporności uziemienia. Konstrukcja odbiornika ma decydujący wpływ na te napięcia. Przy starannym ekranowaniu przede wszystkim cewek obwodu heterodyny można uzyskać bardzo małe wartości tych napięć. Stosowanie anten ferrytowych jest korzystne.

b) Filtry sieciowe, stosowane w celu zmniejszenia napięć wielkiej częstotliwości, przenikających z odbiornika do sieci, jak również w celu zmniejszenia wrażliwości odbiornika na zakłócenia przenikające z sieci do odbiornika, nie zawsze są skuteczne. Skuteczność takich filtrów w dużym stopniu zależy od oporności uziemienia i od częstotliwości. Przy pewnych częstotliwościach, szczególnie przy pracy odbiornika bez uziemienia, filtry sieciowe mogą wywierać niekorzystny wpływ na pracę odbiornika, powodując wzrost napięć wielkiej częstotliwości przenikających z odbiornika do sieci oraz zwiększając wrażliwość odbiornika na zakłócenia przenikające z sieci do odbiornika. Przyczyną niekorzystnego wpływu filtru są zjawiska rezonansowe występujące w obwodach urządzenia odbiorczego z udziałem elementów filtru. Na przykład wzrost wrażliwości odbiornika na zakłócenia przenikające do niego z sieci zasilającej może być wywołany obwodem rezonansowym, utworzonym przez dławiki filtru sieciowego i pojemność chassis — ziemia C_{ch} . Wynika to ze wzoru [4] i zostało potwierdzone doświadczalnie (tabl. 13, zakres fal średnich, częstotliwość 800 kHz, praca przy uziemieniu przerwany p). Filtry kondensatorowe (rys. 21, układ 3) przeważnie wywierają wpływ niekorzystny, natomiast filtry dławikowe (rys. 21, układ 4) lub dławikowo-kondensatorowe (rys. 21, układ 5) dają pewne korzyści, występujące głównie przy dobrym uziemieniu.

c) Przy badaniu czułości w układzie pomiarowym, podanym na rys. 23, zastosowano normalną sieć sztuczną. Jest to szczególnie ważne przy badaniu czułości przy dużej oporności uziemienia lub przy uziemieniu przerwany przełącznikiem P_1 . Wówczas obwód wejściowy odbiornika zamyka się przez pojemność C_{ch} i przez sieć sztuczną.

d) Do dokładnej analizy promieniowania odbiornika i do opracowania najodpowiedniejszych środków ograniczających promieniowanie odbiornika konieczna jest znajomość wpływów każdej z sił elektromotorycznych E_{h1} , E_{h2} , i E_{h3} (rys. 8) osobno. Przy pomiarach wykonanych z krótkim uziemieniem w układach pomiarowych przedstawionych na rys. 14 i 18 wpływ siły elektromotorycznej E_{h3} był praktycznie wyeliminowany w zakresach fal długich i średnich; napięcie o częstotliwości heterodyny przenikające do obwodu anteny było więc wywołane głównie przez siłę elektromotoryczną E_{h1} , a napięcie o częstotliwości heterodyny przenikające do sieci zasilającej — przez siłę elektromotoryczną E_{h2} .

Przy uziemieniu przerwany i przy zastosowaniu sieciowych filtrów kondensa-

torowych, napięcie o częstotliwości heterodyny przenikające do sieci zasilającej, było wywołane głównie przez siły elektromotoryczne E_{h3} i E_{h1} . Wyeliminowanie wpływu E_{h1} i określenie wyłącznie wpływu E_{h3} uzyskuje się przez odłączenie anteny sztucznej od odbiornika.

Pomiary przeprowadzone dodatkowo na odbiorniku Mazur nr 177610 wykazały, że siła elektromotoryczna E_{h3} przy pracy z uziemieniem przerwanym i przy odłączonej antenie sztucznej, powoduje przenikanie do sieci zasilającej w zakresie fal długich napięcia wynoszącego od 5 do 10 mV, a w zakresie fal średnich — od 7 do 26 mV. Porównując te wartości z wartościami zestawionymi w tabl. 9 i 10, w rubrykach odpowiadających napięciu U_{h3} przy uziemieniu przerwanym *p* widzimy, że wpływ siły elektromotorycznej E_{h1} jest stosunkowo nieznaczny. Można to wytłumaczyć działaniem dużej oporności wejściowej Z_1 w odbiorniku Mazur (wejście wysoko indukcyjne), ograniczającej prąd przenikający do sieci pod wpływem siły elektromotorycznej E_{h1} . Natomiast wpływ siły elektromotorycznej E_{h3} jest duży i może poważnie zwiększyć zasięg promieniowania odbiornika. Zastosowanie przewidywanego ekranu elektrostatycznego, umieszczonego pod chassis badanego odbiornika Mazur i połączonego z tym chassis spowodowało zmniejszenie o 15 do 20 dB wpływu siły elektromotorycznej E_{h3} w całym zakresie fal długich i średnich.

WYKAZ LITERATURY

1. W. Rotkiewicz: Lampa prostownicza jako źródło zakłóceń w odbiorze radiowym. Przegląd Radiotechniczny nr 9—10, 1937 r.
2. Commission Electrotechnique Internationale. Comité d'Etudes nr 12: Radiocommunications Sous-Comité 12—1: Mesures. Doc. nr 12—1 (Secrétariat) 18.
3. Commission Electrotechnique Internationale. Comité d'Etudes nr 12: Radiocommunications Sous-Comité 12—1: Mesures. Doc. nr 12—1 (France) 110.

* * *

В. Роткевич

ПОМЕХИ ГЕНЕРИРОВАННЫЕ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫМИ ПРИЕМНИКАМИ

Часть I

ИЗЛУЧЕНИЕ ПРИЕМНИКА И ЕГО ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ К ПОМЕХАМ ПРОНИКАЮЩИМ ИЗ СЕТИ ПИТАНИЯ

Резюме

В настоящей работе рассмотрены основные пути проникновения напряжений с частотой гетеродина и промежуточной частотой супергетеродинного приёмника.

Рассмотрена также чувствительность приёмника к помехам проникающим из сети питания. Исследовано вредное влияние большого сопротивления заземления и подчеркнута связь между напряжениями проникающими в антенную цепь и в питающую электрическую сеть. Исследовано также влияние сетевых фильтров. Приведены результаты измерений в.ч. напряжений проникающих из приёмника в антенную цепь и в цепь сети питания.

Проведены исследования над сравнением эффективности действия сетевых фильтров, применённых с целью понижения в.ч. напряжений проникающих из приёмника в антенную цепь и в цепь сети питания. Проведены исследования над сравнением эффективности действия сетевых фильтров, применённых

с целью понижения в.ч. напряжений проникающих из приёмника в сеть, а также с целью понижения помех проникающих из сети в радиоприёмник.

Показано что наиболее полезным действием обладают дроссельные фильтры в то время как конденсаторные фильтры могут оказать вредное влияние. Влияние электростатического экрана в трансформаторе питания незначительно, но экранировка приёмника играет очень важную роль.

W. Rotkiewicz

DISTURBING RADIATION OF BROADCAST RECEIVERS

Part I

RADIATION OF THE RECEIVER AND ITS SENSITIVITY TO THE DISTURBANCES FROM THE POWER LINE

Summary

The author examines the main possible ways of heterodyne and intermediate-frequency leaks in superheterodyne receivers, as well as the effect of the disturbing voltages from the power line. The unfavourable influence of the high earthing resistance, the interdependence of the voltages entering the antenna circuit and the power line, and the influence of the filtering circuits have been also taken into consideration. The results of the measurements of H. F. voltage leaks from the receiver into the antenna and power-line circuit are followed by a comparison of the filtering circuits, used as well to reduce H. F. voltage leaks from the receiver into the power line, as to protect the receiver from the disturbances originated in the power line. It has been shown that inductive filters are most effective, whereas capacitive filters may prove unfavourable. The influence of the electrostatic screening of the power transformer, is little, however the screening of receivers is of greater importance.

W. Rotkiewicz

EMISSIONS PERTURBATRICES PRODUITES PAR LES RÉCEPTEURS RADIOPHONIQUES

PARTIE I

LE RAYONNEMENT DU RÉCEPTEUR ET LA SENSIBILITÉ DU RÉCEPTEUR AUX PERTURBATIONS PROVENANT DU RÉSEAU D'ALIMENTATION

Résumé

On a envisagé les principales voies de pénétration des tensions à fréquence d'hétérodyne et à fréquence intermédiaire du récepteur super-hétérodyne. On a aussi examiné la sensibilité du récepteur aux perturbations provenant du réseau d'alimentation. On a discuté l'influence nuisible d'une grande résistance de la prise de terre et on a aussi attiré l'attention sur le rapport qui existe entre les tensions pénétrant au circuit d'antenne et au réseau d'alimentation. On a analysé l'influence des filtres d'alimentation.

On a présenté les résultats des mesures de tensions à haute fréquence pénétrant du récepteur au circuit d'antenne et au réseau d'alimentation. On a comparé l'efficacité des filtres d'alimentation utilisés pour diminuer aussi bien les tensions à haute fréquence pénétrant du récepteur au réseau d'alimentation que les perturbations qui pénètrent du réseau d'alimentation au récepteur. On a démontré que

les filtres à inductance fonctionnent le plus efficacement; les filtres à condensateurs exercent par contre une influence nuisible. On a constaté que l'influence de l'écran électrostatique dans le transformateur d'alimentation est relativement faible, mais l'utilisation des écrans dans le récepteur est d'une grande importance.

W. Rotkiewicz

DURCH RUNDFUNKEMPFÄNGER VERURSACHTE STÖRSTRAHLUNGEN

Teil I

DIE STRALUNG DES EMPFÄNGERS UND SEINE EMPFINDLICHKEIT GEGENÜBER STÖRUNGEN AUS DEM SPEISENDEN NETZ

Zusammenfassung

In dem Aufsatz werden die hauptsächlichsten Wege erörtert, auf denen Spannungen von der Überlagerer- und der Zwischenfrequenz des Überlagerungsempfängers durchdringen. Es wird auch die Empfindlichkeit des Empfängers gegenüber aus dem speisenden Netz eindringenden Störungen erörtert. Es wird die Schädlichkeit eines hohen Erdungswiderstandes besprochen sowie der Zusammenhang zwischen den in den Antennenkreis und in das speisende Netz eindringenden Spannungen hervorgehoben. Der Einfluss von Netzsiebkreisen wird untersucht.

Es werden Messwerte der in den Antennen und in den Netzkreis eindringenden HF — Spannungen mitgeteilt. Durchgeführt wurden vergleichende Untersuchungen der Wirksamkeit von Netzsiebkreisen, die Zwecks Begrenzung von sowohl aus dem Empfänger ins Netz, als auch aus dem Netz in den Empfänger eindringenden HF — Spannungen Verwendung finden. Es wird gezeigt, dass am wirksamsten Drosselsiebe sind, wogegen Kondensatorsiebe nachteilig wirken können. Es wurde festgestellt, dass ein statischer Schirm im Netztrafo einen verhältnismässig geringen Einfluss hat dass dagegen eine Schirmung des Empfängers von grosser Bedeutung ist.

TADEUSZ BZOWSKI, LESŁAW KĘDZIERSKI, ALEKSANDER PILIPOWSKI

DEFINICJA I POMIAR „UŻYTKOWEJ“ CZUŁOŚCI TORU WIZYJNEGO W ODBIORNIKACH TELEWIZYJNYCH

Rękopis dostarczono do IŁ 10, XII, 1955

Stosowane najczęściej elektryczne metody określania czułości toru wizyjnego odbiornika telewizyjnego nie dają na ogół możliwości porównywania między sobą odbiorników, gdyż eliminują z pomiaru specyficzne właściwości kineskopu. W referacie zaproponowano elektrooptyczną metodę pomiaru czułości, która wiąże czułość z określonym efektem optycznym wytworzonym przez odbiornik. Jako efekt wyjściowy odbiornika, ustalony dla pomiaru czułości, przyjęto prosty obraz testowy o parametrach optycznych odpowiadających przeciętnemu obrazowi telewizyjnemu, a mianowicie o subiektywnie określonej jaskrawości maksymalnej 20 nitów, kontrastowości dużych powierzchni 10-1 i stosunku sygnału użytecznego do szumów własnych nie mniejszym niż 20 dB.

Wejściowy sygnał w. cz., odpowiednio modulowany sygnałem wizyjnym umożliwiającym uzyskanie obrazu testowego o założonych parametrach, określa czułość toru wizyjnego w odbiorniku telewizyjnym. Tak pomierzona czułość nazwano czułością „użytkową“.

Parametry optyczne obrazu testowego mierzy się prostym fotometrem, natomiast stosunek sygnału do szumu określa się przy użyciu oscylografu pomiarowego.

Opisaną metodą pomierzono kilka typowych odbiorników telewizyjnych i otrzymane czułości użytkowe porównano z czułościami podawanymi przez producentów. Uzyskane wyniki pomiarów wykazują znaczne różnice w stosunku do czułości określanych bez uwzględnienia elektrooptycznych właściwości kineskopów.

1. WSTĘP

Podawana przez producentów czułość toru wizyjnego w odbiorniku telewizyjnym najczęściej jest określana metodą elektryczną, wiążącą wielkość modulowanego w określony sposób sygnału wejściowego wielkiej częstotliwości z wielkością sygnału modulującego występującego w określonym punkcie toru wizyjnego odbiornika, najczęściej na elektrodzie sterującej kineskop. W tych przypadkach czułość jest określana jako najmniejszy sygnał w. cz. pozwalający uzyskać umownie wybraną wartość napięcia m. cz. w określonym punkcie toru wizyjnego.

Przyjmuje się często różne wartości napięcia m. cz., dla których określa się czułość toru wizyjnego, lub też ustala się pewną wartość przeciętną dla wszystkich typów odbiorników.

Ścisłe określenie czułości wymaga zresztą podania ponadto, przy jakim stosunku sygnału użytecznego do szumów własnych odbiornika została określona czułość.

W literaturze technicznej spotyka się również zróżnicowane pojęcie czułości ze względu na: wzmocnienie odbiornika, stosunek sygnału użytecznego do szumów własnych oraz ze względu na stabilność synchronizacji. W tym przypadku czułością użytkową będzie najgorsza z trzech wyżej podanych czułości.

Niezależnie zresztą od sposobu określania czułości, wyniki pomiarów uzyskiwane przy stosowaniu metod elektrycznych nie dają możliwości porównywania różnych typów odbiorników między sobą, gdyż eliminują one z pomiaru podstawowy element odbiornika telewizyjnego, jakim jest przetwornik elektrooptyczny — kineskop. Tymczasem w obecnym stanie techniki istnieją znaczne różnice w elektrooptycznych właściwościach kineskopów, przede wszystkim ze względu na wydajność świetlną ekranu, jak i na przebieg charakterystyki jaskrawości ekranu w funkcji napięcia sterującego.

Ustalona wartość napięcia, np. na elektrodzie sterującej kineskopu, powoduje więc w ogólności powstawanie różnych efektów optycznych, w zależności od typu użytego w odbiorniku kineskopu.

Wydaje się więc celowe, w szczególności dla potrzeb praktycznych porównywania różnych typów odbiorników, odnoszenie czułości do określonego efektu optycznego, a więc do umownie ustalonego obrazu, występującego na ekranie odbiornika przy napięciu wejściowym określającym czułość. W tych warunkach przy jednakowych czułościach odbiorników wrażenia widza będą jednakowe.

Określona w taki sposób, przy użyciu metod elektrooptycznych, czułość „użytkowa“ odbiornika obejmuje w sobie pojęcia czułości zarówno ze względu na wzmocnienie, stabilność synchronizacji oraz, w pewnym stopniu, również na szumy.

2. PARAMETRY SYGNAŁU POMIAROWEGO ORAZ DEFINICJA CZUŁOŚCI UŻYTKOWEJ

Umowny obraz uzyskiwany na ekranie odbiornika telewizyjnego przy pomiarze czułości toru wizyjnego powinien w zasadzie mieć następujące cechy:

- a) kształt sygnału reprezentującego obraz testowy powinien być możliwie zbliżony do typowego sygnału telewizyjnego, a więc powinien zawierać impulsy synchronizujące, impulsy gaszące oraz określone sygnały wizyjne umożliwiające uzyskanie prostego w swej budowie obrazu optycznego;
- b) charakter obrazu powinien umożliwiać pomiar, korelujących z czułością, parametrów optycznych obrazu przy użyciu prostych urządzeń fotometrycznych;
- c) kształt sygnału reprezentujący obraz testowy powinien umożliwiać jednoznaczne położenie pokrętki regulującego jaskrawość w odbiorniku badanym, a więc uzyskanie określonego punktu pracy kineskopu;
- d) sygnał powinien być stosunkowo łatwy do wytworzenia.

Parametrami optycznymi obrazu, które bezpośrednio zależą od wartości sygnału wejściowego i ogólnego wzmocnienia toru wizyjnego, są: jaskrawość obrazu w określonych warunkach pracy kineskopu i kontrastowość obrazu. Wielkości powyższe powinny więc być wybrane w taki sposób, aby obraz testowy odpowiadał swymi parametrami optycznymi przeciętnemu obrazowi telewizyjnemu, dającemu się uzyskać na ekranie typowego odbiornika — niezależnie od jego klasy i użytego w nim kineskopu.

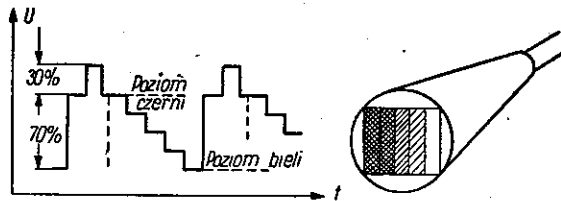
Dla przeciętnego obrazu, jako najbardziej odpowiednie, można przyjąć: subiektywną jaskrawość białych części obrazu $B_{max} = 20$ nitów oraz kontrastowość maksymalną dla dużych powierzchni obrazu $K_{max} = 10$.

Ponieważ $K_{max} = \frac{B_{max}}{B_{min}}$, więc pomiar parametrów optycznych obrazu testowego sprowadza się do pomiarów jaskrawości obrazu.

Sygnał wizyjny odpowiadający obrazowi testowemu i umożliwiający wykonanie wyżej podanych pomiarów parametrów optycznych, mógłby więc w zasadzie za-

wierać jedynie dwa poziomy energetyczne — odpowiadające poziomom czerni oraz poziomom bieli obrazu. Jednakże taki sygnał utrudniałby spełnienie warunku ujętego w punkcie c). Korzystniej więc jest przewidzieć sygnał zawierający również poziomy energetyczne odpowiadające poziomom szarym.

Sygnał pożądaný może więc być np. napięciem „schodkowym“, przy czym ze względów praktycznych jest wygodnie, aby posiadał on 5...7 proporcjonalnie rozłożonych poziomów energetycznych, z których dwa krańcowe odpowiadają poziomom czerni i bieli sygnału. Sygnał taki oraz odpowiadający mu obraz składający się z pięciu pasów o stopniowej jaskrawości podano na rys. 1.



Rys. 1. Kształt pomiarowego sygnału wizyjnego i odpowiadający mu obraz testowy

Taki kształt sygnału, poza pomiarem czułości, pozwala dodatkowo wykonać szereg innych pomiarów, a w szczególności zdjąć charakterystyki jaskrawości w funkcji napięcia sterującego, oraz określić gradient kontrastowości i współczynnik γ kineskopu. Poza tym sygnał tego typu umożliwi pracę odbiornika w warunkach bardzo zbliżonych do rzeczywistych warunków jego pracy zachodzących przy odbiorze stacji telewizyjnej. Sygnał pokazany na rys. 1 wykorzystuje się do modulacji napięcia w cz. generatora sygnałowego przy czym, aby zbliżyć się do typowych warunków odbioru, głębokość modulacji powinna wynosić $m = 0,85$.

Pomiar czułości wymaga podania, przy jakim stosunku sygnału użytecznego do szumów własnych została określona czułość. Mimo że szumy są widoczne w obrazie testowym, to jednak ich wpływ na zmiany jaskrawości czy kontrastowości obrazu jest mały (przy dopuszczalnym poziomie szumów), nie daje się więc dokładnie uwzględnić przez pomiar jaskrawości. Pomiar tego stosunku najlepiej wykonać przy użyciu oscylografu pomiarowego określając stosunek międzyszczytowej wartości napięcia sygnału wizyjnego (od poziomu bieli do poziomu czerni) do quasi-szczytowej wartości szumów własnych, przy czym wydaje się, że dla przeciętnego obrazu można przyjąć, iż stosunek ten nie powinien być mniejszy niż 20 dB. Ponieważ pomiar tego stosunku przeprowadza się już po demodulacji sygnału wizyjnego, która może zniekształcić sygnał modulujący, pomiar amplitudy szumów najlepiej jest przeprowadzać na poziomie energetycznym odpowiadającym 50% sygnału wizyjnego; w naszym przypadku — na poziomie trzeciego schodka napięcia.

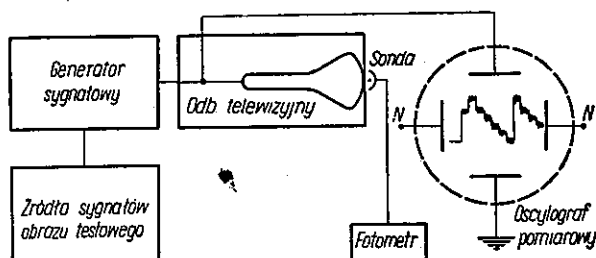
Biorąc pod uwagę wyżej omawiane rozważania definicję użytkowej czułości toru wizyjnego w odbiorniku telewizyjnym można ustalić w sposób następujący:

Czułością użytkową toru wizyjnego w odbiorniku telewizyjnym nazywamy wartość skuteczną najmniejszego z wejściowych sygnałów wielkiej częstotliwości, modulowanego do głębokości 85% sygnałem umożliwiającym syntezę testowego obrazu składającego się z 5...7 pasów pionowych o jaskrawości wzrastającej skokowo do 20 nitów dla pasa najjaśniejszego i maksymalnej kontrastowości obrazu 10:1. Stosunek sygnału użytecznego do szumów własnych nie powinien być mniejszy przy tym od 20 dB, a pomiary czułości powinny się odbywać w miejscu wolnym od zakłóceń oraz bez światła otaczającego.

3. METODA POMIARU I UKŁAD POMIAROWY

Pomiar zdefiniowanej poprzednio czułości użytkowej toru wizyjnego w odbiorniku telewizyjnym może się odbywać np. w układzie podanym na rys. 2, na którym zresztą nie zaznaczono ewentualnych przyrządów umożliwiających jednoznaczne dostrojenie odbiornika do częstotliwości nośnych kanału, dla którego mierzy się czułość.

Do obwodu wejściowego odbiornika doprowadza się sygnał w. cz. o parametrach zgodnych z definicją i o częstotliwości nośnej kanału, dla którego mierzy się czułość. Odbiornik dostraja się w sposób typowy dla danego systemu odbioru.



Rys. 2. Schemat blokowy układu pomiarowego

Organ regulacji wzmocnienia toru wizyjnego należy ustawić w położeniu odpowiadającym maksymalnej czułości odbiornika. Organy synchronizacji ustawia się w położeniach umożliwiających uzyskanie stabilnego obrazu testowego, natomiast organ regulacji jaskrawości ekranu w położeniu, przy którym na ekranie jest widoczna liczba pasów odpowiadająca liczbie schodków napięcia modulującego i jaskrawość pasa najciemniejszego znajduje się w pobliżu granicy najmniejszej używanej jaskrawości.

Mierzmy jaskrawość pasa najjaśniejszego i w zależności od uzyskanego wyniku stopniowo powiększamy lub zmniejszamy wartość sygnału wejściowego aż do uzyskania parametrów przeciętnego obrazu, tzn. jaskrawości maksymalnej równej 20 nitom i kontrastowości równej 10 — każdorazowo lekko korygując położenie pokrętki jaskrawości. Następnie sprawdzamy, czy w powyższych warunkach stosunek sygnału użytecznego do szumów własnych nie jest mniejszy od 20 dB mierząc na poziomie środkowego schodka quasi-szczytową amplitudę szumów i odnosząc ją do amplitudy sygnału wizyjnego. W przypadku gdy stosunek ten otrzymuje się mniejszy od 20 dB lub też, jeśli stabilność obrazu wskutek oddziaływania szumów jest niedostateczna, należy zmniejszać wzmocnienie odbiornika i powiększać sygnał wejściowy, aż uzyskamy spełnienie warunków przeciętnego obrazu.

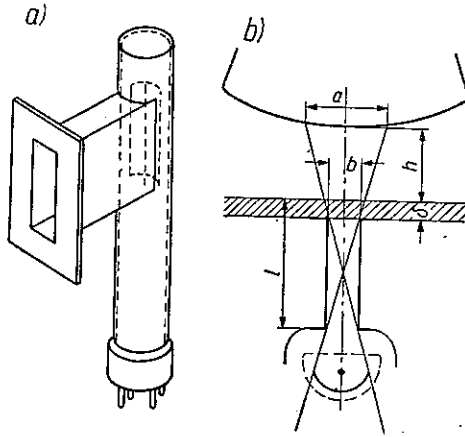
Większość odbiorników telewizyjnych jest zapatrzona z reguły w szybę ochronną umieszczoną w pewnej odległości od ekranu kineskopu, która oczywiście wpływa na właściwości optyczne obrazu odczuwane przez widza. Pomiary jaskrawości powinny być więc z reguły wykonywane przez szybę, a więc w rzeczywistych warunkach pracy odbiornika.

W tym przypadku jednak fotometr do pomiaru jaskrawości powinien być tak zbudowany, aby zbierał światło przychodzące jedynie od określonego pasa, a eliminował światło przychodzące od pasów sąsiednich. Poza tym typ użytego do pomiaru fotometru nie ma większego znaczenia. Powinien się on jednak oczywiście charakteryzować dostateczną czułością w zakresie mierzonych jaskrawości. Ze względu na

dokładność pomiarów pożądana jest liniowa zależność wskazań fotometru w zakresie mierzonym.

Używany przy pomiarach fotometr składał się z sondy oraz układu pomiarowego.

Obudowa sondy, wyłożona materiałem silnie pochłaniającym światło, posiadała szczelinę przepuszczającą pożądaną światło do typowej fotokomórki gazowej.



Rys. 3. Sonda fotometru

Układ pomiarowy tworzył mostek prądu stałego, w którego dwóch gałęziach umieszczono lampy wzmacniające. Dla zwiększenia stabilności pracy układu użyto jednej lampy podwójnej oraz zastosowano zasilacz o elektronicznej stabilizacji napięcia. Jedno z wielu możliwych rozwiązań sondy pomiarowej podaje rys. 3a. Przybliżona szerokość szczeliny może być łatwo określona z prostych zależności geometrycznych uwidocznionych na rys. 3b. Szerokość ta dla rozpatrywanego przypadku powinna wynosić:

$$b \leq \frac{a(l - \delta)}{2h + (l + \delta)}$$

4. OGRANICZENIA METODY

Źródłem błędów opisywanej metody pomiarowej może być niedokładność pomiaru małych jaskrawości, co przy możliwościach stosunkowo dokładnego określenia jaskrawości pasa najjaśniejszego powoduje powstawanie dość znacznego błędu przy pomiarze kontrastowości. Jednakże wpływ błędu przy pomiarze kontrastowości na dokładność określenia czułości odbiornika w praktyce jest stosunkowo niewielki. Dokładność pomiaru czułości w znacznie większym bowiem stopniu zależy od dokładności określenia maksymalnej jaskrawości przeciętnego obrazu.

Drugą przyczyną błędów leży w różnicach charakterystyk spektralnych ekranów produkowanych obecnie kineskopów. Ponieważ zarówno fotokomórka fotometru, jak i oko obserwatora mają specyficzne charakterystyki spektralne, więc spełnienie warunku określonej jaskrawości przeciętnego obrazu, mierzonej fotometrem, dla różnych typów kineskopów nie gwarantuje uzyskania tego samego wrażenia u widza.

Ponieważ w założeniu swym metoda pomiarowa odnosi czułość toru wizyjnego dla różnych typów odbiorników do jednakowego wrażenia optycznego u widza, pożądaną jest więc, aby fotometr miał w przybliżeniu charakterystykę odpowiadającą spektralnej charakterystyce oka ludzkiego. Można to oczywiście uzyskać przesłaniając fotokomórkę fotometru odpowiednim filtrem optycznym. Filtr ten powinien korygować charakterystykę fotokomórki tak, aby wypadkowa charakterystyka fotometru była zbliżona do przeciętnej charakterystyki oka ludzkiego. Pociągnięto za sobą jednak obniżenie czułości fotometru.

5. WYNIKI PRZEPROWADZONYCH POMIARÓW

Opisaną metodą pomierzono czułość (przykładowo) kilku odbiorników i uzyskane wyniki porównano z czułościami podawanymi przez producentów. Wyniki pomiarów zestawiono w poniższej tablicy.

Zrozumiałe jest, że czułości poszczególnych odbiorników mogą się różnić od podawanych przez producentów wartości przeciętnych, otrzymane jednak wyniki pomia-

Typ odbiornika	Czułość toru wizyjnego w μV na oporności 75Ω podawana przez producenta	Czułość toru wizyjnego w μV na oporności 75Ω pomierzona metodą fotometryczną
A	550	1100
B	250 ÷ 500	650
C	500	330

rów na tyle różnią się od wartości katalogowych, że należy przypisać to odmiennej metodzie pomiaru.

Podawane przez producenta czułości mają się jak $1 : (2,2 \div 1) : 1$, podczas gdy pomierzone opisaną powyżej metodą jak $1 : 1,7 : 3,4$.

* * *

T. Бзовски, Л. Кендзерски, А. Филиповски

ОПРЕДЕЛЕНИЕ И ИЗМЕРЕНИЕ ИСПОЛЬЗУЕМОЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ВИДЕО-КАНАЛА В ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ПРИЁМНИКАХ

Резюме

Употребляемые преимущественно электрические методы определения чувствительности видео-канала в телевизионных приёмниках не дают вообще возможности сравнения с собой разных приёмников, так как исключают из измерения специфические свойства кинескопа.

Авторы предлагают электрооптический метод измерения чувствительности, при котором чувствительность связана с определённым оптическим эффектом, производимым приёмником. В качестве выходного эффекта приёмника, установленного для измерения чувствительности, принимается эталонное изображение с оптическими параметрами соответствующими среднему телевизионному изображению, т. е. имеющему субъективно определяемую яркость 20 нитов, контраст больших поверхностей $10 : 1$ и отношение полезного сигнала к помехам не меньше 20 дБ.

Входной сигнал высокой частоты, соответственно модулированный видео-сигналом, позволяющим получить эталонное изображение с желанными параметрами, определяет чувствительность видео-канала в телевизионном приёмнике. Измеренную таким образом чувствительность называют „используемой“ чувствительностью.

Оптические параметры эталонного изображения измеряют обыкновенным фотометром, отношение же сигнала к помехам — при помощи измерительного осциллографа.

По этому методу были проведены измерения нескольких типов телевизионных приёмников и полученные используемые чувствительности были сопоставлены с чувствительностями указанными конструкторами приёмников. Результаты измерений значительно отличаются от чувствительностей определяемых без учёта электрооптических особенностей кинескопа.

T. Bzowski, L. Kędzierski, A. Pilipowski

**DEFINITION AND MEASUREMENT OF THE „USABLE“ SENSITIVITY
OF THE VIDEO CHANNEL IN THE VIDEO-RECEIVERS.**

Summary

The chiefly used electrical methods of definition of the sensitivity of the video channel in the video receiver do not give in general the possibility to compare different receivers, because they eliminate from the measurement the specific peculiarities of the picture tube. The authors propose the use of an electro-optical method of measurement of sensitivity, in which the sensitivity is joint with a definite optical effect, produced by the receiver. As the output effect of the receiver, fixed for the sensitivity measurement, a simple test image is admitted, with the optical parameters corresponding to the average video image with the subjectively defined maximum brightness of 20 nits, contrasts of the large surfaces 10:1 and the useful signal to the internal noise ratio not less than 20 dB.

The input high frequency signal, adequately modulated by video signal, which enables to obtain a test image with the desired parameters, defines the sensitivity of the video channel in the video receiver. The measured in that way sensitivity is called: the "usable" sensitivity.

The optical parameters of the test image are measured with a simple photometer, but the signal-to-noise ratio — with an oscillograph.

The described method was used for measurement of some typical video receivers and the usable sensitivities obtained were compared with the sensitivities announced by the producers. The results of measurements prove important differences in comparison with the sensitivities defined without taken into consideration the electro-optical peculiarities of the picture tubes.

T. Bzowski, L. Kędzierski, A. Pilipowski

**LA DÉFINITION ET LA MÉSURE DE LA SENSIBILITÉ „UTILISABLE“
DU VIDÉO-CANAL DANS LES RÉCEPTEURS DE TÉLÉVISION.**

Résumé

Les méthodes employées le plus souvent pour définir la sensibilité du vidéo-canal dans les récepteurs de télévision ne donnent pas en général la possibilité de comparer des différents récepteurs, parcequ'elles éliminent de la mesure les particularités spécifiques de la tube image. Les auteurs proposent une méthode électro-optique de mesure de sensibilité, dans laquelle la sensibilité est liée à un effet optique défini, produit par le récepteur. Comme effet de sortie du récepteur, fixé pour la mesure de sensibilité, on a choisi une simple image d'essai, ayant les paramètres optiques correspondant à l'image moyenne de télévision, c'est à dire ayant la brillance maximum, définie d'une manière subjective, égale à 20 nits, les contrastes des grandes surfaces 10:1 et le rapport du signal utile aux bruits internes de 20 dB, au moins.

Le signal d'entrée à haute fréquence, suffisamment modulé par le signal vidéo permettant d'obtenir l'image d'essai à paramètres désirés, définit la sensibilité du vidéo-canal dans le récepteur de télévision. La sensibilité mesurée ainsi est appelée: sensibilité „utilisable“.

On fait les mesures des paramètres optiques de l'image d'essai avec un simple photomètre, mais celles de rapport du signal au bruit — avec un oscillographe.

D'après la méthode décrite on a fait les mesures de quelques récepteurs typiques de télévision et on a comparé les sensibilités obtenues avec les sensibilités données par les producteurs. Les résultats des mesures démontrent des différences importantes en comparaison avec les sensibilités définies sans tenir compte des particularités électro-optiques des tubes images.

T. Bzowski, L. Kędziński, A. Pilipowski

BEGRIFF UND MESSUNG DER „NUTZ“ — EMPFINDLICHKEIT DES BILDKANALS IN FERNSEHEMPFÄNGERN

Zusammenfassung

Die gebräuchlichsten Messverfahren für Empfindlichkeit des Bildkanals eines Fernsehempfängers lassen im allgemeinen keinen gegenseitigen Vergleich von Empfängern zu, da sie die Eigenart der Bildröhre nicht mit erfassen. In dem Aufsatz wird ein elektrooptisches Verfahren für Messung der Empfindlichkeit vorgeschlagen, das die Empfindlichkeit mit einer bestimmten, durch den Empfänger zu erzielenden optischen Wirkung in Zusammenhang bringt. Als die für die Bewertung der Empfindlichkeit festgelegte äussere Wirkung des Empfängers wird ein einfaches Prüfbild angenommen, dessen optische Kennwerte einem durchschnittlichen Fernsehbild entsprechen und zwar ist es eine subjektiv bestimmte grösste Leuchtdichte von 20 Nit, ein Kontrastwert grosser Flächen von 10 : 1 und ein Signal—Rauschen—Quotient von nicht weniger als 20 dB.

Die Empfindlichkeit des Bildkanals eines Fernsehempfängers wird durch das mit dem Bildsignal entsprechend modulierte Eingangs—HF—Signal bestimmt, das den Empfang des Prüfbildes mit festgelegten Kennwerten ermöglicht. Für die derartig bewertete Empfindlichkeit wird die Bezeichnung „Nutz“ — Empfindlichkeit geprägt.

Die optischen Kennwerte des Prüfbildes werden mit einem einfachen Photometer gemessen, der Signal—Rauschen—Quotient mit einem Messoszillographen bestimmt.

Es wurden nach dem beschriebenen Verfahren einige typische Fernsehempfänger gemessen und die sich ergebenden Nutzemphindlichkeiten mit den von den Herstellern angegebenen Empfindlichkeiten verglichen. Die erhaltenen Messergebnisse zeigen beträchtliche Unterschiede gegenüber denjenigen Empfindlichkeiten, die die elektrooptische Eigenart der Bildröhre nicht berücksichtigen.

STEFAN JASIŃSKI, STEFAN MANCZARSKI

**BADANIE PRAWDOPODOBIENSTWA ODBIORU KRÓTKOFALOWYCH
RADIOSTACJI DALEKODYSTANSOWYCH DLA CZĘSTOTLIWOŚCI
PONIŻEJ MEDIANY MUF I POWYŻEJ MEDIANY MUF**

Rękopis dostarczono do IE 31. VIII. 1955

Artykuł omawia różne mechanizmy rozchodzenia się krótkich fal jonosferycznych. Spośród nich zwrócona jest szczególna uwaga na możliwości rozchodzenia się fal pod stropem warstw F2 na podobieństwo dźwięków w tak zwanej szepczącej galerii. Z przedstawionej analizy matematycznej wynika, że przy takim mechanizmie możliwe jest w pewnych warunkach przenoszenie się fal o częstotliwości prawie dwukrotnie większej od mediany MUF charakteryzującej maksymalną częstotliwość użytkową przy zwykłym sposobie rozchodzenia się fal jonosferycznych.

Zbliżoną co do zasady koncepcję rozchodzenia się fali, jak w szepczącej galerii, spotyka się w literaturze dla wytłumaczenia echa radiowego, przebiegającego dookoła kuli ziemskiej. Dzięki zachodzącej wówczas, wskutek wklęsłości jonosfery, koncentracji energii, osłabienie sygnału może być stosunkowo nieznaczne, co znalazło potwierdzenie w pomiarach.

Podstawowym warunkiem realności rozważanego mechanizmu jest występowanie bardzo małych strat w górnych warstwach jonosfery. Fakt ten udało się w ostatnich latach stwierdzić pomiarowo.

Dla potwierdzenia słuszności tezy, że nieuwzględnianie niektórych istotnych mechanizmów rozchodzenia się fal jonosferycznych prowadzi do systematycznych błędów w sporządzaniu prognoz co do częstotliwości FOT (optymalna częstotliwość trafiku), porównano dotychczasowe wartości FOT z praktycznymi danymi eksploatacyjnymi.

W konkluzji artykuł stawia następujące wnioski:

Dla zapewnienia krótkofalowej radiokomunikacji dalekodystansowej z dużą wydajnością w ciągu całego cyklu słonecznego, niezbędne jest dysponowanie odpowiednim zespołem częstotliwości roboczych (rzędu 6). Liczba tych częstotliwości zależy od właściwości trasy, przy czym należy uwzględnić również częstotliwości powyżej MUF, jak i częstotliwości mniejsze od LUF (najmniejszej częstotliwości użytecznej). Ścisłe przestrzeganie częstotliwości FOT jest, przy obecnym stanie wiedzy o rozchodzeniu się fal, w praktyce niezadowalające.

W radiokomunikacji krótkofalowej, zwłaszcza dalekodystansowej, bardzo ważną sprawą jest możliwość pracy na częstotliwościach możliwie największych. Pod tym kątem widzenia prowadzone były w Polsce od dłuższego czasu obserwacje nad odchyleniami od częstotliwości FOT (fréquence optimum du trafic), ze zwróceniem szczególnej uwagi na częstotliwości większe od FOT. Okazało się, że w praktyce bardzo często możliwa jest praca na częstotliwościach dochodzących lub nawet trochę przekraczających podwójną częstotliwość FOT.

Dotychczas jednak powszechnie jest zalecane stosowanie w radiokomunikacji częstotliwości bliskich FOT. Wartość częstotliwości FOT dla danej trasy i danego czasu jest zależna od przewidywanej mediany MUF (maximum usable frequency) i jest od niej mniejsza nie więcej niż o kilkanaście procent. Pod MUF rozumie się na ogół maksymalną częstotliwość użytkową przy fali odbijającej się na przemian od

warstwy jonosferycznej (F_2 , F_1 , E lub E spor.) i od ziemi, do której fala z reguły powraca po każdym odbiciu od jonosfery. Jest to, jak dotychczas przyjęto, najbardziej typowy sposób rozchodzenia się fal jonosferycznych, przy którym częstotliwości większe od MUF nie mogą być w ogóle przekazywane.

Powyższy mechanizm rozchodzenia się fal jonosferycznych nie jest jednak jedynym możliwym do pomyślenia mechanizmem. W niektórych przypadkach fala może nie powracać na ziemię na pewnej długości trasy, kursując, to znaczy odbijając się pomiędzy dwiema warstwami jonosferycznymi. Przewidywanie wartości MUF, a zatem i FOT, jest wówczas znacznie trudniejsze niż poprzednio. Do pomyślenia jest również koncepcja fali rozchodzącej się pod stropem warstwy jonosferycznej F_2 na podobieństwo dźwięków w tzw. szepczącej galerii, to znaczy z odbijaniem się tylko od jednej warstwy F_2 . Analiza matematyczna tego ostatniego przypadku jest przedstawiona w załączniku A.

Jak wynika z podanych w tym załączniku rozważań, możliwe jest w danym przypadku przechodzenie fali o częstotliwości prawie dwukrotnie większej od częstotliwości MUF, która występuje przy dotychczasowym ogólnie przyjętym mechanizmie rozchodzenia się fal jonosferycznych. Nowy mechanizm wymaga jednak przynajmniej chwilowego zaistnienia specjalnych warunków w okolicy jednego z punktów odbicia fali od jonosfery, np. w okolicy pierwszego punktu (rys. A3). W obszarze tym warstwa F_2 powinna mieć odpowiedni rozkład gęstości elektronowej z niezbędnym nachyleniem pułapu warstwy. Jest rzeczą jasną, że wskutek zmienności jonosfery warunki te mogą zjawiać się w sposób mniej lub więcej przejściowy. O możliwości takiej świadczą między innymi pomiary, stwierdzające zmienność kąta przychodzenia fal odbitych od jonosfery. Należy tu wspomnieć, że zgodnie z teorią fal *Martyna-Lamba* rytmiczne zmiany wysokości warstwy F_2 i nachylenia stropu jonosferycznego występują równoległe ze zmianami koncentracji elektronów w warstwie F_2 (załącznik B). Wobec tego założenie równoległego występowania tych zjawisk jest uzasadnione.

Dzięki wklęsłości pułapu jonosferycznego energia fali jest przy rozpatrywanym tu nowym mechanizmie bądź koncentrowana w postaci wiązki promieni równoległych, bądź też ogniskowana w kolejnych punktach. Po drodze zachodzi, oczywiście, częściowe rozpraszanie energii, wskutek czego kierowana jest ona i ku ziemi, gdzie może być odebrana.

Zbliżoną co do zasady koncepcję rozchodzenia się fali na podobieństwo dźwięków w szepczącej galerii spotyka się w literaturze dla wytłumaczenia echa radiowego dokoła kuli ziemskiej, jak np. u *Alperta*, *Ginzburga* i *Feinberga* (1), którzy z kolei powołują się na prace *Krasnuszki*. Dzięki zachodzącej wówczas koncentracji energii osłabienie sygnału może być stosunkowo nieznaczne. W literaturze cytowane są pomiary, z których wynika, że gdy sygnał bezpośredni dawał na wejściu odbiornika napięcie ok. 280 mV, to sygnał pochodzący od echa dokoła ziemi wytwarzał przeważnie na wejściu tegoż odbiornika napięcie wahające się w granicach 0,1—0,15 mV i osiągające maksimum rzędu 0,45 mV podczas zachodu słońca w miejscu obserwacji. Stwierdzono, że ten typ echa może być wykrywany w ciągu całej doby, co świadczy o częstoci występowania omawianego zjawiska.

Podstawowym warunkiem słuszności rozpatrywanej koncepcji jest założenie bardzo małych strat w górnych warstwach jonosfery. Założenie to znalazło w ostatnich latach potwierdzenie doświadczalne. Na przykład badania i pomiary *Appletona* i *Piggotta* (2) rozdziału strat w poszczególnych warstwach jonosfery wykazały, że największe tłumienie fal powstaje w warstwie D, czyli poniżej warstwy E. Wynika stąd, że nawet tłumienie w warstwie E jest stosunkowo słabe, tłumienie zaś

jeszcze wyższych warstw, czyli F , jest w porównaniu z tym praktycznie do pominięcia.

Sprawa możliwości koncentrowania fal elektromagnetycznych przez jonosferę została wielokrotnie doświadczalnie stwierdzona. Dowodzą tego między innymi pomiary przeprowadzone w Anglii (Kent) w 1953 r. w związku z obserwacją 120 kW stacji radiofonicznej Sofia (Bułgaria), pracującej na częstotliwości 9,7 MHz ($\lambda \cong 30,93$ m). Okazało się, że natężenie pola tej stacji przekraczało niekiedy w godzinach nocnych wartość pola, obliczoną bez uwzględnienia jakichkolwiek strat po drodze. Według zdania *Griffitha*, który opisał powyższe pomiary (3), koncentracja fal zachodziła przy odbiciach od warstwy F , podobnie zresztą, jak to miało miejsce przy niektórych dalekodystansowych rekordach radioamatorów-krótkofalowców, osiągniętych bardzo małą mocą. Nadmiernie silne sygnały udawało się również stwierdzić przy nocnym odbiorze stacji radiofonicznych na falach średnich, to znaczy przy odbiciach od warstwy E . Zjawisko to występowało zwłaszcza na odległościach większych lub równych 2000 km. Pewne światło rzucają także na sprawę koncentracji energii przez warstwy jonosferyczne wykresy ilustrujące statystyczny rozkład poziomu sygnału pochodzącego od odległych stacji. Na wykresach tych, zwłaszcza sporządzonych na podziałce *Rayleigha*, uwidacznia się wyraźnie zwiększone w stosunku do czystego przypadku prawdopodobieństwo występowania bardzo silnych sygnałów, co może być interpretowane jako objaw związany z przejściową koncentracją energii przez jonosferę.

Prawdopodobieństwo radiokomunikacji na częstotliwościach większych niż częstotliwość MUF odpowiadająca warstwie F_2 jest w wielu przypadkach do wytłumaczenia przez występowanie warstwy E sporadycznej. Okoliczność ta nie zawsze może być trafnie uwzględniana w prognozach FOT , zwłaszcza jeżeli trasa jest zbyt długa lub zbyt silnie narażona na zakłócenia ze strony zorzy polarnej. Również i inne rodzaje rozproszeń występujących w różnych warstwach jednosferycznych dają zjawiska z reguły nieobliczalne. Z drugiej strony zdarzają się doby, w których tłumienie dolnych warstw jonosfery spada tak silnie, że staje się możliwa radiokomunikacja na częstotliwościach znacznie niższych od FOT , a nawet od najmniejszej częstotliwości użytecznej LUF (lowest useful frequency).

W świetle powyższego muszą być dopuszczone chaotycznie przebiegające odchylenia od wartości FOT . Jednakże porównanie danych eksploatacyjnych z częstotliwościami FOT daje w wielu przypadkach tak rażące, systematycznie występujące różnice, że nie mogą być one wyjaśnione w inny sposób, jak tylko w ten, iż przy sporządzaniu prognoz FOT nie uwzględniono niektórych ważnych mechanizmów rozchodzenia się fal. Dla ilustracji przedstawiamy w załączeniu następujące materiały:

- a) wyciąg z polskich danych eksploatacyjnych — załącznik C,
- b) wyciąg z amerykańskich danych eksploatacyjnych — załącznik D,

Należy nadmienić, że możliwość regularnej pracy na częstotliwościach większych od mediany MUF została już uznana przez URSI. Świadczy o tym wzmianka w Biuletynie Informacyjnym URSI nr 91 maj/czerwiec 1955 r.

Jako praktyczny rezultat powyższych rozważań należy postawić wniosek, że dla zapewnienia krótkofalowej radiokomunikacji dalekodystansowej z dużą wydajnością, w ciągu całego cyklu słonecznego, niezbędne jest dysponowanie odpowiednim zespołem częstotliwości roboczych (rzędu 6). Liczba tych częstotliwości zależy od właściwości trasy, przy czym należy uwzględnić również częstotliwości powyżej MUF , jak i częstotliwości mniejsze od LUF . Ścisłe przestrzeganie częstotliwości FOT przy obecnym stanie wiedzy o rozchodzeniu się fal jest w praktyce niezadowalające.

HIPOTEZA WYJAŚNIAJĄCA MOŻLIWOŚCI RADIOKOMUNIKACJI NA CZĘSTOTLIWOŚCIACH ZNACZNIE WIĘKSZYCH OD MUF

1. Odbijanie się fal elektromagnetycznych od wklęsłego sklepienia jonosfery

Do wyjaśnienia procesów zachodzących podczas odbijania się fal elektromagnetycznych od jonosfery posługujemy się rysunkiem A1. Nadajnik wypromieniowuje wiązkę energii o kącie rozwarcia α . W obszarze A—B energia zostaje odbita od powierzchni wklęsłej jonosfery, przy czym kąt rozwarcia wiązki odbitej jest oznaczony przez β .

Moc przechodząca przez jednostkę powierzchni w miejscu O przy odbiciu od powierzchni wklęsłej:

$$\frac{E_{wk}^2}{120\pi} = \frac{P}{(r_1 + r_2) \Phi (r' + r_2) \beta}$$

gdzie Φ kąt rozwarcia wiązki w płaszczyźnie prostopadłej do rysunku.

Moc przechodząca przez jednostkę powierzchni w miejscu O przy odbiciu od powierzchni płaskiej:

$$\frac{E_{p'}^2}{120\pi} = \frac{P}{(r_1 + r_2) \Phi (r_1 + r_2) \alpha}$$

Współczynnik charakteryzujący wzmocnienie natężenia pola na skutek wklęsłości powierzchni odbijającej:

$$D = \frac{E_{wk}}{E_{p'}} = \sqrt{\frac{(r_1 + r_2) \alpha}{(r' + r_2) \beta}}$$

Z prawa zachowania energii wynika następująca zależność:

$$r_1 \alpha = r' \beta$$

skąd:

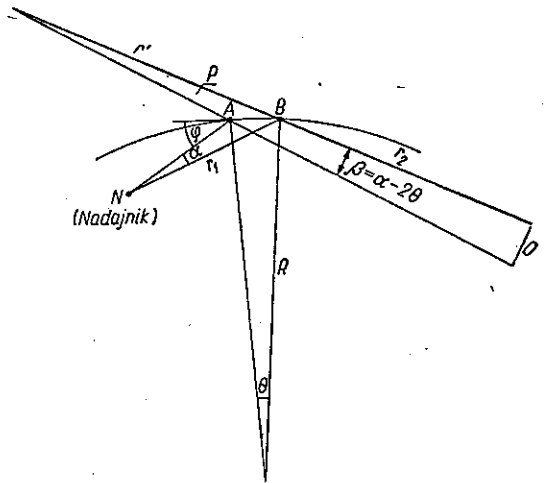
$$r' = r_1 \frac{\alpha}{\beta}$$

Wprowadzając do wzoru na D powyższą zależność oraz przyjmując, że $r_1 + r_2 = r$, otrzymujemy:

$$D = \sqrt{\frac{r\alpha}{\left(r_1 \frac{\alpha}{\beta} + r_2\right) \beta}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{r_1}{r} + \frac{r_2}{r} \cdot \frac{\beta}{\alpha}}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{r_1}{r} + \frac{r_2}{r} \cdot \frac{\alpha - 2\theta}{\alpha}}}$$

W trójkącie NAB (rys. A1) istnieje następujący związek:

$$\frac{\sin(\pi - \varphi)}{r_1} \approx \frac{\sin \alpha}{R\theta}$$



Rys. A1. Zasady rozpraszania fal elektromagnetycznych przez wklęsłe sklepienie

skąd:

$$\frac{\theta}{\alpha} \approx \frac{r_1}{R \sin \varphi}$$

Korzystając z tej zależności, wielkość D możemy przedstawić w następującej postaci:

$$D = \frac{1}{\sqrt{\frac{r_1}{r} + \frac{r_2}{r} \left(1 - 2 \frac{r_1}{R \sin \varphi}\right)}} = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{2r_1 r_2}{R r \sin \varphi}}}$$

Należy zwrócić uwagę, że kąty α , β , Φ i Θ przyjmuje się bardzo małe. Dla małego kąta φ

$$D = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{2r_1 r_2}{R r \sin \varphi}}} \approx \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{2r_1 r_2}{R r \varphi}}}$$

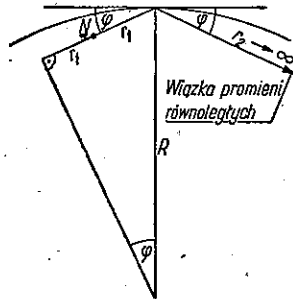
Z otrzymanego wzoru widać, że jeżeli D ma mieć sens fizyczny, to musi być spełniona zależność:

$$\frac{2r_1 r_2}{R r \sin \varphi} \leq 1 \quad \text{czyli} \quad \sin \varphi \geq \frac{2r_1 r_2}{R r}$$

zatem zawsze $D > 1$

Wartość $D \rightarrow \infty$ przy $\sin \varphi_{min} \rightarrow \frac{2r_1 r_2}{R r}$

Gdy jeszcze przy tym $r_1 = r_2$, wówczas $\sin \varphi_{min} = \frac{r_1}{R}$



$$\begin{aligned} \text{W przypadku gdy } r_2 \rightarrow \infty, \sin \varphi_{min} &= \frac{2r_1 r_2}{R r} = \frac{2r_1}{R \frac{r_1 + r_2}{r_2}} \\ &= \frac{2r_1}{R \left(\frac{r_1}{r_2} + 1\right)} \rightarrow \frac{2r_1}{R} \end{aligned}$$

Ostatnia zależność może być przedstawiona w postaci następującej konstrukcji geometrycznej (rys. A2):
W tym przypadku

$$\sin \varphi_{min} = \frac{2r_1}{R} \quad \text{skąd} \quad \frac{R}{r_1} = \frac{2}{\sin \varphi_{min}}$$

Wtedy np. dla $\varphi_{min} = 30^\circ$ stosunek $\frac{R}{r_1} = 4$

Rys. A2. Warunek wytwarzania wiązki promieni równoległych przez wklęsłe sklepienie

Przypadek $r_1 = r_2$ może zachodzić tylko przy promieniowaniu anteny nadawczej stycznie do powierzchni ziemi (w założeniu, że nadajnik i odbiornik znajdują się na powierzchni ziemi), bowiem tylko wtedy $\sin \varphi_{min} = \frac{r_1}{R}$

W przypadku ogólnym wzór $\sin \varphi_{min} = \frac{2r_1 r_2}{R r}$ może być doprowadzony do postaci

$$\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} = \frac{2}{R \sin \varphi_{min}}$$

Jest to nic innego jak zmodyfikowana postać znanego z optyki równania dla zwierciadła wklęsłego.

$$\text{Jeżeli oznaczyć jeszcze } \frac{1}{r_0} = \frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} \quad \text{to} \quad \frac{1}{r_0} = \frac{2}{R \sin \varphi_{\min}}$$

$$\text{skąd} \quad \sin \varphi_{\min} = \frac{2r_0}{R} \quad \text{lub} \quad \frac{R}{r_0} = \frac{2}{\sin \varphi_{\min}}$$

Wzory te dają się zinterpretować geometrycznie jak wyżej, z tym że górna prostokątna przybierze wartość $2r_0$ zamiast $2r_1$.

Dla ułatwienia można wprowadzić jeszcze dodatkowe oznaczenie:

$$r_2 = k r_1$$

$$\text{Wówczas } r_0 = \frac{r_1 r_2}{r_1 + r_2} = \frac{r_1}{\frac{r_1}{r_2} + 1} = \frac{r_1}{1 + \frac{1}{k}}$$

$$\text{Gdy } k \rightarrow \infty \quad r_0 \rightarrow r_1.$$

2. Mechanizm rozchodzenia się fali między warstwami F2 i E w ujęciu optyki geometrycznej

Koncepcja zastosowania częstotliwości większych od *MUF* polega na wykorzystaniu rozprożeń jonosferycznych w obszarze poniżej warstwy F2 oraz rozchodzenia się fali między warstwami F2 i E. Wychodząc z zależności:

$$\sin \delta = \sqrt{1 - \frac{81 N}{f^2}}$$

oraz

$$\sin \delta_1 = \sqrt{1 - \frac{81 N}{f_1^2}}$$

i po przekształceniu ich na:

$$1 - \sin^2 \delta = \frac{81 N}{f^2} = \cos^2 \delta$$

oraz

$$1 - \sin^2 \delta_1 = \frac{81 N}{f_1^2} = \cos^2 \delta_1$$

gdzie:

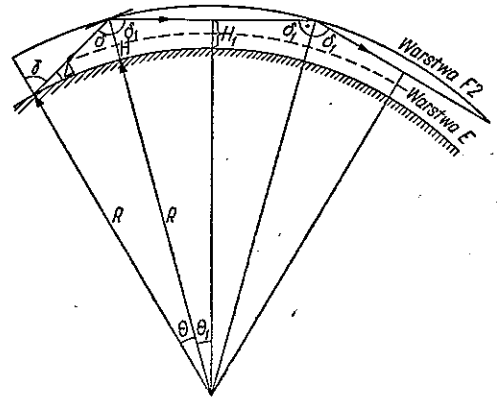
f — częstotliwość *MUF* dla kąta δ ,

f_1 — częstotliwość *MUF* dla kąta δ_1 ,

N — gęstość jonizacji warstwy F2,

możemy określić stosunek:

$$\frac{f_1^2}{f^2} = \frac{\cos^2 \delta}{\cos^2 \delta_1} = \frac{1 - \sin^2 \delta}{1 - \sin^2 \delta_1}$$



Rys. A3. Schemat biegu fali między warstwami E i F

Korzystając z następujących zależności geometrycznych wynikających z rysunku A3:

$$\frac{R+H}{\sin(\pi-\gamma)} = \frac{R}{\sin\delta} \quad \text{skąd} \quad \sin\delta = \frac{R}{R+H} \sin\gamma$$

oraz

$$\sin\delta_1 = \frac{R+H_1}{R+H}$$

możemy napisać

$$\begin{aligned} \frac{f_1^2}{f^2} &= \frac{1-\sin^2\delta}{1-\sin^2\delta_1} = \frac{1-\left(\frac{R}{R+H}\right)^2 \sin^2\gamma}{1-\left(\frac{R+H_1}{R+H}\right)^2} = \frac{(R+H)^2 - R^2 \sin^2\gamma}{(R+H)^2 - (R+H_1)^2} = \\ &= \frac{R^2 + 2RH + H^2 - R^2 \sin^2\gamma}{2RH + H^2 - 2RH_1 - H_1^2} = \frac{R^2(1-\sin^2\gamma) + 2RH\left(1 + \frac{H}{2R}\right)}{2R(H-H_1) + (H+H_1)(H-H_1)} = \\ &= \frac{\frac{R}{2} \cos^2\gamma + H\left(1 + \frac{H}{2R}\right)}{(H-H_1)\left(1 + \frac{H+H_1}{2R}\right)} \end{aligned}$$

Przyjmując, że $\cos^2\gamma = \sin^2\Delta$ (co wynika z rysunku) oraz biorąc pod uwagę, że promień ziemi $R \gg H$ i $R \gg H_1$, możemy stosunek $\frac{f_1}{f}$ przedstawić przybliżonym wzorem:

$$\frac{f_1}{f} \approx \sqrt{\frac{\frac{R}{2} \sin^2\Delta + H}{H-H_1}}$$

Przykłady:

$$\left. \begin{array}{l} \text{Dla } \Delta = 10^\circ \\ H = 300 \text{ km} \\ H_1 = 200 \text{ km} \end{array} \right\} \begin{array}{l} \frac{R}{2} \sin^2\Delta = 95 \\ \frac{f_1}{f} = \sqrt{\frac{95+300}{100}} = 1,98 \end{array}$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{dla } \Delta = 15^\circ \\ H = 300 \text{ km} \\ H_1 = 200 \text{ km} \end{array} \right\} \begin{array}{l} \frac{R}{2} \sin^2\Delta = 213 \\ \frac{f_1}{f} = \sqrt{\frac{213+300}{100}} = 2,26 \end{array}$$

Jak wynika z powyższych przykładów, stosunek $\frac{f_1}{f}$ wypada rzędu 2.

FALE MARTYNA-LAMBA W POBLIŻU 34°S

Gęstość jonizacji na różnych wysokościach warstwy F2 w funkcji czasu obserwacji, przeprowadzonych w pobliżu Sydney 22.6.1948 r. w godz. 12,30—13,10 (4).
 Długość fali Martyna-Lamba ok. 600 km
 Okres fali Martyna-Lamba ok. 1 godz.
 Szybkość fali Martyna-Lamba ok. 600 km/godz = 10 km/min

Załącznik C

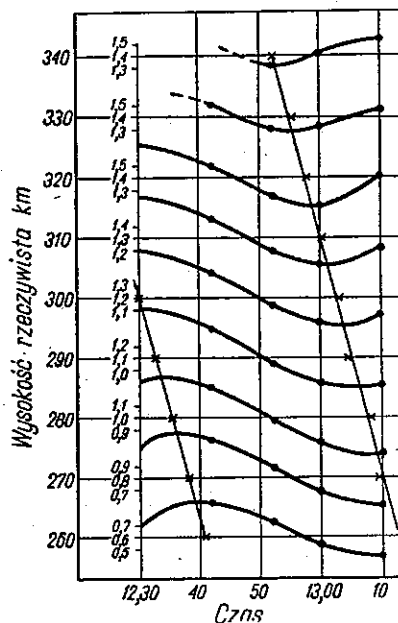
WYCIĄG Z POLSKICH DANYCH
EKSPLOATACYJNYCH

W niniejszym załączniku podano wykresy przechodzenia fal dla kilku tras w różnych miesiącach (rys. C1—C8).

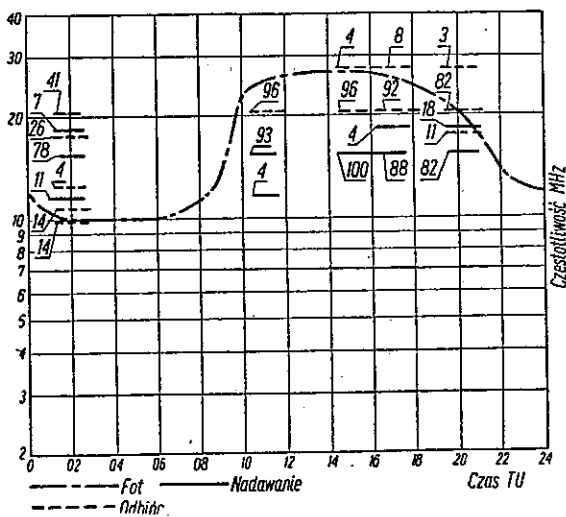
Krzywe złożone z kresek i kropek oznaczają optymalną częstotliwość trafiku (FOT) z uwzględnieniem warstwy E sporadycznej (według Basic Radio Propagation Predictions. Nat. Bur. of Standards, USA).

Linie ciągłe oznaczają częstotliwości nadawane, a linie przerywane — odbierane.

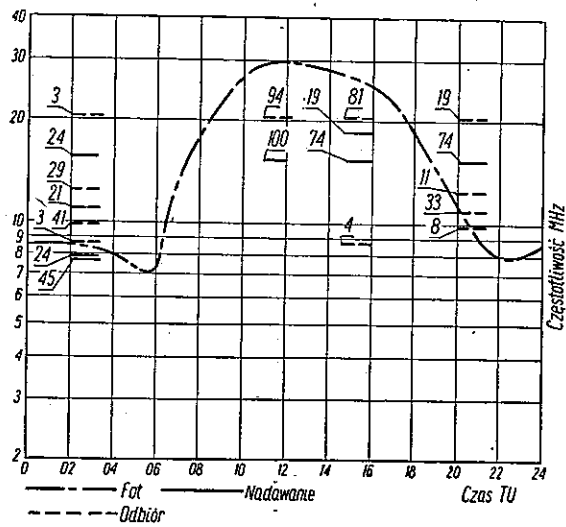
Liczby przy odnośnikach wyrażają współczynnik przechodzenia, czyli stosunek liczby dób w procentach, w czasie których o danej godzinie była łączność na danej fali, do całkowitej liczby dób w rozpatrywanym okresie przewidzianym dla łączności.



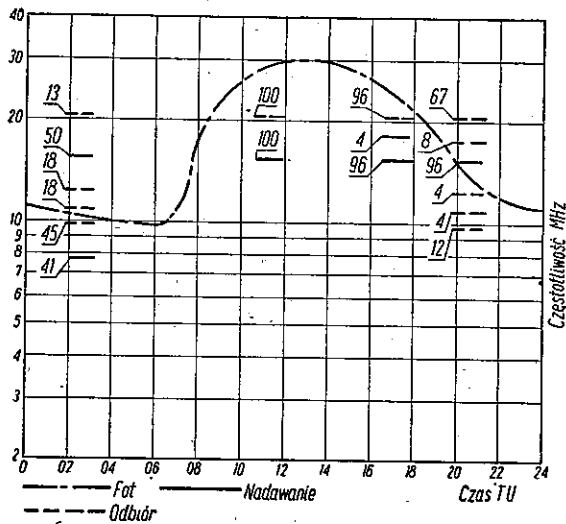
Rys. B1.



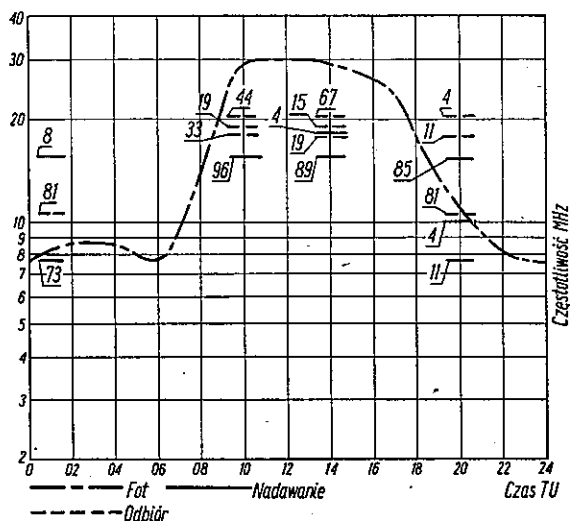
Rys. C1. Współczynniki przechodzenia na trasie Warszawa — Buenos-Aires, marzec 1949



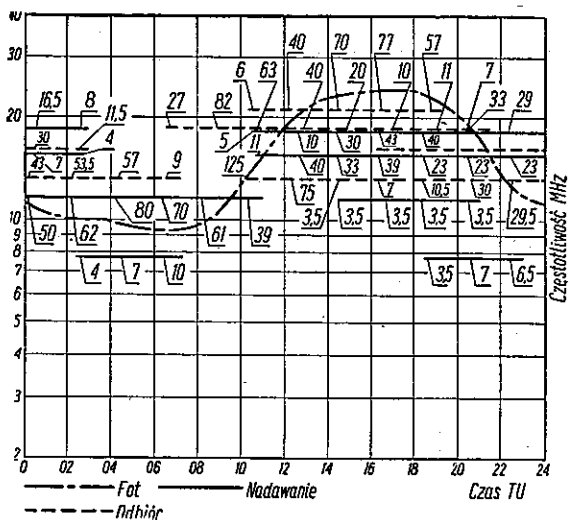
Rys. C2. Współczynniki przechodzenia na trasie Warszawa — Buenos-Aires, styczeń 1950



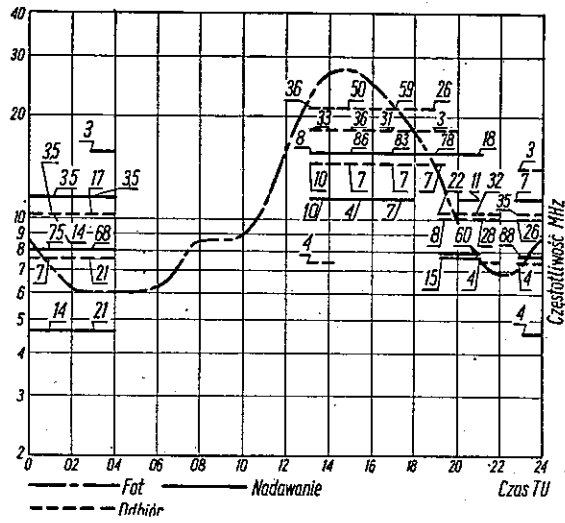
Rys. C3. Współczynniki przechodzenia na trasie Warszawa — Buenos-Aires, luty 1950



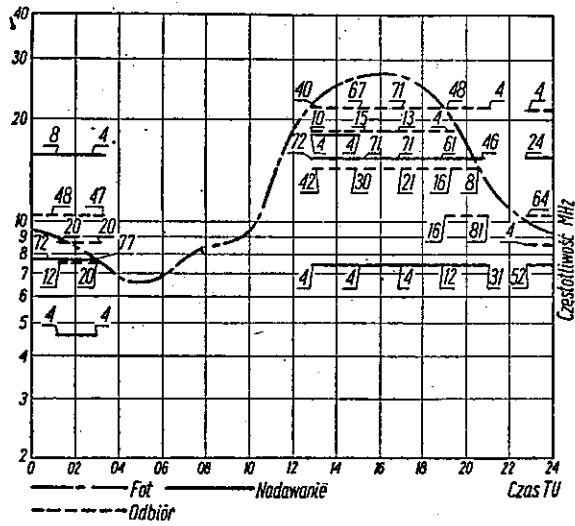
Rys. C4. Współczynniki przechodzenia na trasie Warszawa — Rio de Janeiro, styczeń 1950



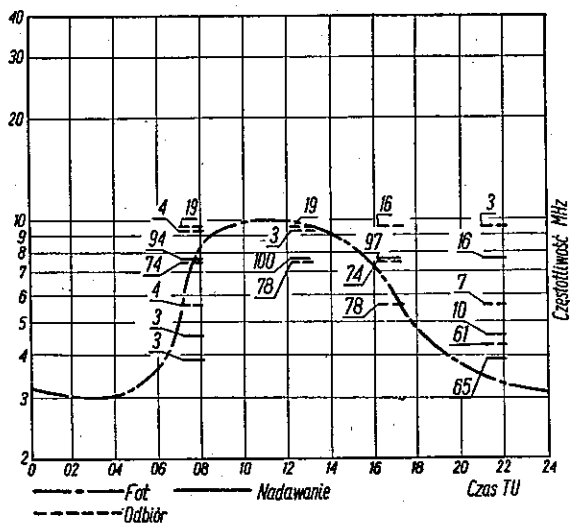
Rys. C5. Współczynniki przechodzenia na trasie Warszawa — Nowy Jork, marzec 1949



Rys. C6. Współczynniki przechodzenia na trasie Warszawa — Nowy Jork, styczeń 1950



Rys. C7. Współczynniki przechodzenia na trasie Warszawa — Nowy Jork, luty 1950



Rys. C8. Współczynniki przechodzenia na trasie Warszawa — Wiedeń, styczeń 1950

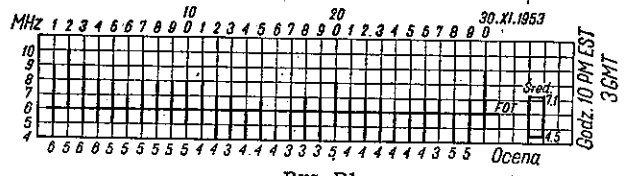
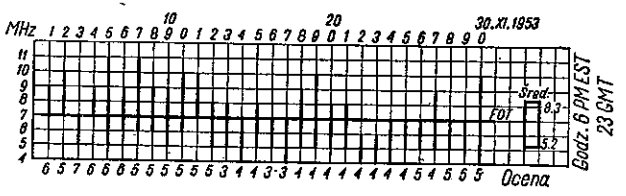
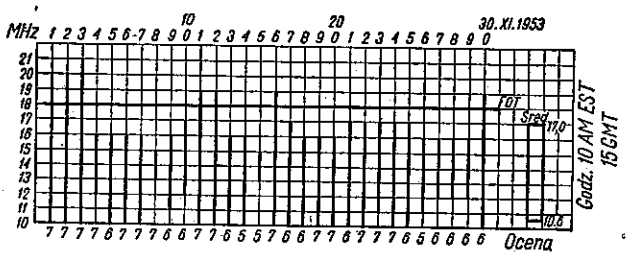
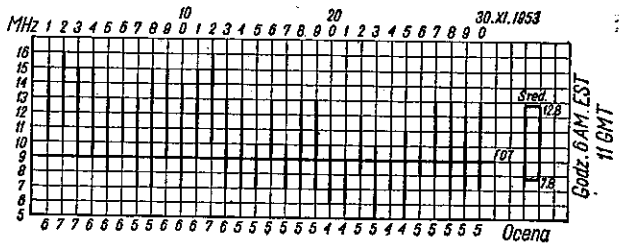
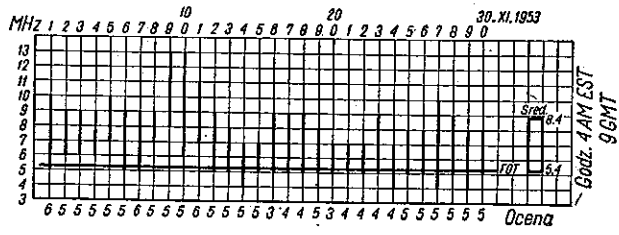
Załącznik D

WYCIĄG Z AMERYKAŃSKICH DANYCH EKSPLOATACYJNYCH RCA

W niniejszym załączniku podano radiokomunikacyjne częstotliwości użytkowe na trasie Europa — USA oraz ocenę jakości ich odbioru w Riverhead, N. Y. w listopadzie 1953 r.

Nadawanie z Londynu, Paryża, Brukseli, Amsterdamu i Berna (RCA Review, nr 4, 1954) (rys. D1).

Ocena odbioru		
1. nieużyteczny	4. → 3 ÷ 5	7. dobry
2. bardzo słaby	5. poprawny	8. bardzo dobry
3. słaby	6. → 5 ÷ 7	9. doskonały



Rys. D1.

WYKAZ LITERATURY

1. Alpert J. Z., Ginzburg W. Z., Feinberg E. Z.: *Rasprostranienje radjowoln.* Moskwa 1953.
2. Appleton E., Piggot W. R.: Ionospheric absorption measurements during a sunspot cycle. — *J. atmos. terr. Phys.* t. 5, nr 3, 1954, s. 141—172.
3. Griffiths H. V.: Focusing of waves in radio reception. — *Nature (London)*, t. 175, nr 4465, 1955, s. 948—949.
4. Munro G. H.: Short-period variations in the ionosphere. *Nature (London)*, t. 163, nr 4151, 1949, s. 812—814.

* * *

С. Ясински, С. Манчарски

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЕРОЯТНОСТИ ПРИЕМА КОРОТКОВОЛНОВОЙ РАДИОСВЯЗИ НА БОЛЬШИЕ РАССТОЯНИЯ ДЛЯ ЧАСТОТ НИЖЕ МЕДИАНЫ МАКСИМАЛЬНОЙ ПРИМЕНИМОЙ ЧАСТОТЫ (МПЧ) И ВЫШЕ ЭТОЙ МЕДИАНЫ

Резюме

Авторы рассматривают разные механизмы распространения коротких ионосферных волн. Особенное внимание обращено на возможность распространения коротких волн под слоем, подобным образом как распространение звуков в так называемой шепчущей галерее. Из математического анализа следует, что при таком механизме существует возможность распространения волн с частотой двукратно большей медианы максимальной применимой частоты (МПЧ) при классическом ионосферном отражении.

В технической литературе концентрация распространения волн подобно распространению звуков в шепчущей галерее применяется для объяснения радиозахвата, пробегающего вокруг земного шара. Благодаря концентрации энергии проявляющейся тогда вследствие вогнутости ионосферы, ослабление сигнала может быть сравнительно незначительным, что подтверждено измерениями.

Основным условием реальности рассматриваемого механизма являются весьма малые потери в верхних слоях ионосферы. Этот факт удалось в последние годы констатировать путем измерений.

Для подтверждения правильности тезиса, что неучитывание некоторых существенных механизмов распространения ионосферных волн ведет к систематическим ошибкам в приготовлении прогнозов относительно оптимальной рабочей частоты (ОРЧ), авторы сопоставляют употребляемые до сих пор значения оптимальной рабочей частоты с практическими данными эксплуатации.

В заключении авторы вносят следующие предложения.

Для обеспечения коротковолновой радиосвязи на большие расстояния с большой эффективностью во время полного солнечного цикла необходимо иметь возможность распоряжаться соответствующим комплектом рабочих частот (порядка 6). Число этих частот зависит от особенностей трассы, причем следует принимать во внимание тоже частоты выше максимальной применимой частоты (МПЧ) и частоты ниже наименьшей частоты (НПЧ). При теперешнем состоянии знания о распространении волн, точное соблюдение оптимальных рабочих частот (ОРЧ) является практически неудовлетворительным.

S. Jasiński, S. Manczarski

**RESEARCH OF THE PROBABILITY OF RECEPTION OF LONG-RANGE
SHORT-WAVE TRANSMISSIONS AT FREQUENCIES BELOW THE MEDIAN
MAXIMUM USABLE FREQUENCY (*MUF*) AND ABOVE THIS
MEDIAN FREQUENCY**

Summary

The paper describes the different mechanisms of short-waves propagation. Amongst them the attention is called especially to the possibility of short-wave propagation below the level of F_2 — layer, just as the sounds propagation in the so called whispering-gallery. From the mathematical analyse results, that in certain conditions this mechanism allows the propagation of waves at frequency nearly double the maximum usable frequency (*MUF*) at classical ionospheric reflections.

In the technical literature a conception of waves propagation, similar to the sounds propagation in the whispering-gallery, is used for explanation of the radio echo, passing around the globe. Owing to the concentration of energie, due to the concavity of the ionosphere, which has place in that case, the attenuation of the signal can be relatively insignificant, as it was confirmed by measurements.

The reality of the considered mechanism is based on the fundamental condition, that the loss in the upper layer of the ionosphere is very small. In the last years this fact was confirmed by measurements.

In order to confirm the thesis, that the neglecting of some real mechanisms of ionospheric waves propagation leads to the systematic errors in the redaction of prognosis concerning the optimal traffic frequency (*FOT*), the actual values of the optimal traffic frequency are compared with the practical exploitation data.

In conclusion the authors suggest: in order to maintain the long range short-wave radiocommunication with a large efficiency during the complete sunspot cycle it is indispensable to have at disposal a suitable set of working frequencies (of the range of 6). The number of these frequencies depends upon the peculiarities of the path of the wave, moreover it is necessary to take into consideration the frequencies above the maximum usable frequency (*MUF*), as well as the frequencies below the lowest useful high frequency (*LUF*). In the actual conditions of knowledge of the wave propagation, the precise conformity with the optimum traffic frequency (*FOT*) is insufficient in practice.

S. Jasiński, S. Manczarski

**RECHERCHE DE LA PROBABILITÉ DE RÉCEPTION D'ONDES COURTES
À GRANDE PORTÉE SUR LES FRÉQUENCES AU-DESSOUS DE LA MÉDIANE
DE FRÉQUENCE MAXIMUM UTILISABLE (*MUF*) ET AU-DESSOUS DE CETTE
FRÉQUENCE MÉDIANE**

Résumé

Les auteurs donnent la description de différents mécanismes de propagation d'ondes courtes. L'attention est attirée surtout à la possibilité de propagation d'ondes courtes au-dessous du niveau de la couche F_2 , ressemblant à la propagation de sons dans la galerie dite chuchotante. Comme il suit de l'analyse mathématique, dans certaines conditions ce mécanisme permet la propagation d'ondes à fréquence presque doublée par rapport à la médiane de fréquence maximum utilisable (*MUF*) dans le cas de réflexion ionosphérique classique.

Dans la littérature technique on emploie l'idée de propagation d'ondes semblable à celle de propagation de sons dans la galerie chuchotante pour expliquer le radio écho, parcourant autour du globe terrestre. En conséquence de la concentration de l'énergie, causée par la concavité de l'ionosphère, qui a lieu dans ce cas, l'affaiblissement du signal peut être relativement insignifiant, ce qui a été confirmé par les mesures.

La réalité du mécanisme considéré est basée sur la condition fondamentale, que les pertes dans les couches supérieures de l'ionosphère sont très petites. Ce fait a été constaté par les mesures, faites pendant les années dernières.

Afin de confirmer la thèse, que la négligence de quelques mécanismes réels de la propagation d'ondes ionosphériques conduit à des erreurs systématiques dans la rédaction de prévisions concernant la fréquence optimum du trafic (*FOT*), on a comparé les valeurs actuelles de la fréquence optimum du trafic avec les données pratiques d'exploitation.

Pour conclure les auteurs proposent les solutions suivantes:

Pour assurer la radiocommunication à grande portée avec une grande efficacité pendant le cycle solaire complet, il est indispensable de disposer d'un convenable complet de fréquences de travail (du rang de 6). Le nombre de ces fréquences dépend des particularités du trajet, en outre il faut tenir compte des fréquences au-dessus de la fréquence maximum utilisable (*MUF*), ainsi que des fréquences au-dessous de la plus basse fréquence utilisable (*LUF*). Dans l'état actuel de la science concernant la propagation d'ondes, l'application exacte de fréquences optimum du trafic (*FOT*) est pratiquement insuffisante.

S. Jasiński, S. Manczarski

WAHRSCHEINLICHKEITSUNTERSUCHUNG ÜBER FERNEMPfang VON KURZWELLENSTRAHLERN UNTERHALB *MUF*-MEDIANE UND OBERHALB DERSELBEN

Zusammenfassung

Der Aufsatz bespricht verschiedene Ausbreitungsmechanismen ionosphärischer Kurzwellen. Es wird unter denselben besonders die Möglichkeit einer Ausbreitung unter der F2-Schicht-Decke, ähnlich derjenigen von Lauten in einer sog. Flüstergalerie, hervorgehoben. Es folgt aus der vorgetragenen mathematischen Untersuchung, dass bei einem derartigen Wellenausbreitungsmechanismus unter bestimmten Bedingungen Wellen von einer Frequenz übertragen werden können, die fast das Doppelte der Mediane der *MUF* beträgt, die die höchste bei der üblichen Ausbreitungart von Ionosphärenwellen brauchbare Raumwellenfrequenz charakterisiert.

Eine der Wellenausbreitung in der Flüstergalerie in Prinzip verwandte Auffassung derselben ist in Schrifttum als Erklärung des den Erdball umkreisenden Funkechos anzutreffen. Durch die dann wegen Konkavität der Ionosphäre stattfindende Energiebündelung kann die Signalschwächung verhältnismässig gering sein, was in Messungen Bestätigung gefunden hat.

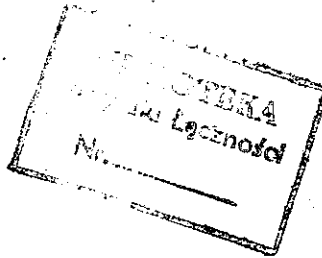
Eine Grundbedingung für Realität des erörterten Ausbreitungsmechanismus ist eine in den oberen Ionosphärenschichten sehr kleine Verlustzahl. Es ist gelungen, diese Tatsache in den letzten Jahren durch Messungen festzustellen.

Das Nichterfassen gewisser wesentlicher Ausbreitungsmechanismen von Ionosphärenwellen führt zu systematischen Fehlern in den Vorhersagen der *FOT* (der günstigsten Verkehrsfrequenz); es werden, um die Richtigkeit dieser Aussage zu

bestätigen, die bisherigen *FOT*-Werte mit sich aus dem praktischen Betrieb ergebenden Angaben verglichen.

Zum Schluss des Aufsatzes werden folgende Folgerungen gezogen.

Um einen leistungsfähigen Kurzwellen-Fernverkehr während des ganzen Sonnenzyklus sicherzustellen, muss ein ganzer Satz (in der Grössenordnung von 6) Betriebsfrequenzen zur Verfügung stehen; die genaue Anzahl dieser Frequenzen ist von der Eigenart der betreffenden Strecke abhängig, wobei auch Frequenzen oberhalb *MUF* sowie unterhalb *LUF* (der niedersten brauchbaren Raumwellenfrequenz) zu berücksichtigen sind. Bei dem jetzigen stand der Erkenntnisse über Wellenausbreitung muss ein strenges Einhalten der *FOT* als betriebsmässig unzureichend bezeichnet werden.



Uwaga czytelnicy!

Na półkach księgarskich „Domu Książki“ znajdują się następujące książki, wydane przez Państwowe Wydawnictwa Techniczne które uzupełnią i pogłębią Wasze wiadomości fachowe:

- ANTONIEWICZ J.: *Materiałoznawstwo elektryczne*. 1952, s. 354, zł 22.—
- EFRUSSI M.: *Aparaty słuchowe dla słabo słyszających*. Tłum. z ros. J. Baranowski. Bibl. Radiomechanika. 1955, s. 47, zł 2,50
- FOERSTER A.: *Radiowęzły lokalne*. Bibl. Radiomechanika, 1955, s. 176, zł 8,20
- FOGG A.: *Adaptery*. Bibl. Radiomechanika, 1955, s. 116, zł 5,30
- KONASZIŃSKI D. A.: *Filtry elektryczne*. Tłum. z ros. J. Kutzner. Bibl. Radiomechanika. 1955, s. 84, zł 4,50
- LEWIŃSKI K.: *Części składowe i naprawa odbiorników radiowych*. Bibl. Radiomechanika. 1955, s. 302, zł 15,50
- MARUSZEWSKA M.: *Materiały radiotechniczne*. Bibl. Radiomechanika 1956, s. 157, zł 6.—
- RÓŻYCKI M.: *Ultradźwięki*. Wyd. 2 popraw. i uzup. 1955, s. 120, zł 6,50
- SZCZUREK M.: *Poradnik radioamatora*. Wiadomości ogólne i części radiowe. 1954, s. 463, zł 28.— (opraw.)
- TUTORSKI O. G.: *Amatorskie nadajniki i odbiorniki ultrakrótkofalowe*. Tłum. z ros. M. Wargalla. Bibl. Radiomechanika. 1955, s. 59, zł 2,70
- WARGALLA M.: *Bezpieczeństwo i higiena pracy w praktyce radioamatorskiej*. Bibl. Radiomechanika. 1955, s. 64, zł 2,80
- WAJNTRAUB M.: *Technologia sprzętu radiotechnicznego*. 1955, s. 220, zł 8,40. — Zaprojektowano do użytku szkolnego przez CUSZ.
- Wskazówki do montażu aparatury radiowej*. Oprac. zbiorowe. 1955, s. 170, zł 8.—
- ZEREBCEW I. P.: *Elektrotechnika elementarna*. Tłum. z ros. J. Baranowski. Bibl. Radiomechanika. 1954, s. 132, zł 6.—

* * *

**Żądajcie w księgarniach i u Waszego kolportera zakładowego!
Korzystajcie z biblioteki fachowej w Waszym zakładzie pracy!**

* * *