

PRZEGLĄD **TELEKOMUNIKACYJNY**

MIESIĘCZNIK

SEKCJI TELEKOMUNIKACYJNEJ STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH

WYDAWNICTWO NACZELNEJ ORGANIZACJI TECHNICZNEJ



Nr 4
1952

T R E Ś Ć Z E S Z Y T U:

Zagadnienie łączny ultrakrótkofalowych	103
Prof. mgr inż. WILHELM ROTKIEWICZ — Korekcja współbieżności obwodów strojonych odbiornika superheterodynowego w zakresie fal krótkich	104
Inż. LEON DROZDOWICZ — Rozchodzenie się mikrofal w dolnych warstwach atmosfery nienormalnej	111
Mgr inż. FELIKS WIŚNIEWSKI — Automatyczna regulacja częstotliwości	119
Mgr inż. HENRYK KUHN — Przegląd aktualnych zagadnień telekomunikacyjnych związanych z urządzeniami energetycznymi	120
Mgr inż. KAZIMIERZ LEWIŃSKI — Regulacja wzmocnienia o urządzeniach elektroakustycznych	133
Recenzje	140
Biuletyn Przemysłowego Instytutu Telekomunikacji	141

Redaktor Naczelny: mgr inż. Stefan Darecki

Komitet Redakcyjny: inż. J. Górnicki, inż. S. Jasiński, mgr inż. H. Kowalski, mgr inż. J. Szczekowski.

Wydawca: Naczelna Organizacja Techniczna, W-wa, Czackiego 3/5

Nakład: 2.000 egz. format A 4 obj. 4 ark., papier druk. sat. V kl. 70 gr.

Adres Redakcji: Warszawa, Nowogrodzka 45, III p., telef. 871-70.

Adres Administracji: Warszawa, Czackiego 3/5, telef. 895-10/15 wew. 51.

W A R U N K I P R E N U M E R A T Y:

	Normalna	Ulgowa
Rocznie	Zł 72.—	Zł 36.—
Kwartalnie	Zł 18.—	Zł 9.—
Pojedynczy numer	Zł 6.—	Zł 3.—

PRZEGLĄD

TELEKOMUNIKACYJNY

MIESIĘCZNIK

SEKCJI TELEKOMUNIKACYJNEJ STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH

WYDAWNICTWO NACZELNEJ ORGANIZACJI TECHNICZNEJ

Zagadnienie łączy ultrakrótkofalowych

Przewidziany w Polsce Ludowej intensywny rozwój telefonii i telegrafii wielokrotnej, automatyzacja sieci telekomunikacyjnej, rozwój telewizji i innych służb radiokomunikacyjnych stawia przed nami zagadnienie jak najekonomiczniejszego przekazywania szerokich pasm częstotliwości.

Stosowanie telefonii wielokrotnej na kablach i liniach napowietrznych może w zupełności rozwiązać to zadanie i stać się podstawowym środkiem rozwoju telekomunikacji. Normalizacja i typizacja urządzeń wielokrotnych wpłynie na polepszenie jakości naszego sprzętu telekomunikacyjnego oraz na obniżkę kosztów własnych.

Obok tego rodzaju teletransmisji przewodowej w telekomunikacji w ogóle są stosowane łączy ultrakrótkofalowe tzw. kable Hertza. Wielokanałowe łączy ultrakrótkofalowe pozwalają za pomocą jednego nadajnika i jednego odbiornika zrealizować pewną ilość łączy telekomunikacyjnych.

Rozwój techniki radiowej lat ostatnich pozwolił na udoskonalenie funkcjonowania tych

urządzeń o warunkach przesłuchów

$$\frac{\text{sygnał}}{\text{przesłuch}} = 60 \text{ do } 70 \text{ db w stosunku do wartości stosunku}$$

$$\frac{\text{sygnał}}{\text{szumy}} = 50 \text{ do } 60 \text{ db) nie gorszych, aniżeli dla}$$

telefonii wielokrotnej przewodowej. Jeżeli do tego dodamy ich regularność i bezpieczeństwo funkcjonowania oraz że pozwalają jeszcze w większym stopniu oszczędzać materiały deficytowe, jak ołów i miedź, to można powiedzieć, że stosowanie łączy ultrakrótkofalowych szczególnie jako sieci pomocniczej wydaje się uzasadnione.

Szczególnie korzystne jest stosowanie łączy ultrakrótkofalowych dla relacji dalekosieźnych

w okolicach górzystych lub dla połączenia miejscowości oddzielonych o dziesiątki km morzem. Zainstalowanie łączy ultrakrótkofalowych nie wymaga kosztownej robocizny. Konserwacja ich jest również mało kosztowna i obsługa ludzka nieliczna. Nie ma bowiem awarii na trasie, jak przy kablach lub liniach napowietrznych. Zamiast kosztownych stacji wzmacniakowych stosuje się w zależności od długości fali nośnej stacje pośredniczące oddalone między sobą od 50 km do 200 km. Stosowanie fal ultrakrótkich pozwala szeroko stosować sprzęt przewoźny np. na samochodach. Stosowane lampy radiowe mają trwałość do 10.000 godzin. Przez stosowanie modulacji częstotliwości, impulsów (amplitudy, fazy i szerokości impulsu) oraz przy zastosowaniu nowocześniejszych metod modulacji, jak modulacji o specjalnym szyfrze, można skutecznie wyeliminować zakłócenia obce.

Urządzenie nadawczo-odbiorcze może być połączone z anteną o małych wymiarach za pomocą dość długiego kabla. Stosowanie anten kierunkowych o dużym zysku (do 12 db i więcej) pozwala pracować z mocą od kilku do kilkudziesięciu watów. Zakres długości fal, jakie stosujemy w łączy ultrakrótkofalowych wynosi od kilku metrów do 3 centymetrów (10.000 Mc/s); jest więc niezmiernie szeroki. Dla tych fal nie spotykamy już odbić elektrycznych o warstwy jonosferyczne, a dyfrakcja natomiast wokół materialnych przeszkód jest coraz mniejsza, w miarę obniżenia długości fali i tak np. dla fal o długości mniejszej od 1 metra widoczność nadajnika i odbiornika musi być w zasadzie optyczna.

Rozchodzenie się tych fal odbywa się w niskich warstwach atmosfery (zwanych troposferą), gdzie stopień (refrakcji) załamowań jest funkcją częstotliwości. Absorpcja fal przez atmosferę zaczyna być poważną przeszkodą dla

fal centymetrowych. Określenie możliwych wahań pola elektromagnetycznego (fading) musi więc w warunkach stosowania fal ultrakrótkich być przedmiotem specjalnych badań propagacji w atmosferze. Ze względów na stosowanie szerokiego pasma częstotliwości od 100 Mc/s do 20.000 Mc/s dla łączy ultrakrótkofalowych spotykamy tu różnorodne typy anten, począwszy od dipola z reflektorem lub anteny systemu Yagi, poprzez reflektory dwuboczne, reflektory paraboliczne, pryzmaty dielektryczne aż do soczewek elektromagnetycznych z korekcją fazy fali nośnej przez stosowanie dielektryków płaskich z siatką o otworach odpowiednio ułożonych celem odpowiedniego przesuwania fazy.

Mimo poważnych usprawnień wprowadzonych do techniki łączy ultrakrótkofalowych, opinia inżynierów co do stopnia wartości stosowania łączy ultrakrótkofalowych jest różna. Biorąc jednak pod uwagę zagadnienia bezpieczeństwa sieci łączy ultrakrótkofalowych oraz uzyskane oszczędności, można grupować je w trzy typy, a mianowicie:

1) Łączy 6—12—24-kanalowe impulsowe lub z modulacją częstotliwości o znanym ogólnie schemacie elektrycznym, więc łatwym do realizacji i obsługi. Są to na ogół urządzenia przewoźne lub pół-stałe. Odpowiadają one szczególnie w przypadku stosowania łączy dla relacji tymczasowych, łącząc np. dwa duże miasta.

2) System 60-kanalowy o wstępie szerokości 20 Mc/s dla połączenia dwóch względnie odległych stref gospodarczo ważnych dla kraju. W tym przypadku wydaje się, że uzyskana

oszczędność byłaby bardzo duża w porównaniu do stosowania sieci kablowej. Wadą tego systemu jest to, że pasmo częstotliwości przenoszonej przez wielką częstotliwość zajmuje za dużo miejsca w ogólnej skali częstotliwości. Dla tras o dużej ilości łączy, łączy 60-kanalowe mogłoby zastąpić sieć pomocniczą i nie zaszłaby potrzeba stosowania kabli koncentrycznych. Wobec szerokiego pasma (około 20 Mc/s) sprzęt taki nadawałby się dla łączy telewizyjnych. Wydaje się, że koszty eksploatacji tego systemu byłyby mniejsze od równoważnej ilości łączy za pomocą teletransmisji przewodowej. W każdym bądź razie można twierdzić, że skutecznie uzupełnia lub zastępuje technikę kabla koncentrycznego.

3) Łączy ultrakrótkofalowe dla połączeń dalekodystansowych lub międzynarodowych. Technika łączy ultrakrótkofalowych znajduje się obecnie w okresie zmian i udoskonalień. Praktyczne rozwiązywanie trudności występujących przy stosowaniu łączy ultrakrótkofalowych jest ciekawym i absorbującym zagadnieniem dla fachowców telekomunikantów z punktu widzenia usprawnienia telekomunikacji i ośrodków gospodarczych ściśle ze sobą współpracujących.

Pod tym względem stosowanie postępu technicznego dla otrzymania lepszej i sprawniejszej telekomunikacji i uzupełnienia innych systemów stosowanych w krajach szybko rozwijającego się przemysłu, do których należy Polska Rzeczpospolita Ludowa, wydaje się interesujące.

J. G.

Prof. mgr inż. WILHELM ROTKIEWICZ
Politechnika Wrocławska

621.396.621

Korekcja współbieżności obwodów strojonych odbiornika superheterodynowego w zakresie fal krótkich

STRESZCZENIE:

W artykule jest przeprowadzona analiza błędów zestrojenia w przypadku zestrojenia 2 punktowego w zakresie fal krótkich oraz podana jest metoda projektowania układu z korekcją błędów zestrojenia za pomocą oddziaływania dodatkowego obwodu rezonansowego.

1. Wstęp

Praca niniejsza jest drugą z kolei w planowanym cyklu artykułów z dziedziny współbieżności obwodów rezonansowych odbiornika radiowego. Jest ona oparta na wzorach, wyprowadzonych w pierwszej pracy pt. „Przestrojenie obwodu rezonansowego przez oddziaływanie sprzężonego z nim obwodu rozstrojonego”¹⁾ i ma na celu danie podstawy do projektowania obwodów strojonych odbiornika superheterodynowego z ulepszoną współbieżnością w zakresie fal krótkich.

2. Wiadomości ogólne

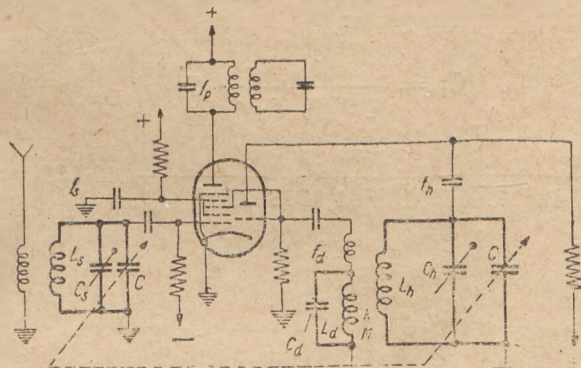
Przy zestrojeniu 3 punktowym kondensator szeregowy obwodu heterodyny, zwany „paddingiem”, w zakresie fal krótkich ma dość dużą pojemność, która, jak wynika z obliczeń, jest rzędu kilku tysięcy pikofaradów. Ze względu na kąt stratności oraz wymaganą dokładność kondensator ten powinien być z izolacją ceramiczną lub mikową. Z powodu dość znacznego kosztu, jak również i rozmiarów takiego kondensatora, w odbiornikach radiofonicznych przeważnie rezygnuje się z jego zastosowania, godząc się w zakresie fal krótkich z większymi błędami zestrojenia, powodującymi pewne zmniejszenie wzmocnienia. W takich przypadkach zazwyczaj stosuje się zestrojenie 2 punktowe, przy którym największe błędy zestrojenia występują w środku i na krańcach zakresu. W przypadku zastosowania obwodu wejściowego o niewielkiej dobroci $Q = 100$, silnie sprzężonego z anteną

¹⁾ Przegląd Telekomunikacyjny Nr 10, 1951 r., str. 289.

zmniejszenie wzmocnienia, spowodowane błędami zestrojenia, można uważać za dopuszczalne. Jednak i w takich przypadkach należy dążyć do polepszenia współbieżności ze względu na zakłócenia wywoływane sygnałami lustrzanymi.

Przy zastosowaniu dobrego obwodu wejściowego, a szczególnie w przypadku pracy ze wzmacniaczem wielkiej częstotliwości z 2 obwodami strojonymi konieczne jest stosowanie kondensatora szeregowego (paddingu) bądź wprowadzenie dodatkowych środków, zmniejszających błędy zestrojenia. Jednym z najlepszych środków jest rozbieżność danego zakresu fal krótkich na kilka wąskich podzakresów. Wówczas uzyskuje się bardzo małe błędy zestrojenia i jednocześnie bardzo łagodne strojenie odbiornika, ułatwiające wyszukiwanie pożądanej radiostacji. Jednak sposób ten jest kosztowny i z tego powodu znajduje on zastosowanie jedynie w odbiornikach wyższej klasy.

W niektórych odbiornikach radiofonicznych średniej klasy, pracujących z reguły bez kondensatora szeregowego, stosowana jest korekcja współbieżności za pomocą dodatkowego obwodu rezonansowego, który jest sprzężony indukcyjnie z obwodem heterodyny i przez odpowiednio dobrane oddziaływanie zmniejsza błędy zestrojenia. Przykład takiego układu jest przedstawiony na rys. 1.



Rys. 1. Układ przemiany częstotliwości z korekcją błędów zestrojenia

Dotychczas w literaturze technicznej układy tego rodzaju nie były omawiane, a wynikający stąd brak metody obliczania, zmuszał konstruktora do eksperymentalnego dobierania wartości poszczególnych elementów.

Tematem niniejszej pracy jest analiza błędów zestrojenia, jakie uzyskuje się w zakresie fal krótkich przy zestrojeniu 2 punktowym, oraz metoda obliczania układu z korekcją tych błędów.

3. Błędy przy zestrojeniu 2 punktowym bez korekcji

Obliczmy błędy zestrojenia oraz zmniejszenie wzmocnienia, spowodowane tymi błędami przy następujących założeniach:

Zakres częstotliwości sygnałów f_s :

$$f_{s \min} = 5,8 \text{ Mc/s}, f_{s \max} = 18,5 \text{ Mc/s}.$$

Częstotliwość pośrednia: $f_p = 465 \text{ kc/s}$.

Zakres częstotliwości heterodyny: $f_h = f_s + f_p$:

$$f_{h \min} = 6,265 \text{ Mc/s}, f_{h \max} = 18,965 \text{ Mc/s}.$$

Kondensator strojeniowy podwójny (doskonale zestrojony) o pojemności C : $C_{\min} = 42 \text{ pF}$, $C_{\max} = 460 \text{ pF}$.

Dobroć obwodu wejściowego (L_s, C_s, C) $Q = 100$ jest stała w całym zakresie fal odbieranych.

Obliczmy krzywą błędów zestrojenia w przypadku zestrojenia obwodów na krańcowych częstotliwościach zakresu (przy wyłączonym obwodzie dodatkowym $C_d L_d$ rys. 1, tj. bez korekcji). W tym przypadku należy zastosować wartości indukcyjności i pojemności obwodów, wynikające z następujących obliczeń:

Stosunkowy zakres częstotliwości sygnałów:

$$a_{zs} = \frac{f_{s \max}}{f_{s \min}} = \frac{18,5}{5,8} = 3,1897 \quad a_{zs}^2 = 10,174.$$

Pojemność trymera wraz ze wszystkimi pojemnościami szkodliwymi (pojemnością przewodów, cewki, lampy, przełącznika)

$$C_s = \frac{C_{\max} - a_{zs}^2 C_{\min}}{a_{zs}^2 - 1} = \frac{460 - 10,174 \cdot 42}{10,174 - 1} = 36,834 \text{ pF}.$$

Indukcyjność cewki obwodu wejściowego:

$$L_s = \frac{1}{4\pi^2 f_{s \min}^2 (C_{\max} + C_s)} = \frac{10^6}{4\pi^2 \cdot 5,8^2 \cdot 10^{12} (460 + 36,834) \cdot 10^{-12}} = 1,5156 \text{ } \mu\text{H}$$

Stosunkowy zakres częstotliwości heterodyny:

$$a_{zh} = \frac{f_{h \max}}{f_{h \min}} = \frac{18,965}{6,265} = 3,0271; \quad a_{zh}^2 = 9,1635$$

Pojemność trymera heterodyny wraz ze wszystkimi pojemnościami szkodliwymi:

$$C_h = \frac{C_{\max} - a_{zh}^2 C_{\min}}{a_{zh}^2 - 1} = \frac{460 - 9,1635 \cdot 42}{9,1635 - 1} = 42,879 \text{ pF}.$$

Indukcyjność cewki obwodu heterodyny:

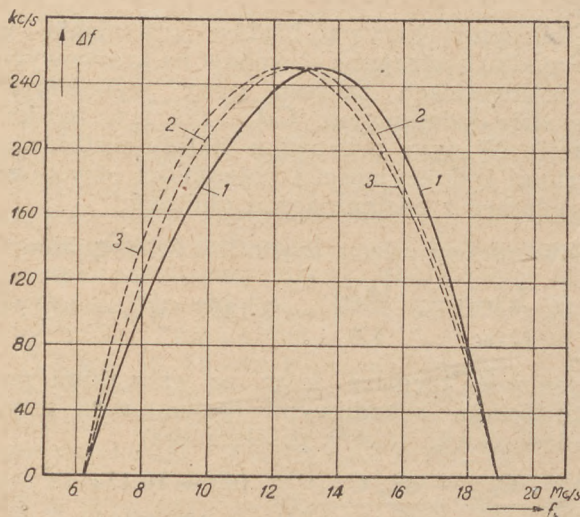
$$L_h = \frac{1}{4\pi^2 f_{h \min}^2 (C_{\max} + C_h)} = \frac{10^6}{4\pi^2 \cdot 6,265^2 \cdot 10^{12} (460 + 42,879) \cdot 10^{-12}} = 1,2833 \text{ } \mu\text{H}$$

Krzywą błędów zestrojenia obliczamy dla kilku wartości pojemności kondensatora strojeniowego na podstawie wzoru:

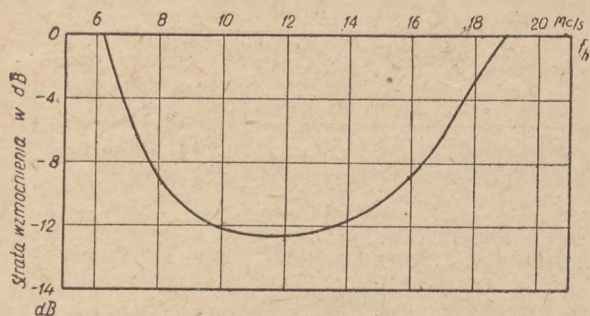
$$\Delta f = f_h - f_s - f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_h (C + C_h)}} - \frac{1}{2\pi \sqrt{L_s (C + C_s)}} - f_p$$

Zmniejszenie wzmocnienia w decybelach, spowodowane błędami zestrojenia wynosi:

$$-10 \lg \left[1 + \left(2Q \frac{\Delta f}{f_s} \right)^2 \right]$$



Rys. 2. Błędy zestrojenia $\Delta f = \varphi(f_h)$ przy zestrojeniu na krańcach zakresu — krzywa 1, oddziaływanie obwodu dodatkowego przy $f_d = 3$ Mc/s — krzywa 2, oddziaływanie obwodu dodatkowego przy $f_d = 4,5$ Mc/s — krzywa 3.



Rys. 3. Strata wzmocnienia w dB, spowodowana błędami zestrojenia wg krzywej 1 rys. 2.

Wyniki obliczeń są zestawione w tabeli 1 i przedstawione na wykresach rys. 2 (krzywa 1) oraz rys. 3.

Otrzymaliśmy największy błąd zestrojenia w środku zakresu, przy tym strata wzmocnienia wynosi ponad 12 dB, co jest w praktyce niedopuszczalne.

Przesuwając punkty zestrojenia z krańcowych częstotliwości w kierunku środka zakresu można dobrać takie częstotliwości zestrojenia, że strata wzmocnienia zostanie równomiernie rozłożona na środkową część i krańce zakresu. Obierając np. punkty zestrojenia przy częstotliwościach:

$$f_{s1} = 7 \text{ Mc/s} \text{ i } f_{s2} = 16 \text{ Mc/s}$$

ponownie obliczamy wartość indukcyjności i pojemności obwodu wejściowego L_s i C_s . W tym celu najpierw znajdujemy odpowiednie częstotliwości heterodyny i pojemności kondensatora strojeniowego:

$$f_{h1} = f_{s1} + f_p = 7,465 \text{ Mc/s}$$

$$f_{h2} = f_{s2} + f_p = 16,465 \text{ Mc/s}$$

Ponieważ zakres częstotliwości heterodyny nie uległ zmianie, więc pozostawiamy poprzednio obliczone wartości: $L_h = 1,2833 \mu H$ i $C_h = 42,879 \text{ pF}$ i obliczamy pojemności kondensatora strojeniowego, odpowiadające obranym punktom zestrojenia:

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{1}{4\pi^2 f_{h1}^2 L_h} - C_h = \\ &= \frac{10^{12}}{4\pi^2 \cdot 7,465^2 \cdot 1,2833 \cdot 10^{-6}} - 42,879 = \\ &= 312,321 \text{ pF} \\ C_2 &= \frac{1}{4\pi^2 f_{h2}^2 L_h} - C_h = \\ &= \frac{10^{12}}{4\pi^2 \cdot 16,465^2 \cdot 1,2833 \cdot 10^{-6}} - 42,879 = \\ &= 29,932 \text{ pF} \end{aligned}$$

T a b e l a 1

Błędy zestrojenia i strata wzmocnienia przy zestrojeniu obwodów na krańcowych częstotliwościach zakresu

C	pF	12	18	30	50	70	100	200	300	460
f_h	Mc/s	18,965	18,006	16,457	14,578	13,223	11,749	9,0149	7,5873	6,265
f_s	Mc/s	18,5	17,462	15,814	13,873	12,508	11,052	8,4006	7,0441	5,8
$\Delta f = f_s - f_p$	kc/s	0	79	178	240	250	232	149,3	78,2	0
$-10 \lg \left[1 + \left(2Q \frac{\Delta f}{f_s} \right)^2 \right]$	dB	0	-2,6	-7,82	-11,14	-12,3	-12,7	-11,3	-7,6	0

Aby otrzymać przy pojemnościach C_1 i C_2 częstotliwości $f_{s1} = 7$ Mc/s i $f_{s2} = 16$ Mc/s, należy zastosować:

$$C'_s = \frac{C_1 - \left(\frac{f_{s2}}{f_{s1}}\right)^2 C_2}{\left(\frac{f_{s2}}{f_{s1}}\right)^2 - 1} =$$

$$= \frac{312,321 - \left(\frac{16}{7}\right)^2 \cdot 29,932}{\left(\frac{16}{7}\right)^2 - 1} = 36,913 \text{ pF}$$

$$L'_s = \frac{1}{4\pi^2 f_{s1}^2 (C_1 + C'_s)} =$$

$$= \frac{10^6}{4\pi^2 \cdot 7^2 \cdot 10^{12} (312,321 + 36,913) 10^{-12}} =$$

$$= 1,4802 \text{ } \mu\text{H}$$

Krzywą błędów zestrojenia obliczamy ze wzoru:

$$\Delta f = f_h - f_s - f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_h (C + C_h)}} -$$

$$- \frac{1}{2\pi \sqrt{L'_s (C + C'_s)}} - f_p$$

Wyniki obliczeń są zestawione w tabeli 2 i przedstawione na wykresach rys. 4 i rys. 5.

4. Korekcja błędów zestrojenia

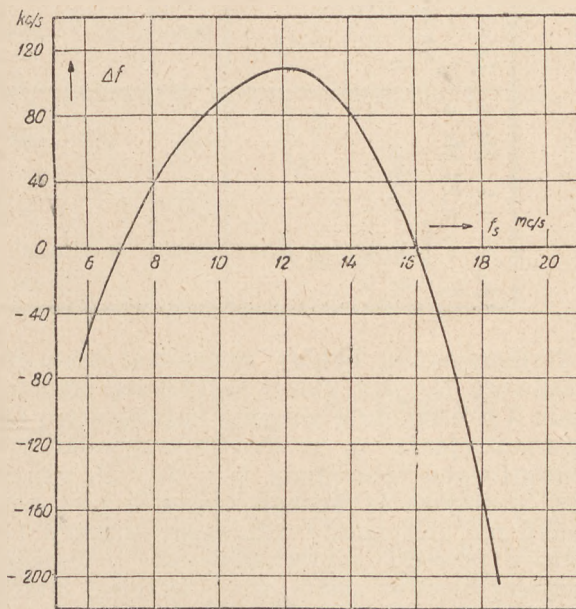
Rozpatrzmy metodę korekcji błędów zestrojenia za pomocą oddziaływania dodatkowego obwodu rezonansowego $L_d C_d$ (rys. 1).

Jednocześnie z działaniem korekcyjnym obwód ten wywiera wpływ na sprzężenie zwrotne heterodyny i przy odpowiednich kierunkach uzwojeń utrzymuje prawie stałą amplitudę drgań w obwodzie siatki heterodyny w granicach całego zakresu.

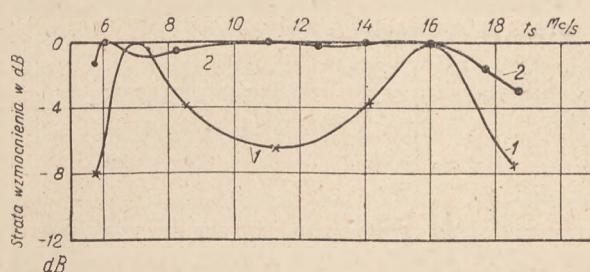
Celem zorientowania się w dokładności, jakiej się można spodziewać przy tego rodzaju korekcji, porównamy ze sobą krzywą błędów przy zestrojeniu obwodów na krańcach zakresu

z krzywą oddziaływania obwodu dodatkowego przy kompensacji oddziaływania również na krańcach zakresu.

Częstotliwość heterodyny, jak wynika z krzywej błędów zestrojenia, jest w zakresie odbieranych fal większa od wymaganej, więc należy ją zmniejszyć, wykorzystując oddziaływanie obwodu dodatkowego. W tym celu należy zastosować częstotliwość własną obwodu dodatkowego: $f_d < f_{h \text{ min.}}$



Rys. 4. Błędy zestrojenia $\Delta f = \varphi(f_s)$ przy zestrojeniu w punktach $f_{s1} = 7$ Mc/s i $f_{s2} = 16$ Mc/s bez obwodu korekcyjnego.



Rys. 5. Strata wzmocnienia w dB, spowodowana błędami zestrojenia wg krzywej rys. 4 (tj. bez korekcji błędów), — krzywa 1, oraz strata wzmocnienia przy korekcji błędów wg rys. 6 — krzywa 2.

T a b e l a 2

Błędy zestrojenia i strata wzmocnienia przy zestrojeniu obwodów w punktach: $f_{s1} = 7$ Mc/s i $f_{s2} = 16$ Mc/s

C	pF	12	18	29,932	50	70	100	200	312,321	460
f_h	Mc/s	18,965	18,006	16,465	14,578	13,223	11,749	9,0149	7,465	6,265
f_s	Mc/s	18,704	17,653	16,000	14,032	12,652	11,180	8,499	7,000	5,868
$\Delta f = f_h - f_s - f_p$	kc/s	-204	-112	0	+81	+106	+104	+50,9	0	-68
$-10 \lg \left[1 + \left(2 Q \frac{\Delta f}{f_s} \right)^2 \right]$	dB	-7,06	-4,2	0	-3,7	-5,8	-6,5	-3,9	0	-8,1

T a b e l a 3

Krzywe oddziaływania dodatkowego obwodu $L_d C_d$ na obwód heterodyny, przy zestrojeniu na krańcach zakresu

$f_d = 3 \text{ Mc/s}$ $f_1 = 6,18 \text{ Mc/s}$ $f_{1h \min} = 0,565$	f_h	Mc/s	18,965	18,006	16,457	14,578	13,223	12,5	11,749	9,0149	7,587	6,265
	$\frac{\Delta f_k}{k^2}$	kc/s	0	-216	-495	-718	-780	-778	-768	-544	-298	0
	Δf_k	kc/s	0	-69	-158	-230	-250	-249	-246	-174	-95	0
$f_d = 4,5 \text{ Mc/s}$ $f_1 = 6,24 \text{ Mc/s}$ $f_{1h \min} = 0,284$	$\frac{\Delta f_k}{k^2}$	kc/s	0	-857	-1910	-2730	-3040	-3090	-3060	-2360	-1440	0
	Δf_k	kc/s	0	-68	-155	-221	-246	-250	-248	-191	-116,6	0

Najkorzystniej byłoby zastosować taką częstotliwość f_d , przy której największe przestrojenie Δf_k otrzymuje się przy największym błędzie zestrojenia, tj. w danym przypadku przy częstotliwości heterodyny $f_h = 13,2 \text{ Mc/s}$ (patrz rys. 2, krzywa 1). Jednak nawet w tym przypadku nie otrzymamy całkowitej korekcji błędów z powodu niejednakowych przebiegów krzywej błędów zestrojenia i krzywej oddziaływania obwodu dodatkowego. Jako przykład przeliczymy krzywe oddziaływania obwodu dodatkowego przy częstotliwości: $f_d = 3 \text{ Mc/s}$ oraz $f_d = 4,5 \text{ Mc/s}$. Do obliczeń zastosujemy wzór (19)¹⁾, do którego podstawimy f_d zamiast f_a oraz f_h zamiast f_r :

$$\frac{\Delta f_k}{f_h} = \frac{k^2}{2} \left[\frac{f_h^2}{f_{h \max}^2} \left(\frac{1}{1 - \frac{f_d^2}{f_{1h \min}^2}} - \frac{1}{1 - \frac{f_d^2}{f_{h \max}^2}} \right) + \frac{1}{1 - \frac{f_d^2}{f_h^2}} - \frac{1}{1 - \frac{f_d^2}{f_{1h \min}^2}} \right] \quad (19)$$

Zakładając, że oddziaływanie obwodu dodatkowego jest skompensowane przy częstotliwościach krańcowych: $f_{h \min} = 6,265 \text{ Mc/s}$ i $f_{h \max} = 18,965 \text{ Mc/s}$, konieczne jest podstawienie do wzoru (19) odpowiedniej wartości $f_{1h \min}$, dostosowanej do danej wartości f_d .

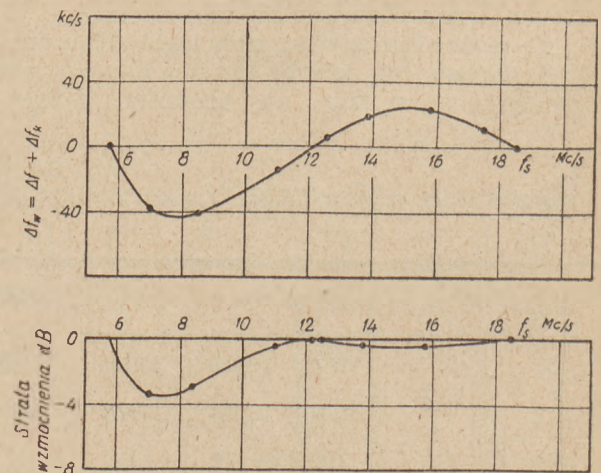
Wyniki obliczeń krzywych oddziaływania są zestawione w tabeli 3 oraz przedstawione na wykresie rys. 2, krzywe: 2 i 3. Aby ułatwić porównanie tych krzywych z krzywą błędów zestrojenia (krzywa 1) krzywe: 2 i 3 są wykreślone z odwrotnym znakiem, tj. są skierowane również do góry. Jak widać z tego rysunku, krzywa 2, odpowiadająca częstotliwości $f_d =$

$= 3 \text{ Mc/s}$, daje lepszą korekcję, lecz wymaga zastosowania dość dużego współczynnika sprzężenia z obwodem heterodyny $k = 0,565$, co jest trudne do uzyskania w praktyce. Gdyby zastosować jeszcze mniejszą częstotliwość: $f_d < 3 \text{ Mc/s}$, korekcja błędów byłaby dokładniejsza, lecz konieczny do tego współczynnik sprzężenia k byłby praktycznie nieosiągalny.

Skorygowane czyli wypadkowe błędy zestrojenia, obliczone jako suma algebraiczna:

$$\Delta f_w = \Delta f + \Delta f_k,$$

odpowiadające korekcji przy $f_d = 4,5 \text{ Mc/s}$, są zestawione w tabeli 4 i przedstawione na wykresie rys. 6. Wypadkowe błędy są tu znacznie mniejsze niż przy zestrojeniu 2 punktowym bez korekcji nawet z punktami przesuniętymi w kierunku środka zakresu (rys. 5 krzywa 1). Rozkład błędów jest jednak niekorzystny. Można go poprawić przez dobranie bardziej odpowiednich punktów zestrojenia.



Rys. 6. Błędy zestrojenia i strata wzmocnienia przy korekcji wg krzywej 3 na rys. 2.

¹⁾ Przegląd Telekomunikacyjny Nr 10, 1951 r., str. 292.

Dla przykładu obierzemy punkty zestrojenia przy częstotliwościach: $f_{s1} = 6$ Mc/s i $f_{s2} = 16$ Mc/s. Odpowiadające tym punktom częstotliwości heterodyny wynoszą: $f_{h1} = 6,465$ Mc/s i $f_{h2} = 16,465$ Mc/s. Zastosujemy częstotliwość $f_d = 4$ Mc/s, przy której otrzymamy współczyn-

nik sprzężenia k możliwy do uzyskania w praktyce.

Pojemności kondensatora strojeniowego, odpowiadające częstotliwościom heterodyny w punktach zestrojenia wynoszą:

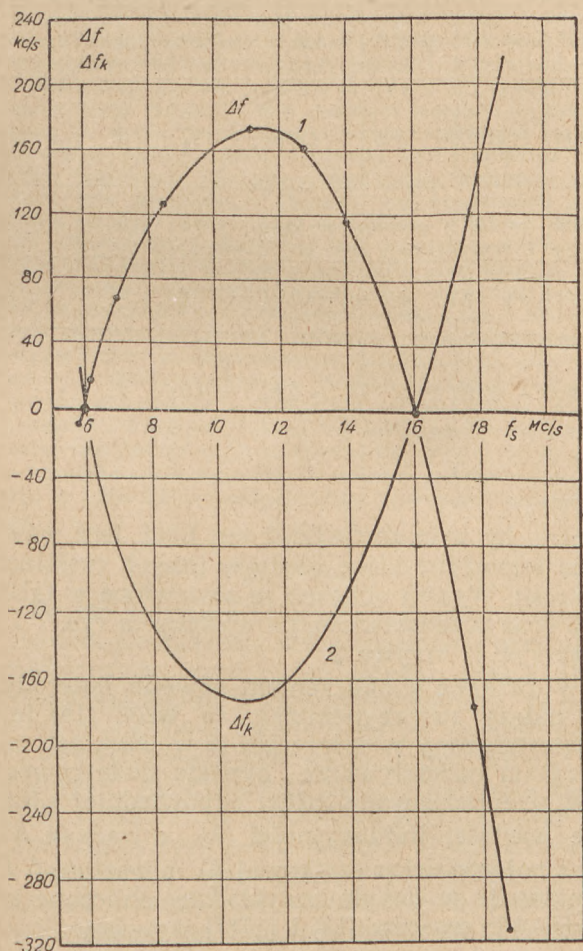
$$C_1 = \frac{1}{4\pi^2 f_{h1}^2 L_h} - C_h = \frac{10^{12}}{4\pi^2 \cdot 6,465^2 \cdot 10^{13} \cdot 1,2833 \cdot 10^{-6}} - 42,879 = 428,288 \text{ pF}$$

$$C_2 = \frac{1}{4\pi^2 f_{h2}^2 L_h} - C_h = \frac{10^{12}}{4\pi^2 \cdot 16,465^2 \cdot 10^{13} \cdot 1,2833 \cdot 10^{-6}} - 42,879 = 30,03 \text{ pF}$$

Aby otrzymać przy tych pojemnościach dokładnie dostrojony obwód wejściowy do częstotliwości: $f_{s1} = 6$ Mc/s i $f_{s2} = 16$ Mc/s należy zastosować:

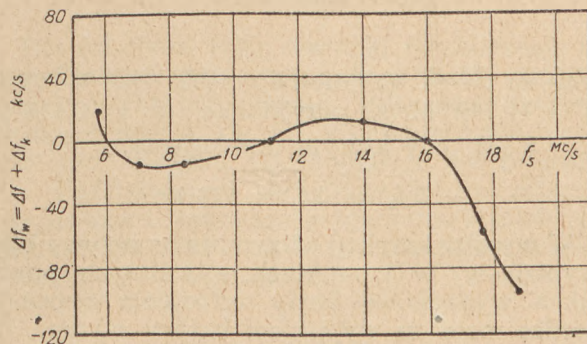
$$C_s = \frac{C_1 - \left(\frac{f_{s2}}{f_{s1}}\right)^2 \cdot C_2}{\left(\frac{f_{s2}}{f_{s1}}\right)^2 - 1} = \frac{428,288 - \left(\frac{16}{6}\right)^2 \cdot 30,03}{\left(\frac{16}{6}\right)^2 - 1} = 35,1393 \text{ pF}$$

$$L_s = \frac{1}{4\pi^2 f_{s1}^2 (C_1 + C_s)} = \frac{10^6}{4\pi^2 \cdot 6^2 \cdot 10^{12} (428,288 + 35,1393)} = 1,5183 \text{ }\mu\text{H}$$



Rys. 7. Błędy zestrojenia $\Delta f = \varphi(f_s)$ przy zestrojeniu w punktach $f_{s1} = 6$ Mc/s i $f_{s2} = 16$ Mc/s — krzywa 1, oddziaływanie obwodu dodatkowego $\Delta f_k = \varphi_1(f_s)$ przy $f_d = 4$ Mc/s — krzywa 2.

Przy tych wartościach obliczamy częstotliwości własne obwodu wejściowego i obwodu heterodyny dla różnych wartości pojemności kondensatora strojeniowego oraz błędy zestrojenia $\Delta f = f_h - f_s - f_p$ bez uwzględnienia oddziaływania obwodu dodatkowego, a następnie do uzyskanej krzywej błędów dostosowujemy układ korekcyjny. Dla założonej wartości: $f_d = 4$ Mc/s znajdujemy ze wzoru (19) wartość $f_{h1 \min}$, przy której otrzymuje się: $\Delta f_k = 0$ w punkcie zestrojenia $f_{h1} = 6,465$ Mc/s. Do tego obliczenia zakładamy: $f_{h2 \max} = f_{h2} = 16,465$ Mc/s. Otrzymujemy: $f_{h1 \min} = 6,18$ Mc/s.



Rys. 8. Wypadkowe błędy zestrojenia

$$\Delta f_w = \Delta f + \Delta f_k = \varphi(f_s)$$

przy korekcji błędów zestrojenia wg krzywych rys. 7.

Następnie na podstawie wzoru (19) obliczamy oraz dobieramy najkorzystniejszy współczynnik sprzężenia k , przy którym otrzymuje się pożądaný przebieg skorygowanych błędów. W danym przykładzie korygujemy do zera naj-

T a b e l a 4

Wypadkowe błędy zestrojenia przy korekcji za pomocą obwodu dodatkowego o częstotliwości rezonansowej $f_d = 4,5$ Mc/s oraz wypadkowa strata wzmocnienia

c	pF	12	18	30	50	70	100	200	300	460
$\Delta f_w = \Delta f + \Delta f_k$	kc/s	0	+11	+23	+19	+4	-16	-41,7	-38,4	0
$-10 \lg \left[1 + \left(2Q \frac{\Delta f}{f_r} \right)^2 \right]$	dB	0	-0,07	-0,35	-0,31	-0,02	-0,35	-2,98	-3,4	0

T a b e l a 5

Wyniki obliczeń układu z korekcją błędów zestrojenia przy zestrojeniu w punktach: $f_{s1} = 6$ Mc/s i $f_{s2} = 16$ Mc/s

C	pF	12	18	30,03	50	70	100	200	300	428,288	460
f_h	Mc/s	18,965	18,006	16,465	14,578	13,223	11,749	9,0149	7,5873	6,465	6,263
f_s	Mc/s	18,813	17,719	16,000	13,998	12,596	11,111	8,423	7,0555	6,000	5,805
$\Delta f = f_h - f_s - f_p$	kc/s	-313	-178	0	+115	+162	+173	+126,9	+66,8	0	-5
$\frac{\Delta f_k}{k^2}$	kc/s	+1878	+1036	0	-904	-1297	-1505	-1236	-732	0	+202
Δf_k	kc/s	+216	+119	0	-104	-149	-173	-142	-84	0	+23
$\Delta f_w = \Delta f + \Delta f_k$	kc/s	-97	-59	0	+11	+13	0	-15,1	-17,2	0	+18
$10 \lg \left[1 + \left(2Q \frac{\Delta f_w}{f_s} \right)^2 \right]$	dB	-3	-1,6	0	-0,1	-0,18	0	-0,5	-0,9	0	-1,4

większy błąd, występujący przy częstotliwości $f_h = 11,749$ Mc/s, przyjmując $k^2 = 0,115$ tj. $k = 0,339$ przy którym uzyskujemy:

$$-\Delta f_k = \Delta f = 173 \text{ kc/s.}$$

W wyniku korekcji otrzymujemy zerowy błąd wypadkowy w 3 punktach, a w innych punktach wypadkowe błędy zestrojenia wypadają bardzo małe, za wyjątkiem krańca zakresu, na którym przy $f_{s \max}$ błąd jest nieco większy. Obie-
rając punkt zestrojenia f_{s2} nieco bliżej $f_{s \max}$,

można by było zmniejszyć ten błąd, lecz wówczas wzrosłyby nieco błędy w innych częściach zakresu. Wyniki obliczeń są zestawione w tabeli 5 oraz przedstawione na wykresach rys. 7 i 8 oraz rys. 5, krzywa 2.

W związku z obliczaniem obwodu heterodyny należy tu przypomnieć, że wzór (19) jest wyprowadzony w założeniu, iż w punktach zestrojenia oddziaływanie obwodu dodatkowego jest skompensowane dzięki odpowiedniej zmianie wartości indukcyjności L_h o wartość ΔL oraz pojemności początkowej C_h o wartość ΔC . Zmiany te w danym przykładzie, obliczone na podstawie wzorów (13) i (17)¹⁾ wynoszą:

¹⁾ Przegl. Telekom. Nr 10, 1951, str. 292.

$$\Delta L = \frac{k^2 L_h}{1 - \frac{f_d^2}{f_{1h \max}^2}} = \frac{0,339^2 \cdot 1,2833}{1 - \frac{4^2}{6,18^2}} = 0,254 \mu H$$

$$\Delta C = -k^2 (C_2 + C_h) \left(\frac{1}{1 - \frac{f_d^2}{f_{1h\min}^2}} - \frac{1}{1 - \frac{f_h^2}{f_{h2}^2}} \right) =$$

$$= -0,339^2 (30,03 + 42,879) \cdot \left(\frac{1}{1 - \frac{4^2}{6,18^2}} - \frac{1}{1 - \frac{4^2}{16,465^2}} \right) = -5,5 \text{ pF}$$

Więc wypadkowe wartości, jakie należy zastosować, wynoszą:

$$L_{hw} = L_h + \Delta L = 1,5373 \mu\text{H}$$

$$C_{hw} = C_h + \Delta C = 37,379 \text{ pF}$$

Na zakończenie należy zaznaczyć, że oddziaływanie anteny na obwód wejściowy zostało tu pominięte. Można by go uwzględnić, mając konkretne dane, dotyczące anteny i układu sprzęgającego, lecz zagadnienie to stanowi osobny problem.

Inż. LEON DROZDOWICZ

621.396.11

Rozchodzenie się mikrofal w dolnych warstwach atmosfery nienormalnej

STRESZCZENIE:

Dolne warstwy troposfery są elektrycznie niejednorodne. Ze wzrostem wysokości nad ziemią stała dielektryczna powietrza zazwyczaj maleje w związku z pionowym rozkładem temperatury, ciśnienia atmosferycznego i wilgotności. Fala elektromagnetyczna wypromieniowana ze źródła nad ziemią ulega refrakcji i tory promieni falowych są zakrzywiane ku ziemi, co pociąga za sobą zwiększenie zasięgu bezpośredniej widoczności. Opierając się na optycznej metodzie traktowania fali i przyjmując stałość względnej krzywizny toru promienia w stosunku do powierzchni ziemi można utworzyć model ziemi rzeczywistej w postaci zastępczej ziemi płaskiej, dla której tzw. zmodyfikowany współczynnik załamania w atmosferze rośnie z wysokością, tory zaś promieni w atmosferze „normalnej” są ugięte ku górze. W warunkach nienormalnych, występujących w związku z charakterystycznymi zmianami atmosferycznymi — krzywa zmian zmodyfikowanego współczynnika załamania wykazuje obszary inwersyjne. W tych obszarach występuje zjawisko superrefrakcji, polegające na odrzucaniu promieni falowych ku ziemi. Tworzą się dukty powierzchni prowadzące falę podobnie jak w falowodzie, przy czym zjawisko to zaznacza się szczególnie na zakresie mikrofalowym. Zasięg w pewnych wypadkach ulega znacznemu powiększeniu.

1. Wstęp

Po raz pierwszy zjawiska związane z rozchodzeniem się mikrofal w atmosferze nienormalnej stwierdzone zostały w latach 1941 — 1942. Objawiają się one w sposób następujący. W pewnych warunkach zjawiają się na ekranie radaru mikrofalowego echa od obiektów stałych i ruchomych, znajdujących się o wiele poza zasięgiem teoretycznie przewidywanym i radar nie powinienby tych celów widzieć. Stwierdzono, że w niektórych obszarach na powierzchni ziemi opisane zjawisko jest niemal regułą. Przeciętne powiększenie zasięgu wynosi do 50 km ponad zasięg normalny, chociaż zdarza się, że radary widzą na odległości do 2500 km. Czasem znów radar, widząc obiekty znajdujące się na dużych odległościach, jest jednocześnie ślepy na odległości bliskie i nie widzi celów, widocznych

okiem nieuzbrojonym. Może się również zdarzyć, że ekran indykatora pokazuje cele bliskie, chociaż w rzeczywistości są one bardzo daleko. Może być i tak, że na ekranie wystąpią echa, tzw. „anioly”, których źródłem powinnyby być cele bliskie, cele te jednak w ogóle nie istnieją.

Występowanie anomalii w rozchodzeniu się jest zawsze związane z charakterystycznymi zmianami atmosferycznymi w przyziemnych warstwach atmosfery. Niżej przedstawiona jest w skrócie optyczna metoda, którą się stosuje celem wyjaśnienia i jakościowego ujęcia zjawisk związanych z rozchodzeniem się mikrofal w atmosferze nienormalnej.

2. Równanie toru fali w ośrodku o zmiennej stałej dielektrycznej

Dla ustalenia, jakie warunki rozchodzenia się przyjmowane są za normalne, należy przypomnieć pewne podstawowe zależności, dotyczące rozchodzenia się fal w elektrycznie uwarstwowionym ośrodku, jakim właśnie jest troposfera. Podstawowym związkiem wyznaczającym tor promienia falowego w płasko uwarstwowionym ośrodku bez strat o stałej przenikalności magnetycznej jest prawo Snella:

$$\frac{\cos \alpha_1}{\cos \alpha_2} = \frac{\sqrt{\epsilon_2}}{\sqrt{\epsilon_1}},$$

gdzie α_1 i α_2 (rys. 1) są to kąty wejścia i wyjścia promienia na granicy rozdziału, ϵ_1 i ϵ_2 — stałe dielektryczne ośrodka po obu stronach powierzchni rozgraniczającej. Wprowadzając współczynnik załamania $n = \sqrt{\epsilon}$, otrzymujemy prawo Snella w postaci:

$$n_1 \cos \alpha_1 = n_2 \cos \alpha_2$$

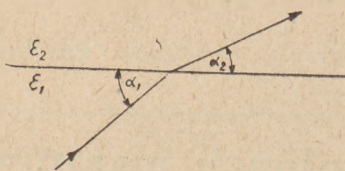
W ośrodku uwarstwionym wielokrotnie (rys. 2) równanie (2) przyjmuje kształt:

$$n_0 \cos \alpha_0 = n_1 \cos \alpha_1 = n_2 \cos \alpha_2 = \dots = \text{const.} \quad (3)$$

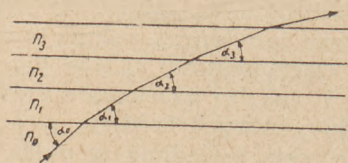
Gdy n zmienia się nie skokami, lecz w sposób ciągły prawo Snella pozostaje słuszne:

$$n_0 \cos \alpha_0 = n \cos \alpha = \text{const.} \quad (4)$$

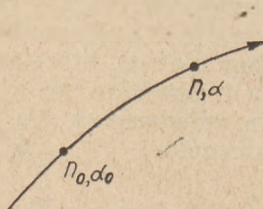
gdzie n jest współczynnikiem załamania w pewnym poziomie, α — kątem wejścia fali w ten poziom, wskaźnik „o” odnosi się do dowolnie obranego poziomu odniesienia (rys. 3). Tor fali ulega zakrzywieniu.



Rys. 1. Tor promienia falowego na granicy rozdziału dwóch ośrodków.



Rys. 2. Tor promienia w ośrodku płasko i wielokrotnie uwarstwionym.



Rys. 3. Tor promienia w ośrodku o zmiennym n w sposób ciągły.

Jeżeli ośrodek jest uwarstwiony sferycznie w sposób nieciągły i powierzchnie równego współczynnika załamania są kulami współśrodkowymi (rys. 4), to prawo załamania ulega modyfikacji. Dla kolejnych powierzchni uwarstwiających otrzymujemy:

$$n_0 \cos \alpha_0 = n_1 \cos \alpha_0' \quad (5)$$

$$n_1 \cos \alpha_1 = n_2 \cos \alpha_1' \text{ itd.}$$

Z trójkąta OAB mamy:

$$\frac{\cos \alpha_0'}{r_1} = \frac{\cos \alpha_1}{r_0} \quad (5a)$$

Z (5) i (5a) wynika zmodyfikowane prawo załamania:

$$n_0 r_0 \cos \alpha_0 = n_1 r_1 \cos \alpha_1 = \dots = n_2 r_2 \cos \alpha_2 = \dots = \text{const.} \quad (6)$$

Gdy w ośrodku o sferycznej strukturze uwarstwienia n zmienia się w sposób ciągły, prawo Snella przyjmuje postać:

$$nr \cos \alpha = n_0 r_0 \cos \alpha_0 \quad (7)$$

i wiąże promień dowolnej kuli r , odpowiadający jej współczynnik załamania n i kąt wejścia fali α w powierzchnię kuli z analogicznymi wielkościami dowolnej kuli odniesienia, którą zazwyczaj będzie albo powierzchnia ziemi, albo poziom, w którym jest umieszczona antena nadawcza.

3. Definicja atmosfery normalnej

Anomalie w rozchodzeniu się fal zachodzą głównie w przyziemnej warstwie atmosfery — troposferze, rozciągającej się do wysokości około 10 km nad powierzchnią ziemi. W warstwie tej ustala się pewien pionowy rozkład temperatury, ciśnienia i wilgotności. Za atmosferę *normalną* przyjęto taką, w której temperatura maleje z wysokością o $6,5^\circ\text{C}$ na kilometr, zaczynając od 15°C na poziomie morza, ciśnienie suchego powietrza na poziomie morza wynosi 1013 mb (760 mm Hg), ciśnienie pary wodnej 10 mb i maleje o 3,8 mb na kilometr. Taki rozkład ciśnienia pary wodnej odpowiada wilgotności względnej 60 proc. Wartość współczynnika załamania w powietrzu uzależniona jest od wymienionych czynników w sposób:

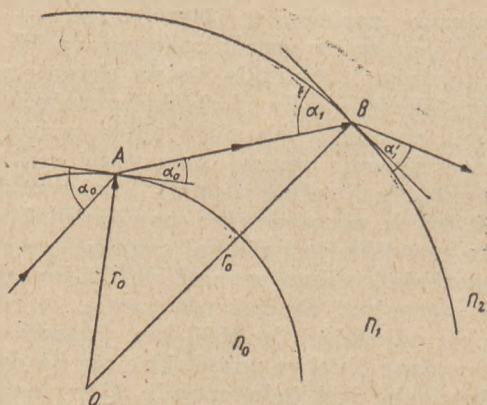
$$(n - 1) 10^6 = \frac{79}{T} \left(p - e + \frac{4800e}{T} \right), \quad (8)$$

gdzie T — temperatura bezwzględna, p — ciśnienie barometryczne w milibarach, e — ciśnienie pary wodnej.

W atmosferze normalnej n maleje z wysokością liniowo, przy czym:

$$\frac{dn}{dh} = -0,039 \cdot 10^{-6} \frac{1}{n} = -\frac{1}{4R} \quad (9)$$

gdzie $R = 6370$ km jest promieniem kuli ziemskiej. Operowanie współczynnikami załamania n okazało się niewygodne przy użyciu optycznych metod traktowania zagadnienia rozchodzenia się. Zakrzywienie torów promieni falowych



Rys. 4. Tor promienia w ośrodku uwarstwionym sferycznie,

wskutek sferycznego uwarstwienia atmosfery i krzywizna ziemi stwarzają pewne niedogodności przy analizowaniu zjawisk, związanych z rozchodzeniem się i przy określaniu zasięgu. Wygodniej jest zastąpić ziemię rzeczywistą przez układ równoważny, w którym torzy promieni byłby prostoliniowe, lub też uważać ziemię za płaską, modyfikując odpowiednio tory. Oczywiście jest, że w obu przypadkach rozkład zmienności współczynnika załamania z wysokością należy odpowiednio zmodyfikować.

4. Tory promieni falowych nad ziemią rzeczywistą i w układach równoważnych

Przekształcamy równanie Snella:

$$nr \cos \alpha = n_0 r_0 \cos \alpha_0 \quad (7)$$

Oznaczając promień ziemski przez R , wysokość nad ziemią przez h , mamy

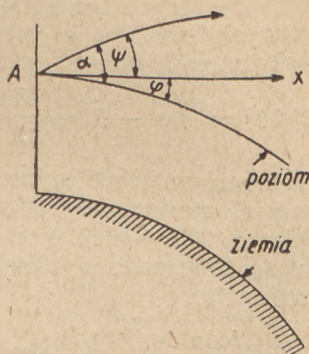
$$r = R \left(1 + \frac{h}{R} \right) \quad \text{przy tym} \quad \frac{h}{R} \ll 1.$$

Dla małych kątów α :

$$\cos \alpha = 1 - \frac{1}{2} \alpha^2, \quad \alpha \ll 1.$$

Równanie (7) przy pominięciu wyrazów małych przyjmie kształt:

$$n - n_0 + \frac{1}{R} (h - h_0) = \frac{1}{2} (\alpha^2 - \alpha_0^2) \quad (10)$$



Rys. 5. Refrakcja nad ziemią.

Jeżeli przez punkt A (rys. 5) przebiega promień, tworząc ze styczną do poziomu w tym punkcie kąt ψ , wtedy krzywizna promienia w p . A wyrazi się wzorem

$$\frac{1}{\rho} = - \frac{d\psi}{ds},$$

gdzie ρ jest promieniem krzywizny toru. Dla małych kątów ψ $ds \approx dx$ i

$$\frac{1}{\rho} = - \frac{d\psi}{dx},$$

lecz $\psi = \alpha - \varphi$,

$$\text{więc} \quad \frac{1}{\rho} = - \frac{d\alpha}{dx} + \frac{d\varphi}{dx},$$

$$\text{ale} \quad \frac{d\varphi}{dx} = \frac{1}{R + h} \approx \frac{1}{R}$$

$$\frac{d\alpha}{dx} = \frac{d\alpha}{dh} \cdot \frac{dh}{dx} = \frac{d\alpha}{dh} = \frac{1}{2} \frac{d(\alpha^2)}{dh},$$

$$\text{stad} \quad \frac{1}{\rho} = - \frac{1}{2} \frac{d(\alpha^2)}{dh} + \frac{1}{R} \quad (11)$$

Prawa strona ostatniego równania zgodnie z (10) wyniesie:

$$- \frac{1}{2} \frac{d(\alpha^2)}{dh} + \frac{1}{R} = - \frac{dn}{dh},$$

po podstawieniu do (11) otrzymujemy:

$$\frac{1}{\rho} = - \frac{dn}{dh} \quad (12)$$

Ponieważ w dolnych warstwach atmosfery normalnej $\frac{dn}{dh} < 0$, więc $\frac{1}{\rho} > 0$, co oznacza, że tor

fali zakrzywia się ku ziemi. Równanie (12) jest ogólne i nie zależy od charakteru zmienności n z wysokością. Względna krzywiznę promienia w stosunku do ziemi można przedstawić w postaci:

$$\frac{1}{\rho} - \frac{1}{R} = - \left(\frac{dn}{dh} + \frac{1}{R} \right) = - \frac{1}{kR},$$

gdzie wprowadzono następującą wielkość k :

$$k = \frac{1}{1 + R \frac{dn}{dh}} \quad (13a)$$

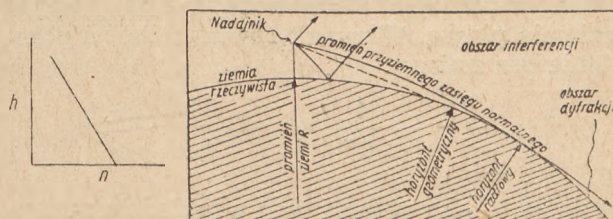
W atmosferze normalnej

$$\frac{dn}{dh} = - \frac{1}{4R}, \quad \text{więc} \quad k = \frac{4}{3} \quad \text{i względna}$$

krzywizna toru promienia wyniesie:

$$\frac{1}{\rho} - \frac{1}{R} = - \frac{3}{4R}$$

Znak minus z prawej strony oznacza, że krzywizna ziemi jest większą od krzywizny toru. Opisane wyżej zjawisko refrakcji pociąga za sobą znane zwiększenie zasięgu poza horyzont geometryczny (rys. 6), który ulega przesunięciu



Rys. 6. Obraz rozchodzenia się w atmosferze normalnej nad ziemią rzeczywistą.

do tzw. horyzontu „radiowego“. Tory promieni są zakrzywione ku ziemi. Znając krzywiznę względną toru i wzniesienie anteny nadawczej, można obliczyć zasięg przyziemny, czyli łuk powierzchni ziemi od podstawy anteny do punktu styczności odpowiedniego promienia z powierzchnią ziemi. Można jednak, dla uproszczenia, zastąpić ziemię rzeczywistą przez układ równoważny w następujący sposób. Zastępujemy atmosferę ze zmiennym liniowo z wysokością współczynnikiem załamania przez ośrodek jednorodny o stałym współczynniku załamania $n' = \text{const}$. Tory promieni w takim ośrodku będą liniami prostymi. Względna krzywizna toru musi być niezmiennikiem zamiany, jeżeli zasięg ma pozostać bez zmiany. W nowym układzie musi więc być spełniony warunek:

$$\frac{1}{\rho'} - \frac{1}{R'} = - \frac{1}{kR}$$

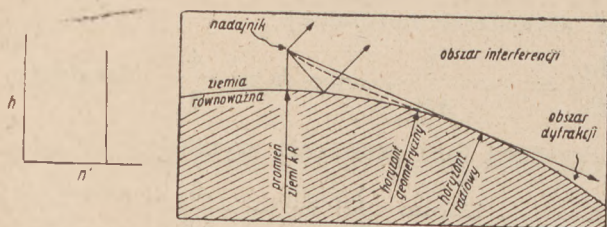
gdzie $\frac{1}{\rho'}$ — krzywizna toru, $\frac{1}{R'}$ — krzywizna ziemi równoważnej. Ponieważ w nowym układzie $\frac{1}{\rho'} = 0$, więc:

$$R' + kR$$

W atmosferze normalnej promień ziemi równoważnej wyniesie:

$$R' = \frac{4}{3} R$$

Układ taki (rys. 7) jest bardziej przejrzysty niż układ z ziemią rzeczywistą, gdyż tory są prostoliniowe. Należy przy tym mieć na uwadze, że



Rys. 7. Obraz rozchodzenia się nad ziemią równoważną o promieniu kR .

liniom geometrycznie prostym nad ziemią rzeczywistą będą tutaj odpowiadać linie zakrzywione ku górze.

Innym układem równoważnym będzie układ z ziemią płaską. Warunek równoważności pozostanie bez zmiany:

$$\frac{1}{\rho''} - \frac{1}{R''} = - \frac{1}{kR}$$

gdzie $\frac{1}{\rho''}$ — krzywizna toru w układzie zastępczym,

$\frac{1}{R''}$ — krzywizna nowej ziemi. Dla ziemi

płaskiej $\frac{1}{R''} = 0$, więc krzywizna toru będzie:

$$\frac{1}{\rho''} = - \frac{1}{kR} \quad (14)$$

W warunkach normalnych jest ona ujemna, co oznacza, że w tym układzie tory są ugięte ku górze. Pozostaje określić zastępczy współczynnik załamania N w układzie z ziemią płaską. Zgodnie z (12), (13) i (14):

$$\frac{1}{\rho''} = - \frac{dN}{dh} = - \frac{1}{kR} = - \left(\frac{dn}{dh} + \frac{1}{R} \right)$$

$$\text{skąd} \quad \frac{dN}{dh} = \frac{1}{kR} > 0$$

Dodatnia wartość pochodnej oznacza, że N rośnie z wysokością. W atmosferze normalnej ze względu na $k = \text{const}$, wzrost jest liniowy. Współczynnik N otrzymamy z równania:

$$\frac{dN}{dh} = \frac{dn}{dh} + \frac{1}{R}$$

Przyjmując dla $h = 0$, $N = n$, otrzymujemy:

$$N = n + \frac{h}{R}$$

Jako wielkość charakteryzującą zmiany własności dielektrycznych ośrodka z wysokością w układzie z płaską ziemią obrano wielkość:

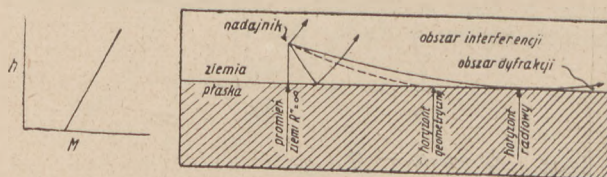
$$M = (N - 1) 10^6 = \left(n - 1 + \frac{h}{R} \right) 10^6, \quad (15)$$

zwaną zmodyfikowanym współczynnikiem załamania. W typowych stanach troposfery M zmienia się w granicach 200 — 600. Podobnie do N również M rośnie liniowo z wysokością w warunkach normalnych:

$$\begin{aligned} \frac{dM}{dh} &= \left(\frac{dn}{dh} + \frac{1}{R} \right) 10^6 = \\ &= \frac{dN}{dh} 10^6 = \frac{1}{kR} 10^6 \end{aligned} \quad (16)$$

Na rys. 8 przedstawiony jest układ z ziemią płaską.

Otrzymaliśmy w ten sposób trzy sposoby graficznego przedstawienia torów promieni. Można



Rys. 8. Obraz rozchodzenia się nad ziemią równoważną płaską.

łatwo się przekonać, że drugim niezmiennikiem zamiany układu jest kąt między torem promienia, a linią poziomą w wybranym punkcie toru. Trzeci sposób przedstawienia okazał się najwygodniejszym w użyciu.

5. Nienormalna zmienność M

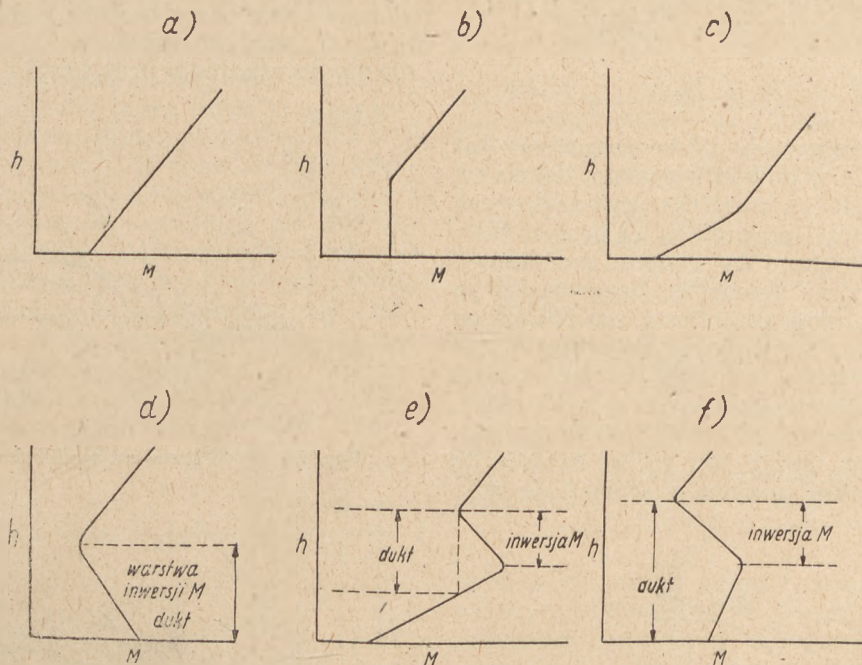
Zmienność M z wysokością jest uwarunkowana zmiennością ciśnienia atmosferycznego, temperatury i wilgotności. Ponieważ gradient ciśnienia atmosferycznego jest mały, głównymi

stanie troposfery pod warunkiem, że krzywa $M = f(h)$ jest znana. Zgodnie z (15).

$$M = \left(n - 1 + \frac{h}{R} \right) 10^6$$

W poziomie odniesienia, np. w poziomie anteny nadawczej:

$$M_0 = \left(n_0 - 1 + \frac{h_0}{R} \right) 10^6$$



Rys. 9. Typy krzywych $M = f(h)$.

czynnikami wpływającymi na kształt krzywej $M = f(h)$ są rozkłady temperatury i wilgotności, przy tym wpływ zmian wilgotności zazwyczaj przeważa. Pomiar M są przeprowadzane metodami elektrycznymi za pomocą samolotów, balonów na uwięzi, latawców i balonów-sond. Liczne pomiary dokonywane w różnych obszarach na powierzchni ziemi wykazały istnienie sześciu zasadniczych typów krzywych $M = f(h)$, przedstawionych na rys. 9. Trzeba zaznaczyć, że na dużych wysokościach rzędu kilku km przebieg zawsze jest normalny, natomiast niżej może znacznie odbiegać od tego typu. W tych przypadkach obraz rozchodzenia się może być zupełnie odmienny. Zwłaszcza powstawanie warstwy inwersyjnej bardzo silnie wpływa na rozchodzenie się i często w konsekwencji wywołuje tzw. zjawisko superrefrakcji.

6. Trasowanie toru promienia falowego w układzie z ziemią płaską

Stosując optyczną metodę można utworzyć obraz biegu promieni falowych przy dowolnym

Na mocy (10) dla małych kątów α :

$$(M - M_0) 10^{-6} = n - n_0 + \frac{1}{R} (h - h_0) = \frac{1}{2} (\alpha^2 - \alpha_0^2),$$

skąd:

$$\alpha = \sqrt{2} \sqrt{\frac{1}{2} \alpha_0^2 + (M - M_0) 10^{-6}} \quad (17)$$

Kierunek promienia w danym poziomie (p. B na rys. 10) można więc określić znając α_0 i M_0 oraz M dla tego poziomu. Można też obliczyć odległość x , czyli rzut drogi promienia na powierzchnię ziemi:

Dla małych kątów α :

$$\alpha \approx \frac{dh}{dn}, \quad \text{skąd} \quad dx = \frac{dh}{\alpha}, \quad \text{a więc}$$

$$x = \int_{h_A}^{h_B} \left[\alpha_0^2 + 2(M - M_0) \cdot 10^{-6} \right]^{-\frac{1}{2}} dh \quad (18)$$

W warunkach normalnych można przetrasować tory promieni graficznie w następujący sposób (rys. 11). Prowadzimy krzywą zmienności $M=f(h)$ o nachyleniu $kR = \frac{4}{3}R$. Niech dla

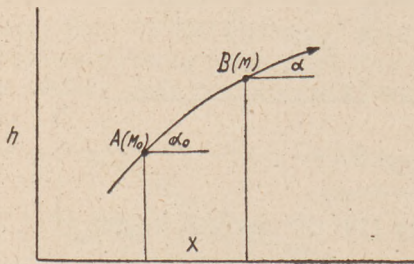
poziomu, w którym leży antena nadawcza (p. A) $M=M_0$ i $h=h_0$. Prowadzimy prostą $M=M_0$, oznaczoną na rysunku liczbą 0, oraz prostą

$M=M_0 - \frac{1}{2} \alpha_0^2 10^6$, gdzie α_0 jest kątem wy-

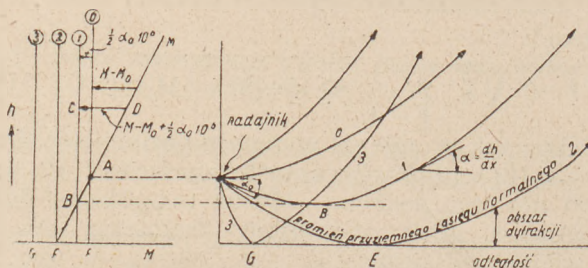
słania danego promienia, oznaczonego liczbą 1. Wtedy danemu poziomowi np. h_D będzie odpowiadać odległość punktu D od prostej 1:

$$CD = \frac{1}{2} \alpha_0^2 10^6 + M - M_0 = \frac{1}{2} \alpha^2 10^6$$

Widzimy stąd, że można łatwo oszacować kąt wejścia promienia w dowolny poziom, będzie on proporcjonalny do pierwiastka kwadratowego z odległości prostej 1 od punktu na prostej $M=f(h)$, odpowiadającego wybranemu poziomowi. Metoda ta nie daje możliwości bezpośredniego określenia rzutu drogi promienia, ma natomiast inną ważną zaletę. Pozwala ona natychmiast odpowiedzieć na pytanie, czy dany promień będzie w jakimś punkcie swego toru przebiegał równoległe do powierzchni ziemi (nazwijmy ten punkt zwrotnym). Jeżeli ten punkt istnieje, to można łatwo znaleźć poziom w którym on leży.



Rys. 10. Tor promienia w danym poziomie.



Rys. 11. Tory promieni w atmosferze normalnej.

Poziomem zwrotu promienia 1 będzie poziom h_B odpowiadający punktowi przecięcia prostej 1 z prostą M . W tym poziomie wyrażenie:

$$\frac{1}{2} \alpha_0^2 10^6 + M - M_0 = 0, \text{ a więc:}$$

$$\alpha_0 = 0$$

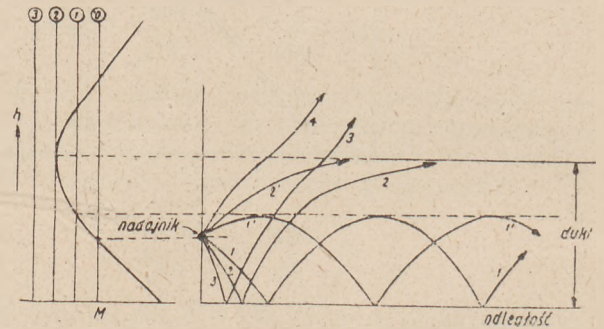
Wszystkie promienie wysłane z anteny pod takimi kątami α_0 , dla których:

$$\frac{1}{2} \alpha_0^2 10^6 \leq EF,$$

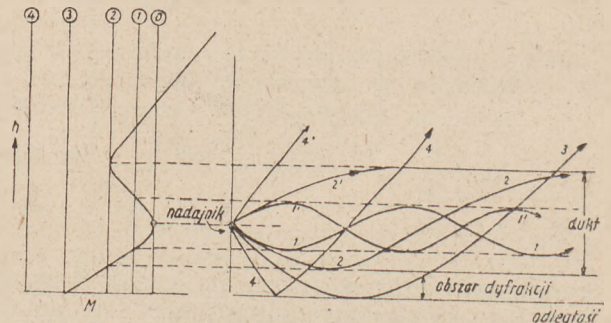
będą posiadały punkty zwrotne, przy tym promień 2, dla którego punkt zwrotny E leży na powierzchni ziemi, wyznaczy horyzont widzialności. Promień 3, wchodzący w poziom ziemi pod kątem α , dla którego:

$$\frac{1}{2} \alpha^2 10^6 > GE$$

będzie w zwykły sposób odbity. Przytoczona metoda daje dostatecznie dokładne rezultaty tylko dla małych kątów α , a właśnie z takimi ma się do czynienia przy użyciu radaru przeszu-



Rys. 12. Tory promieni w dukiem przyziemnym.



Rys. 13. Tory promieni w dukiem wzniesionym.

kującego na dalekich odległościach. Na rys. 11 skala pionowa jest dla przejrzystości nadmiernie wydłużona.

Przytoczony wyżej sposób trasowania torów jest niezależny od kształtu krzywej M i może być niezwykle pomocny w przypadku nienormalnej zmienności zmodyfikowanego współczynnika załamania. Rys. 12 jest obrazem rozchodzenia się, gdy M ma inwersję przyziemną, rys. 13 przy inwersji wzniesionej. W obszarze inwersji krzywej M jej nachylenie staje się

$$\frac{dM}{dh} < 0.$$

Z (15), (14) i (13) mamy:

$$\begin{aligned} \frac{dM}{dh} &= \frac{1}{R} \left(R \frac{dn}{dh} + 1 \right) 10^6 = \\ &= \frac{10^6}{kR} = - \frac{10^6}{\rho''} < 0 \end{aligned}$$

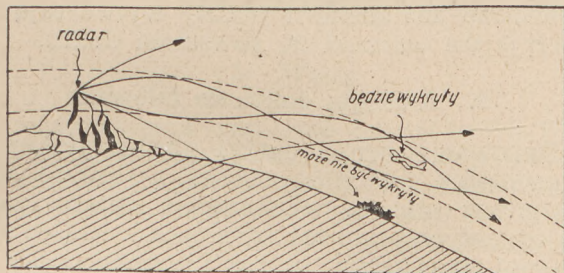
Krzywizna promienia względem ziemi:

$$\frac{1}{\rho''} > 0,$$

oznacza to zakrzywienie promienia ku ziemi. Ten szczególny rodzaj refrakcji, kiedy krzywizna promienia staje się większą od krzywizny ziemi nazywa się *superrefrakcją*. Część promieni falowych zostaje chwycona w tzw. *dukt powietrzny*, w którym oscylują one albo między ziemią, a górną granicą warstwy inwersyjnej w *duście przyziemnym*, lub między dwoma poziomami ograniczającymi warstwę inwersji w *duście wzniesionym*. Te dwa przypadki są przedstawione na rys. 12 i 13.

Jeżeli chodzi o optymalną wysokość umieszczenia anteny nadawczej ze względu na maksymalną moc uchwyconą przez dukt, to rozważania teoretyczne, uwzględniające najczęściej spotykane kształty krzywych M prowadzą do następujących bardzo ogólnych wyników. Najsilniej zjawisko superrefrakcji występuje dla promieni opuszczających antenę, leżącą wewnątrz duktu, pod kątami mniejszymi niż $1/2$ stopnia; mniej są odchylane promienie, wychodzące pod kątami od $1/2^\circ$ do $1 1/2^\circ$. Przy kątach powyżej $1 1/2^\circ$ superrefrakcja prawie nie występuje.

Może się zdarzyć (rys. 14), że zasięg przyziemny będzie bardzo ograniczony, pomimo znacznie zwiększonego zasięgu na pewnej wysokości od ziemi.

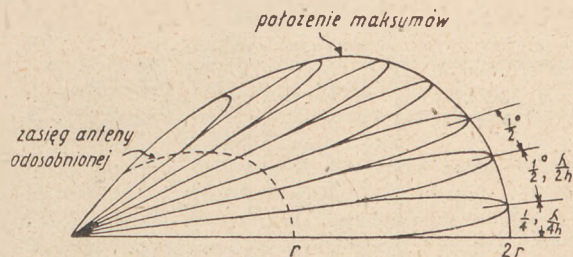


Rys. 14. Tora promieni w dukcie wzniesionym.

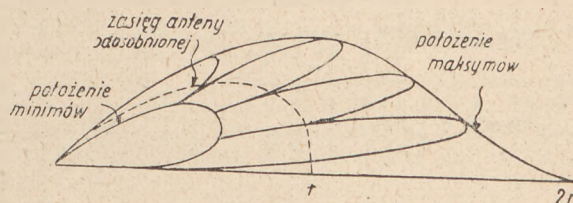
7. Wpływ pionowej charakterystyki anteny

Antena mikrofalowa jest z reguły wzniesiona nad powierzchnię ziemi na wysokość dużą w stosunku do długości fali. W obszarze interferencji, który przy ziemi jest ograniczony przez horyzont radiowy, pole — poza zależnością od wysokości anten nadawczej i odbiorczej i innych czynników — zależy bardzo silnie od dwóch współdziałających charakterystyk. Pierwszą jest charakterystyka samej anteny, która na ogół ma duży zysk i mały rozrzut, gdzie przez rozrzut rozumie się tutaj kątową rozwarłość głównej wiązki w płaszczyźnie przechodzącej przez jej oś skierowaną w kierunku maksymalnej gęstości mocy, przy tym kąt mierzy się umownie pomiędzy promieniami wskazującymi w kierunku połowy maksymalnej gęstości mocy z obu stron osi. Rozrzut wiązki głównej silnie

koncentrowanej w pewnych płaszczyznach może zejść poniżej 1° . Drugą jest charakterystyka układu: antena niekierunkowa, umieszczona w miejsce anteny rzeczywistej i obraz elektromagnetyczny. Nie wchodząc w analizę zagadnienia, należy powiedzieć, że wypadkowa charakterystyka będzie wielowiązkowa (rys. 15 i 16).



Rys. 15. Wykres zasięgu nad ziemią płaską ze współczynnikiem odbicia równym — 1; rozrzut wiązki 6; polaryzacja pozioma; h — wysokość anteny nad ziemią. Skala kątowa rozciągnięta.

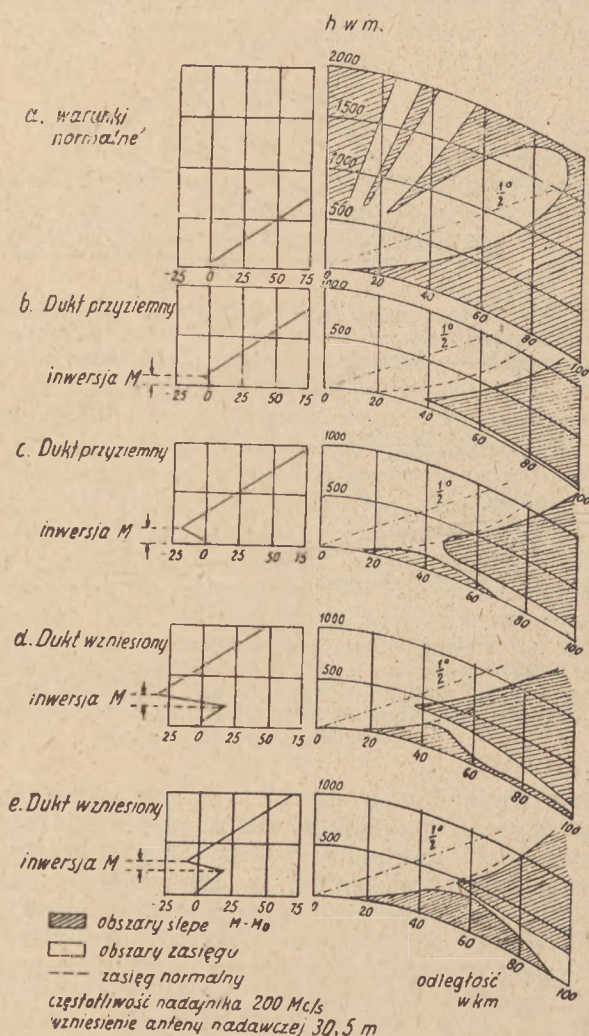


Rys. 16. Wykres zasięgu nad ziemią płaską o współczynniku odbicia równym — 1 dla fali ślizgającej się i malejącym co do modułu ze wzrostem kąta wejścia fali w powierzchnię z emi. Rysunek ten nie jest bezpośrednio porównywalny z rys. 15.

przy czym liczba wiązek rośnie z wysokością anteny nad ziemią, kąty zaś między kierunkami sąsiednich minimów maleją. Charakterystyka wypadkowa, wykonana w odpowiedniej skali będzie jednocześnie charakterystyką zasięgu. Na rys. 17 przytoczone są obrazy rozchodzenia się przy łączności dwutorowej, otrzymane przez Burrows'a i Attwooda na drodze teoretycznej dla radaru, pracującego z częstotliwością 200 Mc/s, którego antena umieszczona jest na wysokości 30,5 m nad poziomem morza. Przy tych danych kąt pochylenia osi pierwszej wiązki wynosi $0,7^\circ$. Pionowa skala rozciągnięta jest w stosunku 40:1. Obszary ślepe są zakreskowane, ich granice są jednocześnie granicami zasięgu. Krzywa kreskowana odpowiada dolnemu zarysowi pierwszej przyziemnej wiązki charakterystyki z rys. 16 i wyznacza zasięg w warunkach normalnych. Zasięgi są obliczone dla zidentyfikowania samolotu średniej wielkości.

Rys. 17a odpowiada warunkom normalnym, M rośnie liniowo o 118 jednostek na kilometr. Na rys. 17b i 17c mamy dukty przyziemne obejmujące antenę, na rys. 17d i 17e dukty wzniesione lokujące się powyżej anteny. W warunkach nienormalnych zasięg ulega w pewnych kierunkach zwiększeniu, w innych zmniejszeniu. Charakterystyczne są „ślepe uskoki“ w trzech ostatnich wypadkach, cele bliższe mogą być niewykryte, dalsze będą widzialne. Należy przy tym mieć na uwadze, że echo od celu, któ-

ry znajduje się poza zasięgiem przewidzianym dla danego typu radaru, jeżeli i trafi na ekran, to w miejsce zupełnie nie odpowiadające rzeczywistej odległości od celu. Może więc zdarzyć się, że ekran pokaże cele bliskie, które w rzeczywistości leżą daleko.



Rys. 17. Wykresy obliczonych zasięgów dla danego nadajnika i założonych krzywych M .

8. Przyczyny powstawania duktów

W atmosferze normalnej temperatura maleje wolno z wysokością, wilgotność maleje również. Wpływ zmienności obu tych czynników na współczynnik załamania jest przeciwny, jednak wskutek przewagi wpływu zmienności wilgotności ustala się charakterystyczny kształt krzywej $M=f(h)$ w postaci linii prostej o dodatnim nachyleniu. W pewnych warunkach atmosferycznych temperatura może rosnąć z wysokością, powstaje warstwa inwersji temperatury, dostatecznie duży gradient temperatury może wywołać zjawisko superrefrakcji. Jeżeli przy tym zmienność wilgotności jest normalna tworzy się tzw. *suchy dukt*. Szybkie obniżanie się wilgotności z wysokością łatwiej prowadzi do powstawania duktu niż inwersja temperatury, zwłaszcza gdy *zapad* wilgotności zda-

rzy się w powietrzu ciepłym. Należy przy tym mieć na uwadze, że inwersja temperatury ułatwia wytworzenie zapadu wilgotności. Jeżeli zapad powstaje bez udziału inwersji temperatury tworzy się tzw. *dukt wilgotny*. Ogólnie mówiąc, superrefrakcja częściej występuje w klimacie ciepłym i związana jest przeważnie z duktami wilgotnymi, których wysokość nie przekracza jednego kilometra, w klimacie zimnym może występować o wiele wyżej i łączy się z duktami suchymi.

Głównymi czynnikami, pociągającymi za sobą powstawanie inwersyjnej warstwy temperatury i zapadu wilgotności są: poziome przesuwanie się mas powietrza, wolne pionowe osiadanie powietrza na dużym obszarze i nocne oziębianie się ziemi. Pierwszy z tych czynników jest przyczyną tworzenia się duktu adwekcyjnego. Gdy suche i ciepłe powietrze napływa nad zimną i wilgotną powierzchnię ziemi lub morza, najniższa warstwa przez kontakt z ziemią oziębia się, ziemia silnie paruje i w konsekwencji powstaje inwersja temperatury i zapad wilgotności. Wysokość tworzącego się duktu przyziemnego zależeć będzie od stopnia zawirowania przesuwającego się powietrza. Osiadanie powietrza może uformować oba rodzaje duktów: przyziemny lub wzniesiony. Nocne oziębianie się ziemi działa podobnie jak pierwszy czynnik. Temperatura na powierzchni ziemi w nocy obniża się wskutek promieniowania ziemi i jeżeli niebo jest czyste (chmury odbijają promieniowanie), powietrze zaś zimne i suche, wytwarzają się sprzyjające warunki do powstania duktu.

9. Analogia duktu do falowodu

Stosowanie metod optyki geometrycznej do zagadnienia fali prowadzonej w duktach niewątpliwie ułatwia wytworzenie obrazu torów pojedynczych promieni zawartych w wiązce wysyłanej przez źródło, jednak prowadzi często do błędnych rezultatów, np. gdy tory sąsiednich promieni raptownie się rozchodzą lub schodzą. W tych przypadkach poszczególny promień ma sens fizyczny tylko wtedy, jeżeli jest rozpatrywany łącznie z innymi, należącymi do tej samej rodziny promieniami. Szczególnie w obszarze dyfrakcji poza horyzontem radiowym metoda optyki geometrycznej staje się zawodna.

Istnieje kilka metod traktujących zagadnienie w sposób mniej lub więcej ścisły, przy tym matematyczna strona tych metod jest niezwykle skomplikowana. Pozwalają one jednak przewidzieć rozkład pola elektromagnetycznego nad ziemią przy znanym rozkładzie zmodyfikowanego współczynnika załamania i to w przypadkach w pewnym stopniu idealizowanych. Wyniki da się streścić następująco. Rozchodzenie się w warunkach normalnych jest analogiczne do rozchodzenia się w falowodzie o metalowych ściankach. W obu przypadkach fala jest wielorodziałowa, przy tym istnieje skończona liczba rodzajów, przenoszonych z małym tłumieniem oraz nieskończona liczba rodzajów wyższych,

dla których tłumienie jest tak duże, że praktycznie nie są one przenoszone. W falowodzie obie grupy rodzajów są rozgraniczone wyraźnie, w dukcie granica ta się zaciera. Gdy częstotliwość maleje, liczba rodzajów przenoszonych maleje również; przy częstotliwości mniejszej od granicznej fala w falowodzie nie jest przenoszona, zaś dukt w powietrzu zanika. Częstotliwości graniczne duktów leżą w granicach 100—6000 Mc/s, przy tym zazwyczaj są one dużo większe od dolnej granicy, dlatego też prowadzone rozchodzenie się nabiera szczególnego znaczenia na zakresie mikrofalowym. Dukt różni się od falowodu jeszcze i w tym względzie, że ścianki falowodu są praktycznie doskonale odbijające, natomiast granice powietrzne duktu są nawpółprzezroczyste, przy czym wyższe rodzaje fal łatwiej przez te granice przenikają i dlatego są silniej tłumione z odległością. Na dużych odległościach od nadajnika najniższe rodzaje wystarczają do opisanego pola.

Występowanie tzw. „aniołów“, czyli ech od celów pozornie bliskich, lecz w rzeczywistości nie istniejących, o czym wspomniano na początku, należy do kategorii zjawisk, których przyczyną są prawdopodobnie lokalne wiry powietrzne. Na granicy takiego wiru w pewnych

warunkach może wystąpić raptowna zmiana współczynnika załamania, co prowadzi do częściowego odbicia fali, jak od granicy rozdziału dwóch ośrodków. Fala odbita, jeżeli posiada dostatecznie dużą moc, trafiając w antenę radarową, wywoła echo na ekranie indykatora.

Literatura:

1. C. R. Burrows, S. S. Attwood. — Radio wave propagation. Academic Press New York, 1949.
2. M. P. Dołuchanow. — Rasprostranienije radiowoln. Swiazdat. Moskwa, 1951.
3. D. E. Kerr. — Propagation of short radio waves. McGraw-Hill, New York, 1951.
4. J. S. Petrie, B. Starniecki, H. Jarkowski, L. Siciński. — Oversea propagation on wavelengths of 3 and 9 centimeters. P.I.R.E., 1949, March, str. 243.
5. M. D. Rocco, J. B. Smyth. Diffraction of high-frequency radio waves around the earth. P.I.R.E., 1949, October, str. 1195.
6. J. S. Petrie, J. B. Starniecki. — Low-level atmospheric ducts. P.I.R.E. March, 1948, str. 363.
7. L. E. Thompson. — Microwave propagation experiments. P.I.R.E., 1948, May, str. 671.
8. W. E. Gordon. — A theory on radar reflections from the lower atmosphere. P.I.R.E., 1949, January, str. 41.
9. Journal of I. E. E. Vol 93, Part IIIA, Nr 1, March-May, 1946. Seria artykułów o rozchodzeniu się.

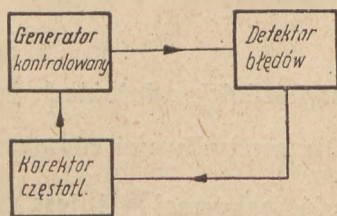
Mgr inż. FELIKS WIŚNIEWSKI
Przem. Instytut Telekomunik.

621.396.665

Automatyczna regulacja częstotliwości

1. Wstęp

Automatyczna regulacja częstotliwości (A.R.C.) znajduje zastosowanie w tych przypadkach, w których nie można stosować stabilizacji kwarcowej, a uzyskana innymi metodami stałość częstotliwości generatora jest nie wystarczająca.



Rys. 1. Podstawowy układ ARC.

Podstawowy układ A.R.C. (rys. 1) składa się z trzech członów:

- 1) generatora kontrolowanego,
- 2) detektora błędów
- 3) korektora częstotliwości.

Ogólna zasada działania układu jest następująca:

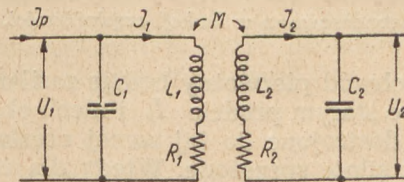
Napięcie w. cz. doprowadza się do detektora błędów, a na jego wyjściu otrzymuje się napięcie stałe, którego znak i wielkość jest funkcją

odchylenia częstotliwości przychodzącej od częstotliwości dostrojenia detektora błędów.

Napięcie wyjściowe, doprowadzone do korektora częstotliwości, powoduje zmianę częstotliwości generatora w kierunku częstotliwości dostrojenia detektora błędów.

Jako detektor błędów jest ogólnie stosowany dyskryminator fazy ze względu na jego prostotę i ekonomię zastosowanych elementów.

Korektorem częstotliwości może być urządzenie elektronowe (np. lampa reaktancyjna) lub elektromechaniczne (np. kondensator obracany motorkiem); ogólnie — każdy modulator częstotliwości.



Rys. 2. Obwody rezonansowe sprzężone indukcyjnie.

Modulatory częstotliwości są szczegółowo omówione w artykule mgr inż. A. Wojnara „Metody bezpośredniej modulacji częstotliwości“ — Przegląd Telekomunikacyjny Nr 2 — 3 i 6 — 7 rok 1950.

2. Dyskryminator fazy

2.1. Zasada działania i podstawowe zależności

Dane są dwa obwody strojone sprzężone indukcyjnie (rys. 2).

Prąd w obwodzie wtórnym jest określony wzorem:

$$I_2 = \frac{-j\omega M I_1}{R_2 + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)} \quad \text{gdzie}$$

I_1 — prąd w obwodzie pierwotnym

I_2 — prąd w obwodzie wtórnym

ω — pulsacja prądu

M — indukcyjność wzajemna między obwodami

R_2 — szeregowy opór strat obwodu wtórnego

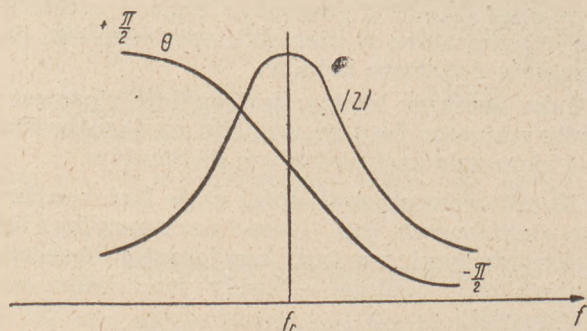
L_2 — indukcyjność obwodu wtórnego

C_2 — pojemność obwodu wtórnego.

Odpowiednio napięcie na kondensatorze C_2 wyrazi się wzorem:

$$U_2 = \frac{I_2}{j\omega C_2} = -\frac{M I_1}{R_2 C_2} \frac{1}{1 + j\left(\frac{\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}}{R_2}\right)}$$

W pobliżu częstotliwości rezonansowej obwodu równoległego moduł impedancji zmienia się nieznacznie, natomiast jej argument zmienia się w sposób bardzo wyraźny (rys. 3).



Rys. 3. Wykres modułu i argumentu impedancji obwodu rezonansowego w funkcji częstotliwości.

Niech obwód pierwotny będzie zasilany z generatora o stałym prądzie I_p i niech oba obwody będą dostrojone do tej samej częstotliwości i niezbyt silnie sprzężone. Wtedy dla częstotliwości bliskich częstotliwości rezonansowej obwodów amplitudę napięcia na obwodzie pierwotnym można uważać za wartość stałą i amplituda prądu w obwodzie pierwotnym będzie również wartością stałą. Przy tych założeniach, we wzorze wyrażającym napięcie na obwodzie wtórnym, czynnik $\frac{M I_1}{R_2 C_2}$ posiada war-

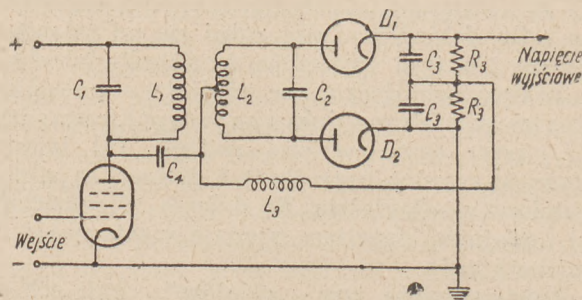
tość stałą i cały wzór sprowadza się do postaci:

$$U_2 = k \frac{1}{1 + jy}, \quad \text{gdzie } k \text{ — jest współczynnikiem}$$

stałym, a y — wartością zmienną. Wyrażenie

o postaci: $y = \frac{1}{1 + jx}$ przedstawia równanie koła.

Powyższe właściwości sprzężonych obwodów strojonych są wykorzystane w dyskryminatorze fazy (rys. 4).



Rys. 4. Schemat dyskriminatora fazy.

Oba obwody $L_1 C_1$ i $L_2 C_2$ są dostrojone do tej samej częstotliwości f_p i są ze sobą sprzężone indukcyjnie. Kondensator C_1 łączy środek cewki L_2 z anodą poprzedniej lampy. Dławik L_3 zamyka obwód prądu stałego płynącego przez diody D_1 i D_2 . Napięcie przyłożone na każdą z diod równa się napięciu na dławiku, plus napięcie na odpowiedniej połowce obwodu wtórnego. Jak będzie wyglądał wykres wektorowy napięć przyłożonych na diody w funkcji częstotliwości? Przy założeniu stałej wartości modułu wektora U_1 miejscem geometrycznym końców wektorów połówek napięć wtórnych będą dwa koła, ponieważ równanie połowy napięcia wtórnego ma postać:

$$\frac{U_2}{2} = -\frac{M I_1}{2 R_2 C_2} \frac{1}{1 + j\left(\frac{\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}}{R_2}\right)},$$

które przy poprzednich założeniach jest równaniem koła. Dla częstotliwości rezonansowej $\frac{U_2}{2}$ osiąga wartość maksymalną i jest przesunięte względem U_1 o $\frac{\pi}{2}$.

Z powyższych rozważań wynika następujący wykres wektorowy (rys. 5).

Kąt θ jest określony wzorem:

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}}{R_2}$$

i każdorazowe napięcia na diodach znajduje się jako sumy wektora U_1 i odpowiednich wektorów $\frac{U_2}{2}$. Dla częstotliwości rezonansowej napięcia

wypadkowe na diodach mają jednakowe amplitudy, co wynika z powyższego wykresu wektorowego i dają na wyjściu napięcia stałe równe i przeciwnie skierowane, które się znoszą. Jeżeli częstotliwość przychodząca będzie różna od f_p , to przesunięcie wektorów U_1 i U_2 nie równa się $\frac{\pi}{2}$ i wypadkowe napięcia na diodach po-

siadają różne amplitudy. Wypadkowe napięcie stałe na wyjściu dyskryminatora nie równa się wtedy zero i może przybierać wartości dodatnie lub ujemne, zależnie od tego, czy częstotliwość przychodząca jest niższa czy wyższa od częstotliwości dostrojenia dyskryminatora f_p . Wykres napięcia wyjściowego w funkcji częstotliwości, zwany charakterystyką dyskryminatora jest przedstawiony na rys. 6.

Równanie charakterystyki dyskryminatora ma postać *):

$$U = S R_{D1} E_c \eta_d \frac{\left[1 + Q_2^2 \left(F + \frac{K}{2} \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \right)^2 \right]^{1/2} - \left[1 + Q_2^2 \left(F - K \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \right)^2 \right]^{1/2}}{\left\{ \left[1 + Q_1 Q_2 (K^2 - F^2) \right]^2 + (Q_1 + Q_2)^2 F^2 \right\}^{1/2}}$$

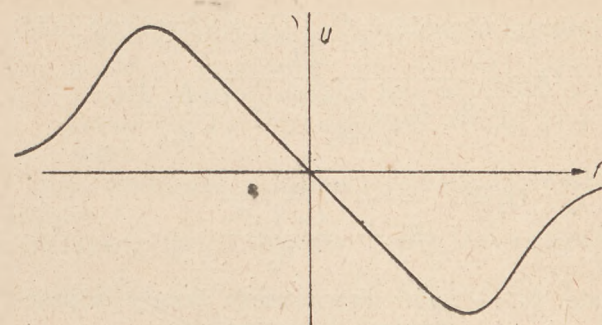
gdzie:

S — nachylenie ostatniej lampy przed dyskryminatorem

R_{D1} — opór dynamiczny obwodu pierwotnego

E_c — amplituda napięcia w. cz. przyłożonego na siatkę ostatniej lampy przed dyskryminatorem

η_d — sprawność prostowania



Rys. 6. Charakterystyka dyskryminatora.

Q_1 — dobroć obwodu pierwotnego

Q_2 — dobroć obwodu wtórnego

K — współczynnik sprzężenia

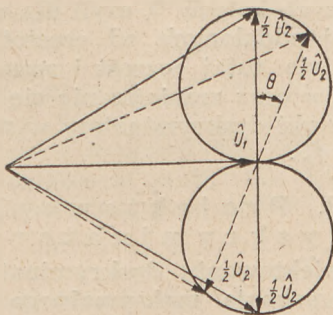
L_1 — indukcyjność obwodu pierwotnego

L_2 — indukcyjność obwodu wtórnego

$F = \frac{2 \Delta f}{f_r}$ — gdzie Δf jest różnicą między rozpatrywaną częstotliwością a częstotliwością rezonansową.

Czułość dyskryminatora określa nachylenie jego charakterystyki, które dla częstotliwości dostrojenia dyskryminatora wyraża się wzorem *):

$$S_d = \frac{2 S \eta_d R_{D1} Q_2^2 \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}}{\Delta f = 0 \quad f_p} \left[\frac{K}{(1 + Q_1 Q_2 K^2) \left(\frac{1 + Q_2^2 K^2 L_2}{4 L_1} \right)^{1/2}} \right]$$



Rys. 5. Wykres wektorowy napięć przyłożonych na diody dyskryminatora.

S_d jest wyrażone w woltach napięcia stałego na 1 kc/s odchylenia częstotliwości na 1 wolt amplitudy napięcia wejściowego na siatkę ostatniej lampy przed dyskryminatorem. Różniczkując powyższe wyrażenie względem K i przyrównując do zera, znajduje się maksymalne nachylenie charakterystyki dyskryminatora w funkcji sprzężenia między obwodami:

dla

$$K \sqrt{Q_1 Q_2} = \sqrt{\frac{Q_1^2 Q_2^2 + 2 Q_1 Q_2^2 L_2 / L_1 - Q_1 Q_2}{Q_2^2 L_2 / L_1}}$$

*) Sturley — Radio receiver design tom. II, str. 236.

*) Sturley tom II, str. 237.

Dobroci obwodów Q_1 i Q_2 są określone jako:

$$Q_1 = \frac{\omega L_1}{R_1 + \frac{4(\omega L_1)^2}{R_2} + \frac{(\omega L_1)^2}{\rho_a}}$$

$$Q_2 = \frac{\omega L_2}{R_2 + \frac{(\omega L_2)^2}{R_3}}$$

gdzie: ρ_a — opór wewnętrzny lampy poprzedzającej dyskryminator

R_1 — opór szeregowy strat obwodu pierwotnego

R_2 — opór szeregowy strat obwodu wtórnego

R_3 — opór obciążenia każdej z diod.

2.2 Wpływ sprzężenia

Położenie szczytów charakterystyki dyskryminatora jest wyznaczone równaniem *):

$$\cos 2\theta = \frac{-\alpha^2}{16 + \alpha^2}$$

gdzie: $\operatorname{tg} \theta = \frac{\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}}{R_2} = Q_2 F$

$$F = \frac{2 \Delta f}{f_p}$$

Δf — różnica między częstotliwością szczytu charakterystyki i częstotliwością dostrojenia dyskryminatora

$$\alpha = K Q_2 \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$$

Dla małych sprzężeń α jest bardzo małe i $\cos 2\theta \approx 0$.

Wtedy

$$\theta = 45^\circ \text{ i } \operatorname{tg} \theta = Q_2 F = Q_2 \frac{2 \Delta f}{f_p} = 1$$

a odległość szczytów od f_p wynosi:

$$\Delta f_{\min} = \frac{f_p}{2 Q_2}$$

Ze wzrostem sprzężenia wzrasta α , $\operatorname{tg} \theta$ i Δf , osiągając każdorazowo wartości:

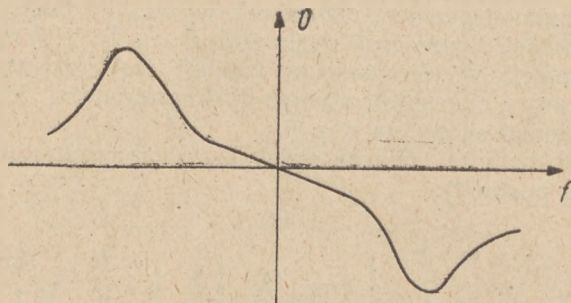
$$\Delta f = \frac{f_p}{2 Q_2} \operatorname{tg} \theta = \Delta f_{\min} \cdot \operatorname{tg} \theta.$$

Wpływ czynnika $\operatorname{tg} \theta$ na odległość szczytów charakterystyki dyskryminatora staje się widoczny dopiero dla:

$$Q_2 K \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} > 1.$$

Jeżeli zwiększać sprzężenie indukcyjne między obwodami od wartości minimalnych, to wzrasta wysokość szczytów i nachylenie charakterystyki, a odległość szczytów pozostaje bez zmiany. Powyżej pewnej wartości sprzężenia szczyty szybko oddalają się od siebie i mimo, że ich wielkość w dalszym ciągu wzrasta, nachylenie charakterystyki maleje. Istnieje pewne optymalne sprzężenie, dla którego nachylenie charakterystyki jest maksymalne.

Przy zbyt dużym sprzężeniu charakterystyka posiada dwa wybrzuszenia (rys. 7).



Rys. 7. Charakterystyka dyskryminatora przy zbyt dużym sprzężeniu.

Zależność kształtu charakterystyki dyskryminatora od sprzężenia między obwodami można wytłumaczyć, rozpatrując napięcia dwóch obwodów rezonansowych sprzężonych indukcyjnie przy zmiennym sprzężeniu.

Kształt charakterystyki dyskryminatora jest określony różnicą amplitud napięć przyłożonych na diody w funkcji częstotliwości. Każdej częstotliwości f jest przyporządkowany pewien kąt θ na poprzednio rozpatrzonym wykresie wektorowym. Dla określonego kąta θ różnica przyłożonych napięć na diody będzie tym większa, im większe będą te napięcia. Ze wzrostem sprzężenia napięcia te wzrastają, wzrasta więc wielkość szczytów i nachylenie charakterystyki. Odległość szczytów pozostaje bez zmian. Przy silnych sprzężeniach występuje normalne dla obwodów sprzężonych zjawisko dwuwierzchołkowości, napięcia wypadkowe maleją dla małych kątów θ , a wzrastają dla większych kątów θ . Maksymalna różnica napięć występuje przy większych kątach θ , czyli dla częstotliwości bardziej oddalonych od częstotliwości f_p . Obserwuje się tutaj wzrost i rozsuwanie się wierzchołków oraz zmniejszanie się nachylenia charakterystyki dyskryminatora w pobliżu częstotliwości f_p .

2.3. Projektowanie dyskryminatora

Przy projektowaniu dyskryminatora należy dążyć do uzyskania maksymalnego nachylenia charakterystyki i możliwie dużej stabilności mechanicznej, termicznej i elektrycznej.

Nachylenie charakterystyki dyskryminatora można zwiększyć, powiększając

$$Q_2, \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}, S, \eta_d, R_D.$$

*) Sturley tom II, str. 239.

rakterystyka korektora na rys. 9 ulegnie przesunięciu równolegle do osi częstotliwości o odcinek $f_b - f_p$. Dla częstotliwości f_b napięcie na wyjściu dyskryminatora równa się $O'E$ i powoduje zmianę częstotliwości generatora w kierunku częstotliwości f_p . Gdy częstotliwość generatora zbliża się do f_p , maleje napięcie wyjściowe dyskryminatora. W punkcie F napięcie wyjściowe dyskryminatora jest równe napięciu potrzebnemu do zmiany częstotliwości generatora o wartość $f_k - f_b$ i w tym punkcie są stabilne warunki pracy układu. Dalsze zmniejszanie się napięcia wyjściowego dyskryminatora powoduje obniżenie częstotliwości i powrót do punktu F . Natomiast przypadkowy wzrost napięcia wyjściowego dyskryminatora powyżej punktu F spowoduje podwyższenie częstotliwości generatora i przesunie punkt pracy do punktu F .

Sumując: Zmiana częstotliwości generatora spowodowała zmianę punktu równowagi układu. Nowym punktem równowagi jest punkt przecięcia się charakterystyki dyskryminatora

tora $= S_k$, można wyprowadzić z trójkąta $OO'F$ (rys. 9) następujące zależności:

$$FO'' = -S_d (f_p - f_k) = \frac{1}{S_k} (f_k - f_b) =$$

$$= \frac{1}{S_k} \left[(f_p - f_b) - (f_p - f_k) \right]$$

stąd

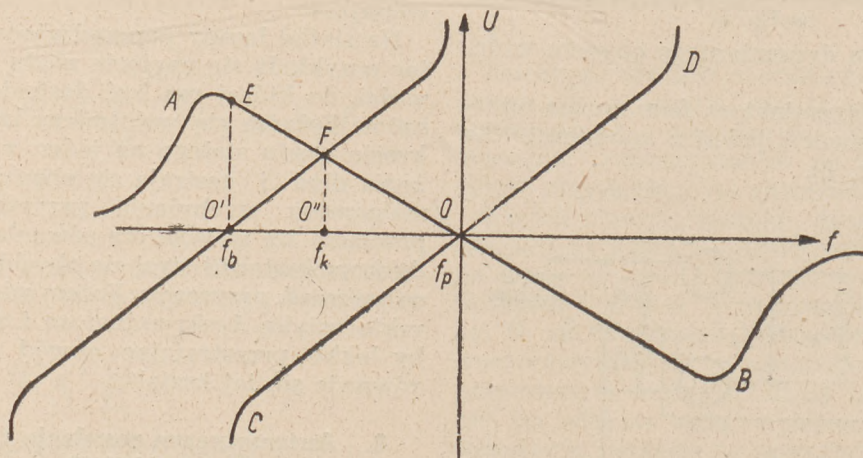
$$\left(\frac{1}{S_k} - S_d \right) (f_p - f_k) = \frac{1}{S_k} (f_p - f_b)$$

$$\frac{(f_p - f_b)}{(f_p - f_k)} = \frac{\frac{1}{S_k} - S_d}{\frac{1}{S_k}} = 1 - S_d S_k = K_p.$$

Ponieważ S_d jest przeciwnego znaku niż S_k .

$$K_p = 1 + |S_d \cdot S_k|$$

Z powyższego wynika, że dla uzyskania dużego współczynnika poprawy należy dążyć do



Rys. 9. Charakterystyki korektora i dyskryminatora przy zmianie częstotliwości generatora.

z charakterystyką korektora poprowadzoną równolegle do poprzedniej przez nowy punkt pracy generatora. Częstotliwość odpowiadająca nowemu punktowi równowagi jest częstotliwością skorygowaną f_k .

3.2. Skuteczność regulacji

Dla określenia skuteczności A.R.C. wprowadza się pojęcie współczynnika poprawy K_p .

$$K_p = \frac{f_p - f_b}{f_p - f_k} = \frac{\text{zmiana częstotliwości bez A.R.C.}}{\text{zmiana częstotliwości z A.R.C.}}$$

Z powyższej zależności wynika, że A.R.C. jest tym lepsza im większy jest współczynnik poprawy.

Zazwyczaj układ A.R.C. pracuje na prostoliniowych zakresach charakterystyk dyskryminatora i korektora częstotliwości. Zakładając, że nachylenie charakterystyki dyskryminatora jest równe S_d , a nachylenie charakterystyki korek-

toru $= S_k$, można wyprowadzić z trójkąta $OO'F$ (rys. 9) następujące zależności:

toru $= S_k$, można wyprowadzić z trójkąta $OO'F$ (rys. 9) następujące zależności:

toru $= S_k$, można wyprowadzić z trójkąta $OO'F$ (rys. 9) następujące zależności:

toru $= S_k$, można wyprowadzić z trójkąta $OO'F$ (rys. 9) następujące zależności:

toru $= S_k$, można wyprowadzić z trójkąta $OO'F$ (rys. 9) następujące zależności:

niej n razy większe i tę częstotliwość należy przyłożyć na detektor błędów. Pozwala to używać współczynnik poprawy A.R.C. n razy większy, niż wtedy, gdyby na detektor błędów przykładać częstotliwość generatora.

Dla zwiększenia skuteczności A.R.C. można zastosować wzmacniacz prądu stałego między detektorem błędów, a korektorem częstotliwości. Wtedy współczynnik poprawy układu wyrazi się wzorem $K_p = 1 + A |S_d \cdot S_k|$, gdzie A jest wzmocnieniem wzmacniacza prądu stałego.

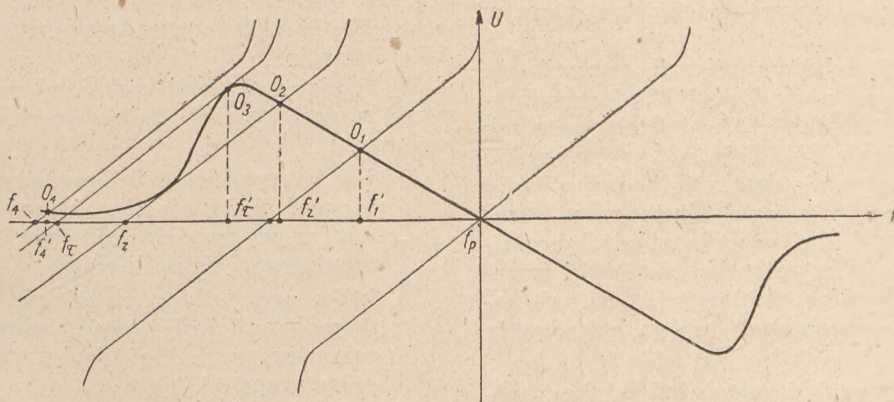
3.3. Zakres działania A. R. C.

Jeżeli częstotliwość generatora kontrolowanego zmienia się od częstotliwości początkowej, która jest częstotliwością dostrojenia dyskr-

prześlął działać, gdyż poprawa częstotliwości będzie nieznaczna. Odchylenie częstotliwości $f_p - f_\tau$ można nazwać zakresem regulacji układu.

Jeżeli praca układu rozpoczyna się z generatorem znacznie rozstrojonym, a potem dostraja się generator ręcznie w kierunku częstotliwości f_p , np. od strony częstotliwości niższych, to właściwa praca układu A.R.C. rozpocznie się nie od częstotliwości f_τ , a dopiero od częstotliwości, dla której charakterystyka korektora ma tylko jeden punkt wspólny z charakterystyką dyskryminatora, przy czym punkt ten leży między szczytami charakterystyki dyskryminatora.

W rozpatrywanym przypadku (rys. 10) będzie to miało miejsce dla częstotliwości f_z . Zakres częstotliwości $f - f_z$ można nazwać zakresem zaskoku. Zakres zaskoku jest zawsze mniejszy od zakresu regulacji.



Rys. 10. Położenia charakterystyki korektora względem charakterystyki dyskryminatora przy różnych odchyleniach częstotliwości generatora.

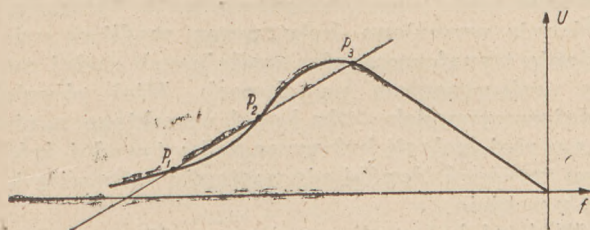
minatora, w kierunku niższych częstotliwości i bez A.R.C. wynosi kolejno f_1, f_2, f_τ, f_4 , to z A.R.C. odpowiednie częstotliwości po korekcji będą $f'_1, f'_2, f'_\tau, f'_4$.

Częstotliwość f_τ odpowiada maksymalnemu dopuszczalnemu odchyleniu częstotliwości generatora od częstotliwości f_p dla danego układu A.R.C. Dla częstotliwości f_τ charakterystyka korektora styka się z charakterystyką dyskryminatora w punkcie O_3 . Dla każdej częstotliwości niższej od f_τ np. dla f_4 charakterystyki przetną się w punkcie O_4 , który leży bardzo blisko częstotliwości f_4 i można uważać, że układ

W przypadku gdy charakterystyki dyskryminatora i korektora przecinają się w trzech punktach (rys. 11) dwa skrajne punkty pracy P_1 i P_3 są stabilne, a punkt środkowy P_2 jest niestabilny. Zależnie od tego, z której strony niestabilnego punktu pracy leży częstotliwość generatora z wyłączonym A.R.C., stabilne warunki pracy układu po załączeniu A.R.C. będą w jednym lub drugim punkcie skrajnym. Aby się ustrzec niewłaściwej pracy układu, należy zestroić generator na pożądaną częstotliwość bez A.R.C. i po zestrojeniu włączyć A.R.C.

BIBLIOGRAFIA:

- Sprawocznik po radiotechnice 1950.
- Sturley — Radio Receiver Design.
- Tibbs — Frequency Modulation Engineering.
- Hund — Frequency Modulation.
- Güttlinger — Frequenzmodulation.
- Travis — Automatic Frequency Control PIRE October 1935.
- Foster a. Seeley — Automatic Tuning, Simplified Circuits a. Design Practice. PIRE 3. 1937.
- Roder — Theory of the Discriminator Circuit for A.F.C. P.I.R.E. 5, 1938.



Rys. 11. Charakterystyki korektora i dyskryminatora w przypadku trzech punktów wspólnych.

Mgr inż. HENRYK KUHN
Przemysłowy Instytut Telekomunikacji.

621.396.823:621.315.052.63

Przegląd aktualnych zagadnień telekomunikacyjnych związanych z urządzeniami energetycznymi

STRESZCZENIE:

Artykuł zawiera przegląd aktualnych zagadnień wspólnych dla telekomunikacji i energetyki. Część tych zagadnień dotyczy zakłóceń w obwodach telekomunikacyjnych wywołanych przez urządzenia energetyczne. Dalsze zagadnienia odnoszą się do tłumienia linii wysokiego napięcia w przypadku sadzi i uszkodzeń linii oraz dotyczą radiokomunikacji stosowanej w energetyce.

1. Wstęp.

Związek pomiędzy telekomunikacją a energetyką dotyczy zarówno oddziaływania urządzeń energetycznych na obwody telekomunikacyjne, jak też obejmuje telekomunikację stosowaną w energetyce.

Szeroki rozwój telekomunikacji sprawia, że od szeregu lat na każdy Zjazd Międzynarodowego Komitetu Wielkich Sieci Elektrycznych Wysokiego Napięcia (C.I.G.R.E.) są zgłaszane obszernie referaty związane z telekomunikacją i energetyką i szczegółowo dyskutowane. Przeważająca ich część jest poświęcona telekomunikacji stosowanej dla potrzeb energetyki, reszta dotyczy zakłóceń w publicznej sieci telekomunikacyjnej, wywołanych przez urządzenia energetyczne.

Niżej podany przegląd zagadnień telekomunikacyjnych związanych z urządzeniami energetycznymi zawiera streszczenie siedmiu referatów zgłoszonych na ostatni XIII Zjazd M. K. W. S. E. W. N. w Paryżu w r. 1950 oraz przebiegu dyskusji. Trzy z tych referatów dotyczą zakłóceń w obwodach telekomunikacyjnych wywołanych przez urządzenia energetyczne, trzy dalsze referaty omawiają tłumienie linii wysokiego napięcia w warunkach anormalnych, tzn. przy sady i w przypadku uszkodzeń linii. Wreszcie jeden referat opisuje obecny stan radiokomunikacji stosowanej w energetyce w Anglii.

2. Wyniki ilościowych badań zakłóceń w telekomunikacji¹⁾.

(C. W. Marshall. Wielka Brytania. Ref. nr 346).

Badania przeprowadzone w Wielkiej Brytanii oraz materiały zebrane przez członków Międzynarodowego Komitetu Badawczego Zakłóceń w Telekomunikacji wskazują, że sieci wysokiego napięcia wywierała niewielki wpływ zakłócający na telekomunikację przewodową i radiokomunikację. Referat ogranicza się do statystycznych badań zakłóceń na terenie W. Brytanii. Przeprowadzono ankietę za okres 1949 r. dotyczącą: 1) wypadków zwarcia przewodów

wysokiego napięcia z obwodami telekomunikacyjnymi, 2) zakłóceń w liniach telekomunikacyjnych powstałych wskutek napięć indukowanych przez linie energetyczne, 3) zakłóceń w radiokomunikacji oraz 4) zakłóceń w telewizji.

W 1-szej kategorii zakłóceń zanotowano jeden niezwykle wypadek, gdy drzewo spadło na przewody linii przesyłowej 132 kV, które zetknęły się z przewodami linii zasilającej, a następnie z przewodami telefonicznymi. Inne, nieliczne zresztą wypadki zwarcia (w liczbie 8) pomiędzy przewodami wysokiego napięcia i przewodami telefonicznymi miały miejsce tylko wtedy, gdy obie linie były zawieszone na wspólnych słupach. Ogółem stwierdzono zatem 9 wypadków zwarcia.

W 2-giej kategorii zakłóceń zarejestrowano następujące wypadki indukowania napięć zakłócających:

- a) jeden wypadek zakłócenia w linii telefonicznej, wskutek niezerównoważonych prądów w przewodzie zerowym linii 7 kV (napowietrznej i kablowej),
- b) kilka wypadków zakłóceń w obwodach sygnalizacji kolejowej, wskutek czasowej przerwy w jednej fazie sąsiedniej linii energetycznej,
- c) 4 wypadki zakłóceń w obwodach telefonicznych i sygnalizacyjnych kolejowych, wskutek zwarcia z ziemią przewodów wysokiego napięcia.

Ogółem zanotowano 8 wypadków zakłóceń wskutek indukcji. Nie stwierdzono wypadków tzw. uderzeń akustycznych w słuchawki telefonicznych.

Ponadto zarejestrowano pewne zakłócenia (nie interesujące bezpośrednio Komitet) w obwodach telefonicznych i sterowania zdalnego w. cz., wywołane wskutek harmonicznych wytwarzanych przez prostowniki dużej mocy.

Do 3-ciej kategorii zaliczono 3 wypadki zakłóceń w radiokomunikacji. Głównym powodem tych zakłóceń były wyładowania powierzchniowe na izolatorach wysokiego napięcia, uszkodzenia izolatorów lub złe kontakty w odłącznikach, łączach liniowych itp. Pewne zakłócenia wywołane były przez wadliwe uzziemienie transformatorów zasilających małej mocy umieszczonych na słupach. Miał również miejsce wypadek, gdy kabel wysokiego napięcia o złej izolacji był przez kilka tygodni źródłem zakłóceń, dopóki nie nastąpiło całkowite jego przebicie.

W 4-tej kategorii zanotowano 28 wypadków zakłóceń w telewizji. Na ogół źródła zakłóceń były podobne jak w radiokomunikacji. Doniosłym i zadawalającym jest fakt, że w czasie

¹⁾ Referat został zgłoszony na Międzynarodowy Komitet Badawczy Zakłóceń w Telekomunikacji.

rocznej obserwacji możliwy był, przy niewielkiej liczbie zakłóceń, odbiór telewizyjny za pomocą odbiornika zainstalowanego na terenie podstacji napowietrznej 132 kV w odległości ok. 50 km od stacji nadawczej.

Na podstawie przeprowadzonej statystyki, ogółem we wszystkich kategoriach zakłóceń, stwierdzono w Anglii 98 wypadków zakłóceń na badanym obszarze o powierzchni 171500 km² zamieszkałym przez 46,8 milionów mieszkańców. Ogólna długość linii o napięciu roboczym 132 kV wynosiła ok. 5950 km, a o napięciu 60 kV — i niższym — 115000 km. Całkowita zdolność wytwórcza zakładów energetycznych w tej sieci była równa 11567 MW.

We wnioskach końcowych autor stwierdza konieczność rozpatrzenia przepisów dotyczących środków zapobiegawczych przed zetknięciem się przewodów wysokiego napięcia z przewodami telefonicznymi. Przepisy te bowiem były ustalone, zanim jeszcze nie stwierdzono doświadczalnie stopnia pewności budowy linii wysokiego napięcia. Podobnie, zdaniem autora, należałoby złączyć zalecenia C. C. I. F., dotyczące dopuszczalnych napięć wzdłużnych indukowanych w przewodach telefonicznych przy zwarciach z ziemią linii wysokiego napięcia.

3. Wpływ przewodności gruntu na napięcia indukowane przez linie energetyczne w obwodach telekomunikacyjnych.

Wyniki doświadczenia.

(Prevost i Andre. Francja. Ref. nr 343).

Szybki rozwój sieci wysokiego napięcia (we Francji w okresie 1950 — 1953 r. zostaną wykonane linie 225 kV o długości 2600 km, 150 kV — 1000 km i 90 kV — 250 km) zmusza do uwzględnienia przy wytyczaniu trasy linii przesyłowych różnych czynników, wśród których jednym z ważniejszych jest sprawa zakłóceń w obwodach telekomunikacyjnych. Według zaleceń C. C. I. F. (1938 r.), w przypadku zwarcia linii wysokiego napięcia z ziemią, napięcie indukowane w obwodzie telekomunikacyjnym nie powinno przekroczyć określonej wielkości, ustalonej jako 430 V. We Francji w liniach kablowych dopuszcza się znacznie większe napięcie rzędu 700 V, ograniczone wytrzymałością elektryczną linii.

Napięcie indukowane w linii zakłócającej określa wzór:

$$E = \omega I k ML \quad (V) \quad 1$$

gdzie I — prąd w przewodzie wysokiego napięcia (A),

k — współczynnik redukcji (< 1) wskutek działania ekranującego,

ML — współczynnik indukcyjności wzajemnej (H) pomiędzy obwodem zakłócającym utworzonym przez linię wysokiego napięcia i obwodem zakłócanym utworzonym przez linię telekomunikacyjną — przy drodze powrotnej przez ziemię.

Przy wyznaczaniu prądu I w przewodzie wysokiego napięcia należy według zaleceń C.C.I.F. wziąć pod uwagę jego największą możliwą wartość. W przypadku równoległości linii energetycznej i telekomunikacyjnej, prąd ten jest nie większy niż 3-krotna wielkość składowej zerowej I_0 prądu zwarcia w warunkach największej asymetrii. Prąd zwarcia w poszczególnych liniach można wyznaczyć przez scharakteryzowanie sieci według systemu składowych symetrycznych zerowych dodatnich i ujemnych, przy pomocy układu sieci (analizatora sieciowego) złożonego z ogniw oporności pozornych — przedstawiających wszelkie maszyny elektryczne wirujące i niewirujące. Rozwiązanie tego układu może być dokonane za pomocą znanego przekształcenia gwiazda — wielobok, lub też — jeszcze prościej — za pomocą tabeli obliczeniowej. Niezależnie od własnych oporności pozornych linii i zredukowanych oporności pozornych sieci można łatwo wykreślić rodzinę krzywych (rys. 1), przedstawiających w zależności od miejsca uziemienia x składową zerową I_0 oraz jej podział na prąd I_0^{XM} — po stronie punktu M i na prąd I_0^{XN} — od strony punktu N .

Napięcie E^X indukowane w linii telekomunikacyjnej $a - b$ (rys. 1) przy zwarciu z ziemią linii energetycznej $M - N$ w punkcie x określone jest wzorem:

$$E^X = 3 \omega \left[I_0^{XM} \sum_A^X k LM - I_0^{XN} \sum_X^B k LM \right]$$

Funkcja ta posiada dwa maksima odpowiadające końcom odcinka równoległości linii, tj. prądom I_0^{AN} i I_0^{BM} , które dlatego też głównie trzeba wziąć pod uwagę. Prądy te należy wyznaczyć w tych warunkach, gdy wszystkie wytwórnie energetyczne pracują pełną mocą, lub też rozpatrzyć wszystkie okresy sezonowe poboru mocy i wziąć pod uwagę okres najniekorzystniejszy, tj. najdłuższego poboru mocy. W wielu liniach rozpatrywane prądy osiągną wielkość 3000 — 5000 A.

Spółczynnik indukcyjności wzajemnej ML oraz współczynnik k zależą w dużym stopniu od przewodności gruntu, będącego półprzewodnikiem. Prąd powstały w nim pod wpływem pola elektrycznego jest proporcjonalny do natężenia tego pola. Grunta bardziej przepuszczalne mają większą przewodność. Przewodność gruntu zmienia się w dużych granicach (np. w stosunku 1 : 10³) i zależy w dużej mierze od opadów. Wskutek tego staje się praktycznie niemożliwe obliczenie oporności pozornych obwodów, w których występuje ziemia jako przewód powrotny.

Gdyby ziemia była przewodnikiem doskonałym ($\sigma = \infty$) to jej obecność mogłaby być zastąpiona prostym obrazem odbitym przewodu. W rzeczywistości jednak, ponieważ σ ma skończoną wartość, takie ujęcie jest niewystarczające.

- b) kąt Z_3 staje się bliski kątowi Z_{13} lub Z_{23} , tzn. gdy opór przewodu ekranującego maleje.

W przypadku dwóch przewodów ekranujących, gdy przewody ekranujące (3) i (4) znajdują się bliżej przewodu zakłócającego (1), wówczas:

$$Z_{13} \cong Z_{14} \text{ i } Z_{12} \cong Z_{23} \cong Z_{24}$$

$$\text{oraz } k \cong \left| 1 - \frac{2 Z_{13}}{Z_3 + Z_{21}} \right|$$

Jeśli przewód ekranujący (3) jest bliżej przewodu zakłócającego (1), a ekran (4) — bliżej przewodu zakłócanego (2), to:

$$Z_{12} \cong Z_{14} \cong Z_{23} \cong Z_{34} \text{ oraz}$$

$$k \cong \left| 1 - \frac{Z_{13}}{Z_3} \right| \left| 1 - \frac{Z_{34}}{Z_4} \right|$$

W tym ostatnim przypadku współczynnik k jest wynikiem ekranującego działania dwóch oddzielnych układów.

W przypadku, gdy przewodów ekranujących jest więcej niż dwa, wówczas otrzymuje się wzory tego samego typu, lecz o postaci bardziej złożonej. We wzorach tych opór sprzężenia wzajemnego Z_{ij} i współczynniki występujące we wzorze na opór charakterystyczny Z_i są funkcjami przewodności gruntu. Wobec powyższego, gdy przewodność gruntu maleje, wówczas efekt ekranowania wzrasta w stopniu zależnym od współczynnika k .

W celu praktycznego zbadania omawianego zagadnienia przeprowadzono w terenie następujące pomiary:

- oporności uziemień, które są odwrotnie proporcjonalne do przewodności gruntu,
- własności obwodów ziemno-powrotnych, pozwalających na określenie średniej przewodności gruntu na całej długości linii,
- napięcie indukowanych w linii zakłócanej przy danym prądzie w przewodach zakłócających. Bezpośrednie pomiary tych napięć dają w wyniku odpowiednie wielkości ML oraz σ .

Badania przeprowadzono przy użyciu pięciu linii wysokiego napięcia o różnych napięciach roboczych 90, 150 i 225 kV. Na podstawie tych badań stwierdzono znaczne zmiany przewodności σ (w niektórych przypadkach krańcowe wielkości różniły się ok. 20-krotnie) w czasie pomiarów. Wyniki osiągnięte przy pomiarach a , b i c nie zupełnie były zgodne.

W końcowej części referatu podano rozważania na temat środków zapobiegawczych przed zakłóceniami w obwodach telekomunikacyjnych. Stosowanie środków zapobiegawczych już po wybudowaniu linii nie jest tak skuteczne, jak w przypadku z góry przewidzianego postępowania przy budowie linii.

Najprostszy środek zapobiegawczy jest odpowiednie oddalenie od siebie linii. Stosuje

się ponadto następujące sposoby: 1) budowę linii telefonicznych w postaci kabli ziemnych, 2) zawieszenie przewodu ekranującego na słupach telefonicznych, 3) przewody odgromowe umieszczone nad przewodami wysokiego napięcia.

W przypadku zastosowania kabli ziemnych, efekt przeciwzakłóceńowy jest tym większy, im większa jest grubość powłoki metalowej. W kablach znormalizowanych grubość ta jest proporcjonalna do liczby przewodów, zatem efekt redukcyjny jest większy w kablach o większej pojemności. Pomiar współczynnika redukcyjnego k jest tu dość trudny i może być przeprowadzony dostatecznie dokładnie tylko wtedy, gdy linia kablowa telefoniczna przebiega tą samą trasą, co linia napowietrzna wysokiego napięcia. Tabela poniższa podaje wielkość współczynnika k w sposób orientacyjny, gdyż zależy on od przewodności σ oraz od warunków atmosferycznych:

T a b e l a 1.

Określenie powłoki kabla	σ	k
Powłoka cienka	10^{-11}	0,4
" "	10^{-13}	0,45
" o przekroju ca 200 mm ²	$4 \cdot 10^{-13}$	0,27

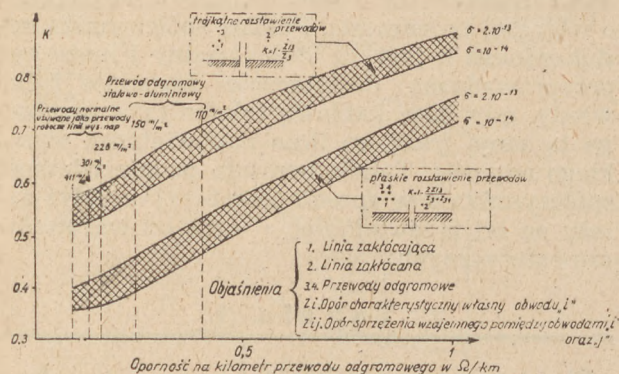
Drugi sposób zapobiegawczy polega na umieszczeniu na słupach linii telefonicznej napowietrznej, przewodu ekranującego uziemionego na obydwu końcach odcinka zbliżenia. Ponieważ w praktyce oporności uziemień przewodów ekranujących wynoszą kilka omów i są znacznie większe od oporności tych przewodów, zatem ich wpływ zapobiegawczy jest niewielki. Stwierdzono doświadczalnie, że zawieszenie przewodu ekranującego miedzianego o przekroju 40 mm² na długości 10 km odcinka zbliżenia przy oporności uziemień na końcach wynoszących 2 Ω , zmniejszyło współczynnik k do wartości ok. 0,7. Inne próby wykonano w sąsiedztwie linii 150 kV i 225 kV przy zawieszeniu przewodu ekranującego o przekroju 80 mm² na długości 2 km. Współczynnik k zmalał tylko do wartości 0,95. Ze względu na kosztowną budowę przewodów ekranujących i ich niewielki pożytek, nie stosuje się tego rodzaju zabezpieczenia w przypadkach krótkiego odcinka zbliżenia.

W celu zwiększenia sprzężenia pomiędzy przewodami ekranującymi i linią telekomunikacyjną stosuje się np. w Ameryce, transformatory neutralizujące trój-uzwojeniowe.

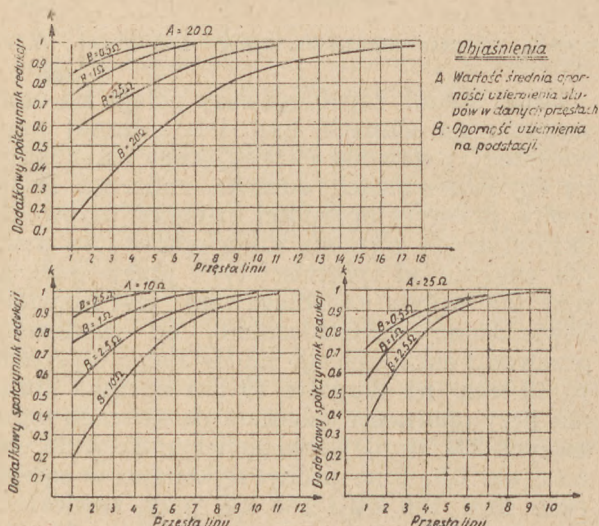
Przewód odgromowy stalowy, umieszczony nad przewodami wysokiego napięcia, również posiada niewielki wpływ zapobiegawczy, gdyż zmniejsza współczynnik k tylko o ok. 5%. Natomiast zastosowanie przewodu odgromowego stalowo-aluminiowego, podobnego do przewodów roboczych, wpływa znacznie korzystniej. Przebieg obliczonego teoretycznie współczynnika k w

zależności od oporności 1 km przewodu odgromowego i przewodności gruntu podaje rys. 2. Badania doświadczalne potwierdzają z dostateczną dokładnością podaną zależność.

Jeżeli przewód odgromowy jest dołączony do uziemionego punktu zerowego transformatora mocy, to do wyżej opisanego wpływu dodaje się jeszcze dodatkowy wpływ prądu zwarcia z ziemią w punkcie wspólnym dla obu obwo-



Rys. 2. Przebieg współczynnika redukcji k w zależności od oporności przewodu odgromowego linii wysokiego napięcia.



Rys. 3. Przebieg dodatkowego współczynnika redukcji w przypadku dołączenia przewodu odgromowego do uziemionego punktu zerowego transformatora mocy (przy przewodzie odgromowym stalowo-aluminiowym o przekroju 100 mm^2).

dów. Stwierdzono, że ten drugi wpływ ogranicza się do stosunkowo niewielkiej liczby przesł linii wysokiego napięcia. Tytułem przykładu podano na rys. 3 przebieg dodatkowego współczynnika redukcji dla różnych oporności uziemień, w odniesieniu do najbliższych przesł w linii posiadającej stalowo-aluminiowy przewód odgromowy o przekroju 110 mm^2 .

We wnioskach końcowych autorzy omawiają stosowaną obecnie metodę obliczania wpływu linii energetycznych, polegającą na wyznaczeniu największej możliwej wartości napięcia indukowanego w linii telekomunikacyjnej.

W obliczeniach tych przyjmuje się największy możliwy prąd w linii energetycznej, najmniej korzystne położenie punktu zwarcia w linii energetycznej z ziemią, oraz najgorszą przewodność gruntu w rozpatrywanym terenie. Napięcie indukowane w tych warunkach nie powinno przekroczyć dopuszczalnej wartości ustalonej w przepisach. Jednocześnie powyższych niesprzyjających okoliczności zachodzi w praktyce niezmiernie rzadko. Ponadto, ze względu na rozwój techniki budowy linii wysokiego napięcia o coraz większym stopniu pewności działania oraz budowę ulepszonych urządzeń zabezpieczających linie telekomunikacyjne, autorzy wysuwają zastrzeżenie co do tego, czy w dalszym ciągu należy stosować się do ostatnio ustalonych przepisów, czy też je zmodyfikować. Istnieje bowiem szereg linii telekomunikacyjnych narażonych teoretycznie na napięcie induwane przekraczające 1000 V , w których jednak nigdy nie miało miejsce uszkodzenie jakiegokolwiek przyrządu. Ścisłe przestrzeganie obecnie obowiązujących przepisów jest bardzo kosztowne i pociągnęłoby za sobą jak np. we francuskiej sieci wysokiego napięcia (wymienionej na początku referatu) dodatkowe koszty w wysokości 500 milionów fr., równe kosztom budowy 125 km linii wysokiego napięcia 225 kV .

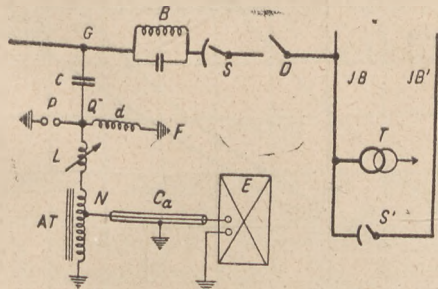
4. Zakłócenia w odbiornikach do kontrolowania zdalnego za pomocą prądów w cz., wywołane działaniem odłączników i wyłączników w liniach wysokiego napięcia.

(A. Chevallier, M. Holleville i F. Barrault, Francja. Ref. 337).

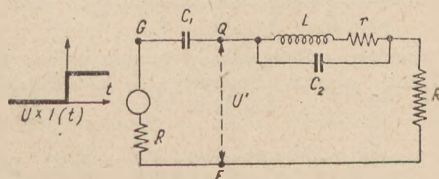
W liniach wysokiego napięcia powstają różnego rodzaju sygnały zakłóceń, oddziałujące w mniejszym lub większym stopniu na urządzenia odbiorcze w cz. pracujące na tych liniach. Silne zakłócenia teletransmisji występują w chwili działania wyłączników lub odłączników liniowych. O ile te krótkotrwałe zakłócenia są tolerowane w telefonii i telemetrii w cz., to w wybiórczym zabezpieczeniu linii wysokiego napięcia i kontrolowaniu zdalnym w cz. mogą one być bardzo szkodliwe. Zakłócenia te bowiem wywołują na wejściu odbiornika silne fale napięcia, które mogą spowodować zadziałanie czułych przekładników odbiorczych, a co za tym idzie — nieprawidłowe włączenie lub wyłączenie linii. Te zjawiska zmusiły do zastosowania większego opóźnienia działania w watomierzowym zabezpieczeniu kierunkowym syst. Fallou. Badania oscylograficzne wykazały, że kształt fal zakłóceń zależy od liczby wyładowań, występujących w postaci łuku pomiędzy elektrodami odłączników. Występuje tu podstawowa częstotliwość wyładowań 300 c/s , odpowiadająca obu maksymalnym wartościom napięcia w trzech fazach. Ponieważ te fale zaburzeń trwają krótki okres czasu w porównaniu z okresem przerwy między wyładowaniami więc można ograniczyć rozważania do działania pojedynczej fali zaburzeniowej w układzie sprzęgającym z linią wysokiego napięcia.

Układ poddany badaniom przedstawia rys. 4. Odgromnik P umieszczony pomiędzy punktami Q i F nie działa przy napięciu w. cz. nadawanym na linię i ma za zadanie ograniczyć napięcie fali zaburzeniowej na wejściu odbiornika do najmniejszej możliwej wartości. W czasie wyładowania w postaci łuku pomiędzy elektrodami wyłącznika przy wyłączaniu czoło fali napięcia może osiągnąć maksymalną wielkość. W linii 220 kV maksymalne napięcie jest rzędu 400 kV.

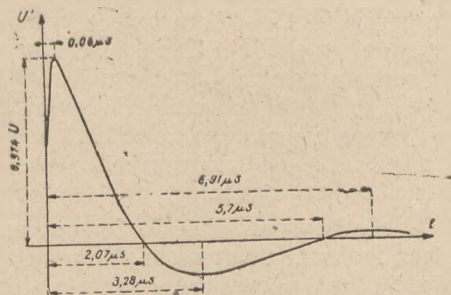
Obliczenia teoretyczne na podstawie uproszczonego układu sprzęgającego (rys. 5), w którym $C_1 = 0,0012 \mu\text{F}$, $C_2 = 13 \text{ pF}$, $L = 1 \text{ mH}$, $r = 12 \Omega$, $R = 400 \Omega$ wykazują, że kształt fali napięcia U' w funkcji czasu określony jest przebiegiem podanym na rys. 6. Za podstawę obliczeń przyjęto prostokątny przebieg napięcia U pomiędzy punktami G i F (wykres po lewej stronie rysunku 5) przy czym wyeliminowano wpływ odgromnika P . W momencie $t = 0$ napięcie U' równe jest $\frac{1}{2}U$ posiadając nieskończone szybki przebieg. Następnie po czasie 2,07 μsek ulega ono szybkiemu stłumieniu przy oscylacjach o częstotliwości 140 kc/s. W praktyce napięcie U pomiędzy punktami G i F nie posiada przebiegu prostokątnego, lecz przebieg prawie zgodny z funkcją: $U(1 - e^{-\beta t})$, wsku-



Rys. 4. Schemat połączenia urządzenia w. cz. (E) z linią wysokiego napięcia.

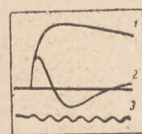


Rys. 5. Uproszczony przebieg układu sprzęgającego.

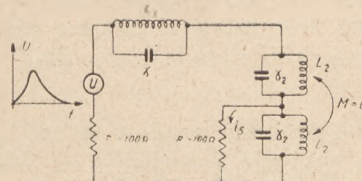


Rys. 6. Teoretyczny przebieg napięcia U' w funkcji czasu, w przypadku prostokątnego przebiegu napięcia przyłożonego U .

tek istnienia różnych pojemności względem ziemi, łagodzących czoło fali. Przebieg ten przedstawiony jest tytułem przykładu, za pomocą



Rys. 7. Zdjęcie oscylograficzne przebiegu napięcia U' (krzywa 2) oraz napięcia przyłożonego U (krzywa 1).



Rys. 8. Zastępczy schemat układu sprzęgającego z uwzględnieniem pojemności własnych cewek.

krzywej 1 na rysunku 7. Na tym samym rysunku podano również przebieg napięcia U' w postaci krzywej 2. Krzywa 3 podaje skalę czasu za pomocą sinusoidy okresie $T = 3 \mu\text{sek}$. Odgromnik P w czasie powyższych badań nie działał, gdyż dobrano odpowiednio niskie napięcie próbne. Dalsze próby przeprowadzono przy wyższym napięciu 52 kV i 160 kV oraz przy odgromniku gazowym P . Przy obu powyższych napięciach najwyższa wartość napięcia U' wynosiła ok. 5 kV, a napięcie U'' pomiędzy punktami N i F (rys. 4) przeszło 1 kV. Odgromnik P spełniał zatem swoją rolę. Oscylacje powstałe w czasie tych przebiegów zostały stłumione w okresie ok. 1 μsek . Przyczyną tego szybkiego zaniku oscylacji można wytłumaczyć przez działanie pojemności własnych cewki L oraz uzwojeń autotransformatorka AT , której wspólnie z oporem obwodu tworzą układ o bardzo małych stałych czasu.

Przebieg napięcia U'' pomiędzy punktami Q i F można przedstawić za pomocą podwójnej funkcji wykładniczej:

$$U'' = U_0 (e^{-\alpha t} - e^{-\varphi t}), \text{ gdzie: } \alpha = 5 \cdot 10^6,$$

$$\text{a } \varphi = 5,4 \cdot 10^6 \text{ i } U_0 = 185 \text{ kV.}$$

Po upływie czasu $t = 0,2 \mu\text{sek}$ (zgodnie z oscylogramem) napięcie U' obliczone według tego wzoru osiąga amplitudę 5 kV.

W celu zanalizowania przebiegu napięcia U'' istniejącego pomiędzy punktami N i F rozpatrzono część układu zawartą pomiędzy punktami $Q - F$ i $N - F$ (rys. 8) z uwzględnieniem pojemności własnych cewek. Źródło prądu wytwarza napięcie U' według podanego wyżej wzoru oraz posiada opór wewnętrzny $r = 100 \Omega$. Analiza przeprowadzona za pomocą przekształcenia Laplace'a dała następujący przebieg napięcia U'' w funkcji czasu t :

$t \mu\text{sek}$	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	1,0	1,25
$U'' \text{ V}$	400	640	1040	1300	1320	1200	1030	470	190

Próby przeprowadzone przy innych rodzajach odgromników (dwucylindrycznych) dały wyniki bardzo zbliżone do tych, jakie osiągnięto z odgromnikami gazowymi.

Oprócz określonego wyżej aperiodycznego przebiegu napięcia U'' mogą również powstać przebiegi oscylacyjne, zachodzące wskutek drgań w obwodach dołączonych do linii wysokiego napięcia. Mają one jednak znacznie mniejszą amplitudę i nie powodują zadziałania odgromników. W odbiornikach w. cz. wpływ tych oscylacji zwykle jest eliminowany za pomocą filtrów w. cz. Jednakże mogą one również oddziaływać normalną drogą na odbiornik w. cz. i spowodować niewłaściwe działanie przekazników.

5. Pomiar tłumienia prądów w. cz. linii wysokiego napięcia Schwägalp — Aäntis.

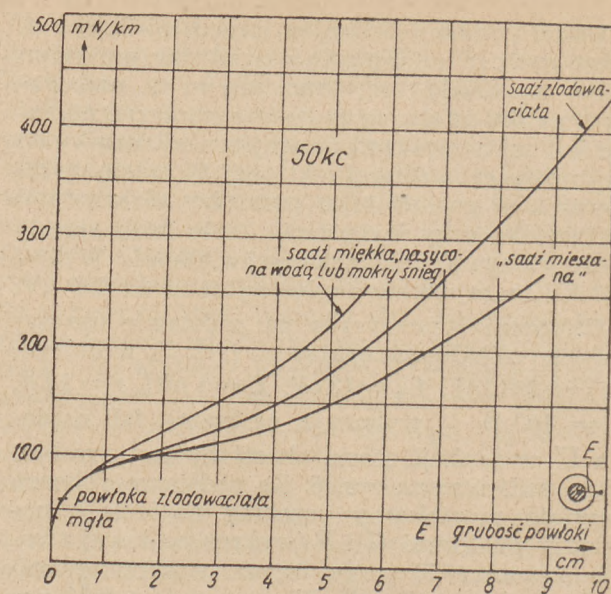
(A. de Quervain i R. Güttinger. Szwajcaria. Ref. 310).

Celem opisanych badań jest określenie wpływu oblodzenia przewodów linii wysokiego napięcia na tłumienie prądów w. cz. w zakresie 50 — 150 kc/s, używanym dla telekomunikacji. Badania przeprowadzono na linii 10 kV, zasilającej kolejkę linową i zbudowanej w Alpach pomiędzy Schwägalp (1400 m) i Säntis (2500 m) w Szwajcarii. Ponieważ linia ta narażona była na wiatry w kierunku prostopadłym, zatem w miesiącach zimowych występowało wyjątkowo silne oblodzenie przewodów. Linia badana posiadała dwa przęsła, z których jedno — górne — posiadało długość 440 m. Stosunkowo niewielka długość linii pozwalała na wygodną i ścisłą obserwację powłoki lodowej przewodów, bądź z obu końców linii, bądź też bezpośrednio z wagonu kolejki linowej. Badania trwały od jesieni 1942 r. do wiosny 1949 r. i odbywały się każdej zimy w ciągu tego okresu. Podane wyniki badań zawierają pracę przeszło 1000 dni.

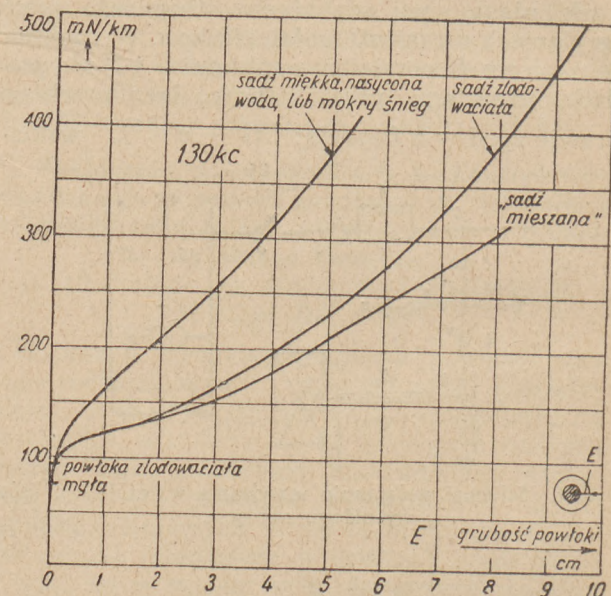
Do pomiarów tłumienia użyto generatora w. cz. o mocy 5 watów i o częstotliwościach 50 kc/s i 130 kc/s, zmienianych regularnie co 20 minut. W czasie badań rejestrowano napięcie i prąd w. cz. nadawany na linię, dzięki czemu uwzględniono w obliczeniach wahania mocy nadawanej i oporności pozornej linii. Na stacji odbiorczej (Säntis) prąd nośny w. cz. był wyprostowany i doprowadzony za pomocą kabla o długości 100 m do urządzeń rejestrujących. Oprócz tego rejestrowano również napięcie przewodów dla określenia ciężaru powłoki lodowej. Całe urządzenie działało samoczynnie i bez opieki. Urządzenia nadawcze i odbiorcze w. cz. sprzężone były z linią wysokiego napięcia w układzie jednofazowym z zastosowaniem dławików zaporowych na obu końcach linii.

W okresie od 19.XII. 1945 r. do 20.I. 1946 r., w którym uzyskano dość dokładne wyniki, zaobserwowano następujące rodzaje sadzi:

- a) sadz zlodowaciała, spoistą i przezroczystą ($g = 0,7 - 0,8$), powstała w temp. ok. 0°C ,
- b) sadz twardą, spoistą i ziarnistą ($g = 0,4 - 0,7$),



Rys. 9. Przebieg współczynnika tłumienia linii w zależności od grubości powłoki lodowej (E) dla częstotliwości 50 kc/s.



Rys. 10. Przebieg współczynnika tłumienia linii w zależności od grubości powłoki lodowej (E) dla częstotliwości 130 kc/s.

- c) sadz miękka, gąbczasta ($g = 0,2$), powstała raczej przy niższych temperaturach.

W praktyce często spotyka się „sadz mieszaną”, złożoną z powłoki twardej, lub nawet lodowej, o grubości 4 — 6 cm oraz z zewnętrznej warstwy sadzi miękkiej. Wyniki pomiarów tłumienia, podano powyżej na wykresach w zależności od grubości powłoki lodowej (rys. 9 i 10), odnoszą się do różnych rodzajów sadzi.

Na podstawie poczynionych obserwacji stwierdzon co następuje:

- A) W początkowym okresie formowania powłoki lodowej występuje silny wzrost tłumienia. Ten początkowy wzrost tłumienia nie zależy od rodzaju tworzącej się sadzi. Następnie tłumienie wzrasta prawie proporcjonalnie do grubości powłoki, jednak

w sposób odmienny dla różnych rodzajów sadzi.

- B) Sadz lodowa i sadz twarda powoduje większe tłumienie niż sadz miękka, z powodu większego ciężaru właściwego.
- C) Lekki opad śnieżny, szczególnie przy wilgotnym śniegu, wywołuje takie same tłumienie, jakie powstają przy formowaniu się pierwszych warstw powłoki lodowej.
- D) Największy wzrost tłumienia zachodzi przy wilgotnym śniegu, gdy miękka sadz nasycona wodą wywołuje raptowny spadek temperatury.

W niesprzyjających okolicznościach bezwzględna wartość współczynnika tłumienia osiąga wartość przeszło 50-krotnie większą od normalnej, tj. przy suchej pogodzie.

Uzyskane wyniki pod postacią podanych krzywych prowadzą do hipotezy, że straty dielektryczne (lód, lód-powietrze) powstają w głębszych warstwach powłoki lodowej, gdzie natężenie pola elektrycznego jest większe. Poniższa tabela podaje zestawienie wielkości tłumienia dla warunków normalnych oraz przy cienkich powłokach lodowych.

T a b e l a 2.

Stan linii	Częstotliwość	
	50 kc/s	150 kc/s
Linia sucha (tłumienie normalne)	8 mN/km	16 mN/km
Linia we mgle (początek tworzenia się powłoki)	30-40 „	50-80 „
Początek tworzenia się zwartej powłoki lodowej	30-60 „	80-100 „
Lekkie pokrycie śniegiem	40-70 „	70-100 „

Jako konkluzję autorzy podają, że tłumienie linii napowietrznej w zakresie 50 — 130 kc/s jest w silnym stopniu zależne od stanu powierzchni przewodów. Powstawanie cienkich warstw lodu zwiększa tłumienie 5 — 10-krotnie w stosunku do tłumienia przy suchej linii. Współczynnik tłumienia linii oblodzonej jest tym większy, im większy jest ciężar właściwy powłoki lodowej.

(c. d. n.)

Inż. KAZIMIERZ LEWIŃSKI

621.396.665

Regulacja wzmocnienia w urządzeniach elektroakustycznych

1. Wstęp

Urządzenia elektroakustyczne przeznaczone do wzmacniania natężenia dźwięku otrzymywanego z mikrofonów, gramofonów, magnetofonów, linii radiofonicznych itp., budowane są zawsze ze znaczną rezerwą wzmocnienia, tak aby wzmocnienia starczyło dla wszystkich możliwych poziomów przychodzącego napięcia. Jednocześnie jednak trzeba przewidzieć regulację wzmocnienia, przy pomocy której będzie można nastawiać napięcie wyjściowe układu na żądany poziom, dbając przy tym o nieprzesterowanie którejkolwiek z lamp łańcucha wzmocnienia.

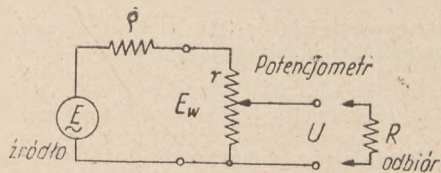
Regulacja wzmocnienia przybiera zazwyczaj charakter zmiennego dzielnika napięcia. Z napięcia przychodzącego przekazuje się do dalszego wzmocnienia tylko pewną część, taką właśnie, jaką wysteruje wzmacniacz do żadanego poziomu. Miejsce załączenia dzielnika napięcie jest bardzo ważne i niełatwe jednak do ustalenia. Jeśli np. będziemy regulowali wprost napięcie przychodzące z mikrofonu, o bardzo niskim poziomie, to ucierpi na tym poważnie stosunek sygnału użytecznego do szumu wzmacniacza. Na wejście tego ostatniego damy bowiem tylko część rozporządzalnego napięcia i nie przykryjemy szumów tak, jakby to było możliwe, gdyby do siatki pierwszej lampy przyłożyć pełne napięcie mikrofonowe. Zaletą natomiast tego systemu jest to, że możemy zapewnić nie-

przesterowanie żadnej z lamp łańcucha wzmocnienia. Dlatego też regulację przed wzmocnieniem będziemy stosować tam, gdzie poziom przychodzącej energii jest wysoki. Tam natomiast, gdzie wzmacniacz ma pracować z bardzo niskiego poziomu i trzeba przede wszystkim zadbać o to, aby napięcie przychodzące najpierw wzmocnić, nie pogarszając stosunku sygnału do szumu, będziemy stosowali regulację po pierwszym lub więcej stopniach wzmocnienia, a nawet po całym specjalnym wzmacniaczu wstępnym, zwanym w technice elektroakustycznej wzmacniaczem mikrofonowym. Należy jednak zdawać sobie sprawę z tego, że stopnie znajdujące się przed regulacją, a więc również i wzmacniacz wstępny, mogą zostać przesterowane i nie mamy żadnej możliwości uniknięcia tego, co najwyżej można np. zwrócić uwagę mówcy, że mówi zbyt głośno lub stoi zbyt blisko mikrofonu.

Regulacja wzmocnienia powinna odbywać się na dość wysokim poziomie jeszcze z tego powodu, że nieuchronne trzaski czy zakłócenia, jakie powoduje przesuwanie szczotki grafitowej czy metalowej, po elemencie grafitowym potencjometru, czy kontaktach tłumika skokowego, nie powinny być słyszalne, powinny być przykryte wysokim stosunkowo napięciem użytecznym.

Zasadniczy układ regulacji napięcia przy pomocy potencjometrycznego dzielnika napięcie podano na rys. 1. Źródło napięcia o oporności wewnętrznej ρ pracuje na potencjometr o oporności

wewnętrznej r między zaś jego ślizgacz i dolny biegun załącza się obciążenie o oporności R . Dobra, prawidłowa praca takiego układu będzie się odbywała wtedy, gdy oporność potencjometru r będzie kilkakrotnie większa od oporności źródła ρ i jednocześnie kilkakrotnie mniejsza od oporności R obciążenia (odbioru). Sam więc potencjometr stanowi duże obciążenie dla źródła napięcia, a poza tym, aby mieć swobodę regulacji, jego ślizgacz nie może normalnie stać



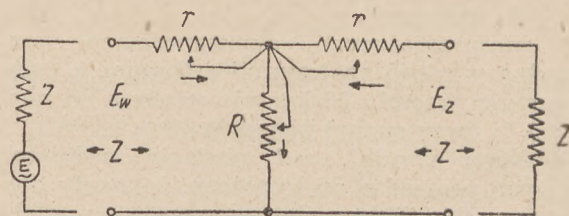
Rys. 1. Potencjometryczna regulacja napięcia.

na maksimum, lecz na pewnej określonej pozycji roboczej, dając w ten sposób możliwość regulacji w górę i w dół. Na tę podwójną stratę możemy jednak sobie pozwolić w pierwszych stopniach wzmocnienia, gdzie energia wchodząca w grę jest niewielka, zaś łańcuch wzmocnienia został, jak to już wyżej podkreślaliśmy, mając ten właśnie wzgląd przede wszystkim na uwagę, wykonany ze znacznym zapasem.

Wielkość oporności wchodzących w grę elementów zależy od dwu czynników: od zakłóceń ze strony otaczającego pola częstotliwości przemysłowej (50 c/s oraz jej harmonicznym) i pojemności doprowadzeń, które właśnie z uwagi na te zakłócenia muszą być ekranowane, zaś przewód ekranowany ma dużą pojemność do masy. O ile więc doprowadzenia są krótkie, jak to się dzieje wewnątrz wzmacniaczy i odbiorników, gdzie długość ich nie przekracza na ogół kilkunastu centymetrów, to można użyć potencjometru o stosunkowo dużej oporności, wykorzystując jeszcze to, że jego ślizgacz pracuje zazwyczaj wprost na siatkę lampy, o oporności praktycznie nieskończenie wielkiej. Gdy jednak odległość regulatora od źródła i odbioru przekracza jeden lub dwa metry, jak to się dzieje w urządzeniach elektroakustycznych rozgłośni radiofonicznej lub w filmie dźwiękowym itp., trzeba regulację przeprowadzić na bardzo małych opornościach. Dzięki temu zmniejsza się poziom zakłóceń i pojemności doprowadzeń nie obcinają wysokich tonów. Jednocześnie można w tym przypadku użyć potencjometrów lub tłumików drutowych i skokowych, nadających się do stałej pracy, ze względu na swa trwałość, i posiadających małe sumy i trzaski podczas poślizgu po kontaktach. Z biegiem więc czasu stosowano coraz to mniejsze oporności charakterystyczne. z początku 600 omów (zaczepnięte z telefonii), potem coraz mniej, obecnie np. 250, 150 a nawet 50 omów.

Podczas ruchu ślizgacza wzdłuż oporności potencjometru r zmienia się oporność wypadkowa, którą „widzi” źródło E . Napięcie wyjściowe U zmienia się więc nie tylko wskutek przesuwu położenia ślizgacza, ale także wskutek tego,

że waha się napięcie wejściowe E_w . To samo się dzieje, gdy oporność obciążenia R się zmienia. W normalnych urządzeniach, gdzie jedno źródło pracuje na jeden odbiór, nie ma to wszystko większego znaczenia, pod podanymi już wyżej warunkami (oporność potencjometru kilkakrotnie mniejsza od oporności obciążenia i jednocześnie kilkakrotnie większa od oporności źródła tj. poprzedzającej lampy, linii itp.). W urządzeniach elektroakustycznych, gdzie źródeł jest wiele (np. mikrofonów), niekoniecznie nawet czynnych jednocześnie, wahania napięcia wej-

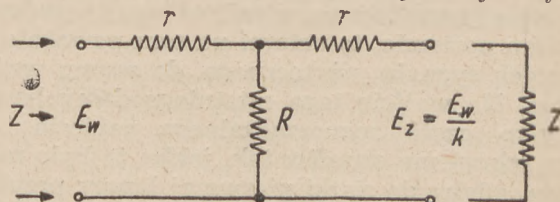


Rys. 2. Układ tłumika T-eowego zmiennego.

ściowego na skutek zmian oporności w innych gałęziach zespołu są niedopuszczalne. Stosuje się więc nie zwykle potencjometry, lecz tzw. tłumiki (nazywane także czasem attenuatorami). Mają one tę ważną zaletę, że ich oporność wejściowa, „widziana” od strony źródła jest stale jednakowa bez względu na położenie ślizgacza (a raczej ślizgaczy) i na ułamek napięcia, jaki przekazywany jest od źródła do odbioru. Dla spełnienia tego warunku musi jednakże tłumik być zakończony na swoją oporność „charakterystyczną”. Jeśli oporność odbioru jest odmienna, trzeba ją sprowadzić do tej wymaganej wartości za pomocą transformatora lub, gdy godzimy się z konieczności z poważną nieraz stratą napięcia i mocy — za pomocą równoległych i szeregowych oporów.

2. Tłumik T

Na rys. 2 podano układ tłumika T — eowego. Regulowane są tu jednocześnie trzy opory: dwa szeregowo r oraz bocznikowy R . Gdy ślizgacze poruszają się w kierunku wskazanym na rys. 2, tłumienie (stosunek napięcia wyjściowego do wejściowego) wzrasta, bowiem mniejszy ułamek napięcia wejściowego przekazywany jest do wyjścia. Jednocześnie, przy właściwym doborze wartości r i R można spełnić poszukiwany warunek stałości oporności wejściowej, jeśli oczywiście tłumik jest obciążony oporem o wartości równej oporności charakterystycznej Z . Jeśli oporność wewnętrzna źródła wynosi także Z , to i w odwrotnym kierunku, mierząc na wyjściu, przy generatorze nieczynnym, otrzymamy oczy-



Rys. 3. Tłumik T-eowy.

wiście taką samą wartość. W praktyce jest to jednak mniej ważne.

Wartości r i R tłumika T — eowego, dla każdego dowolnego tłumienia, można łatwo obliczyć. Przeprowadzimy to, proste zresztą obliczenie, ponieważ tłumik ten jest typowym w swoim rodzaju. Inne tłumiki obliczyć można w sposób analogiczny.

Przy zamknięciu tłumika na oporność charakterystyczną Z , oporność na jego wejściu wyniesie (rys. 2):

$$R_w = r + \frac{R(r + Z)}{R + r + Z}$$

Napięcie na wejściu tłumika E_w będzie:

$$E_w = E \frac{R_w}{Z + R_w}$$

zaś na oporze bocznikowym R :

$$E_R = E \frac{R_w - r}{Z + R_w}$$

stąd zaś ostatecznie na wyjściu tłumika obciążonego oporem Z :

$$E_z = E_R \frac{Z}{r + Z} = E \frac{R_w - r}{Z + R_w} \cdot \frac{Z}{r + Z}$$

Stosunek napięcia wyjściowego E_z do napięcia na wejściu E_w (tłumienie) oznaczamy przez $1/k$, więc $k = \frac{E_w}{E_z}$. Po wprowadzeniu wartości,

otrzymamy ostatecznie:

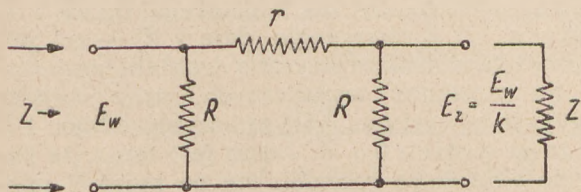
$$k = 1 + \frac{r}{RZ} (2R + r + Z)$$

stąd:

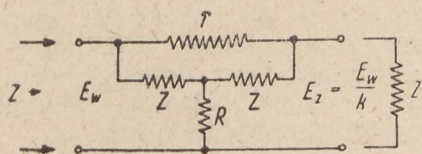
$$R = \frac{r(r + Z)}{Z(k - 1) - 2r}$$

Warunkiem podstawowym obliczenia tłumika jest to, aby źródło widziało oporność równą charakterystycznej Z , gdy odbiór o tej samej oporności jest załączony do zacisków wyjściowych. Warunek ten prowadzi do następującego równania:

$$r + \frac{R(r + Z)}{R + r + Z} = Z$$



Rys. 4. Tłumik π .



Rys. 5. Tłumik T — mostkowane. Przy dwu tylko oporach zmiennych r i R otrzymuje się ściśle te same własności co w tłumiku T i π .

Podstawiając do niego uprzednio znalezione wyrażenie na R , otrzymamy po uproszczeniach:

$$r = \frac{k - 1}{k + 1} \cdot Z$$

oraz:

$$R = \frac{2k}{k^2 - 1} \cdot Z$$

Dwie te wartości wyznaczają całkowicie tłumik T — eowy, dla każdej oporności charakterystycznej i dowolnego tłumienia.

3. Tłumik π

Obok tłumika T — eowego, stosuje się często, zwłaszcza w charakterze tłumików stałych, układ π (rys. 4). W sposób analogiczny do powyższego, znajdziemy dla tego tłumika:

$$r = \frac{k^2 - 1}{2k} \cdot Z$$

$$R = \frac{k + 1}{k - 1} \cdot Z$$

4. Tłumik T -mostkowane

Dla regulacji tłumienia musimy zarówno w układzie T , jak i π zmieniać równocześnie trzy opory. Można jednak uzyskać wszystkie cenne, znane już właściwości tłumika przy użyciu tylko dwóch ślizgaczy, przez zastosowanie nieco zmodyfikowanego układu, tzw. T mostkowanego (rys. 5). Mamy tu układ T , złożony z oporu bocznikowego R i dwóch oporów szeregowych Z , niezmiennych i równych każdej oporności charakterystycznej układu. Oba te opory szeregowo są zabocznikowane (rodzaj mostka) oporem zmiennym r . Taki tłumik będzie spełniał wszystkie znane już warunki, innymi słowy, będzie ściśle równoważny pod każdym względem układowi T lub π , jeśli:

$$r = (k - 1) \cdot Z$$

$$R = \frac{1}{k - 1} \cdot Z$$

Dla konstrukcji tłumików zmiennych układ ten jest powszechnie stosowany, ponieważ nastawia się tylko dwa opory, zamiast trzech. Dla zestawiania tłumików stałych nie jest on korzystny, ponieważ trzeba czterech oporów zamiast trzech.

Na rys. 6 podano przykład tłumika zmiennego typu T mostkowane, o oporności charakterystycznej 250 omów.

5. Tłumik drabinkowy

Tłumik zmienny można jeszcze bardziej uprościć, stosując tylko jeden ślizgacz. Odbędzie się to kosztem pewnych, niewielkich zresztą i praktycznie zupełnie dopuszczalnych wahań oporności wejściowej i wyjściowej oraz, niestety, kosztem poważnej straty napięcia, wynoszącej aż 6 decybeli. Nawet więc na zerowym położeniu ślizgacza, napięcie wyjściowe będzie tu zaledwie połową napięcia wejściowego. Tłumik „drabin-

kowy", o jednym ślizgaczu, podano na rys. 7. Składa on się z szeregu ogniów kształtu π , zestawionych ze sobą, w praktycznym wykonaniu, każde takie ogniwo ma tłumienie 6 db czyli $k = 2$. Stąd oporność szeregową wyniesie:

$$r = \frac{2^2 - 1}{2 \cdot 2} Z = 0,75 Z,$$

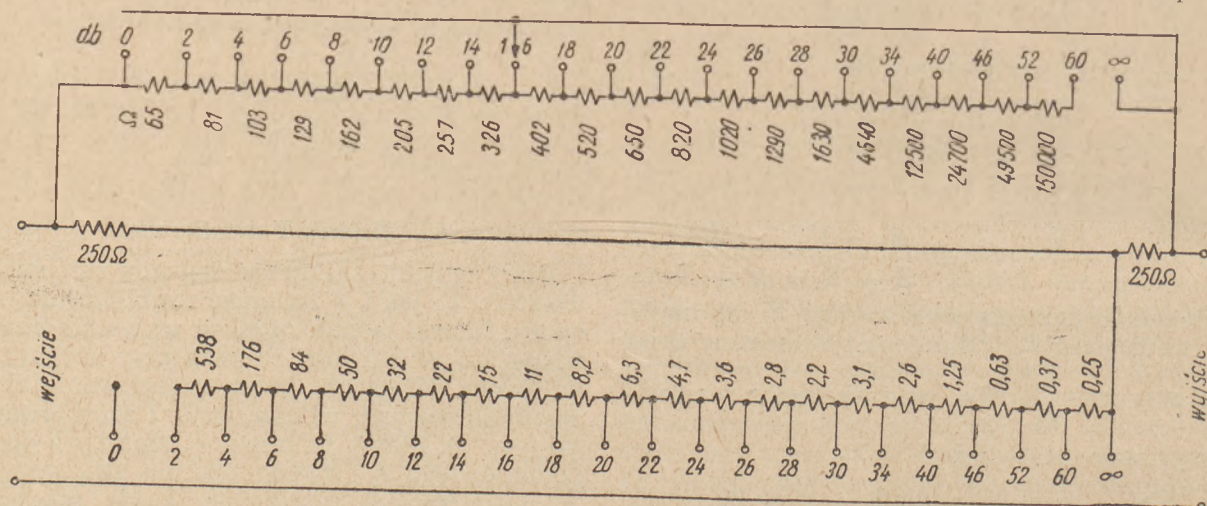
a oporność bocznikowa:

$$R = \frac{2 + 1}{2 - 1} Z = 3 Z$$

Przy zestawieniu całej drabinki z poszczególnych komórek, opory bocznikowe wyniosą po $1,5 Z$. Drabinka jest z prawej strony zakończona opornością odbioru Z , zaś z lewej strony uzu-

dzo niewielkich wahań w opornościach wejściowej i wyjściowej.

Na rys. 8 podano praktyczne wykonanie tłumika drabinkowego. Oprócz, omówionych już skoków ślizgacza podzielonych oporach szeregowych, mamy tu jeszcze dalsze odstępstwo od układu teoretycznego, w postaci podzielenia ostatniego oporu z lewej strony. Ostatni bowiem skok „prawidłowy” z lewej strony wprowadza tłumienie w sumie tylko 36 db, aby więc doprowadzić poziom do zupełnej ciszy, ślizgacz przeskakuje wzdłuż oporów składowych ostatniego elementu pionowego, aż do linii zerowej. W tej pozycji, czyli największego nieskończonego tłumienia, źródło widzi oporność oczywiście zaledwie $0,5 Z$. Nie wpływa to jednak na pracę



Rys. 6. Tłumik T — mostkowane 250Ω . Skoki co 2 db za wyjątkiem ostatnich pozycji, gdzie skoki są szybsze dla zupełnego wytłumienia. Ostatnie opory szeregowo powyżej 10000 można bez szkody zupełnie opuścić.

pełnia się ją dodatkowo oporem Z . W ślizgaczu wprowadzony jest jeszcze opór dopełniający $0,5 Z$. W ten sposób źródło widzi na każdym skoku ślizgacza zawsze oporność bardzo bliską Z , odbiór zaś widzi oporność zmieniającą się od $0,6 Z$ (przy najmniejszym tłumieniu) do $0,99 Z$ (przy największym tłumieniu). Jeśli zależy nam na tym, aby odbiór widział stałą oporność, źródło jest bowiem mniej krytyczne, dajemy źródło na drabinkę, a wyjście na ślizgacz.

Pierwsze rozwiązanie jest jednak korzystniejsze z innej przyczyny. Otóż, dając źródło na ślizgacz, skoki tego ostatniego odbywają się zawsze przy największym możliwym napięciu (wprost ze źródła), tłumienie natomiast następuje poprzez łańcuch komórek stałych. W przypadku przeciwnym, ślizgacz będzie zbierał napięcie już stłumione, a ewentualne zakłócenia, powstałe przy ślizganiu się kontaktu, mogą łatwiej dać się we znaki przy największych tłumieniach.

Ponieważ skoki co 6 db są zbyt wielkie (ucho słyszy różnice natężenia dźwięku już od 3 db), nie daje się więcej komórek, po np. 1,5 db, co byłoby niedogodne, lecz dzieli się każdy opór szeregowy na cztery części i otrzymuje w ten sposób skoki co ok. 1,5 db, kosztem tylko bar-

innych tłumików, zaś obciążenie wyłączzonego źródła jest całkiem obojętne.

Bardzo poważną wadą tłumika drabinkowego jest jego stałe tłumienie 6 db. Dlaczego tak jest, można łatwo się zorientować z rys. 7. Obliczamy wprawdzie oporność drabinki, posuwając się od lewej strony. Z i $3 Z$ równolegle równa się $0,75 Z$ co wraz z oporem szeregowym $0,75 Z$ stanowi $1,5 Z$, zaś z kolei z oporem równoległym $1,5 Z$ daje znowu $0,75 Z$. Podążając kolejno w prawo, dochodzimy do końcowego oporu $3 Z$, który z $1,5 Z$ równolegle daje $1 Z$ — co jest opornością charakterystyczną drabinki, zmierzoną na zaciskach wyjściowych, przy wejściu i wyjściu otwartym. Jeśli załączymy odbiór $1 Z$, da to w wyniku $0,5 Z$. Jasne jest teraz, że napięcie wejściowe rozdzieli się po połowie między opór w ślizgaczu $0,5 Z$ a powyższą oporność zmierzoną na pierwszym kontakcie. Gdy ślizgacz posuwa się po kontaktach, tłumienie rośnie, lecz to początkowe, dodatkowe tłumienie zawsze pozostaje. Bez dopełniającego oporu w ślizgaczu wahania oporności są zbyt wielkie, jest on więc złem koniecznym.

Tłumiki drabinkowe stosuje się tam, gdzie nie ma potrzeby liczenia się z mocą, np. na wyjściu generatorów częstotliwości akustycznej lub

wielkiej oraz w układach elektroakustycznych, gdzie tę stratę można wyrównać przez podniesienie wzmacnienia o 6 db.

6. Tłumik L

Dla wielu zastosowań wystarczy, gdy tłumiki będą spełniały mniej surowe wymagania, ich konstrukcja będzie za to uproszczona. Jeśli na przykład wiele głośników będzie pracowało z jednej linii zasilającej, to aby zaopatrzyć każdy z nich w swój indywidualny regulator wzmocnienia, stosuje się najczęściej uproszczone tłumiki L — owe (rys. 9), gdzie:

$$r = \frac{k-1}{k} Z$$

$$R = \frac{1}{k-1} Z$$

Źródło widzi w tym układzie stale wartość równą Z : jakiegokolwiek nastawienie każdego poszczególnego tłumika nie odbija się więc wcale na linii zasilającej. Odbiór widzi natomiast oporność niejednakową, a mianowicie malejącą ze wzrostem tłumienia, co jednak dla pracy głośnika jest nawet okolicznością korzystną. Na rys. 10 podano przykład tłumika L -owego zmiennego, o skokach co 6 db i oporności charakterystycznej 15 omów.

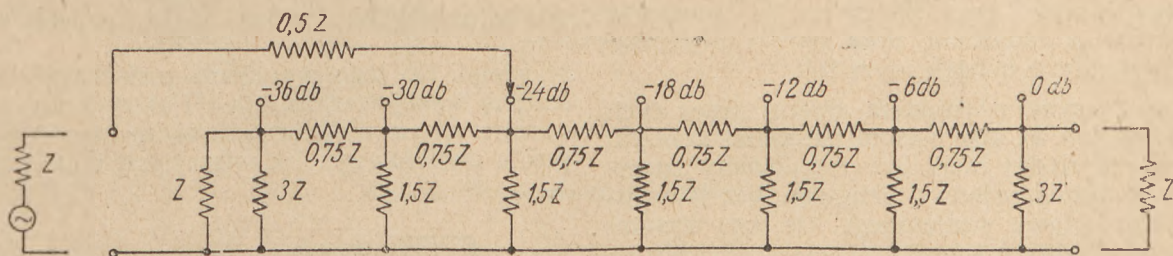
7. Tabele dla obliczania tłumików

Współczynniki liczbowe wchodzące do wzorów na tłumiki T i π podane są w postaci dogodnej tabeli. Należy tylko zastosować właściwy wzór i oporność charakterystyczną Z pomnożyć lub podzielić (niektóre współczynniki są odwrotnościami innych) przez liczbę z tabeli, odpowiadającą żadanemu tłumieniu. Przy obliczaniu tłumików zmiennych należy pamiętać, że

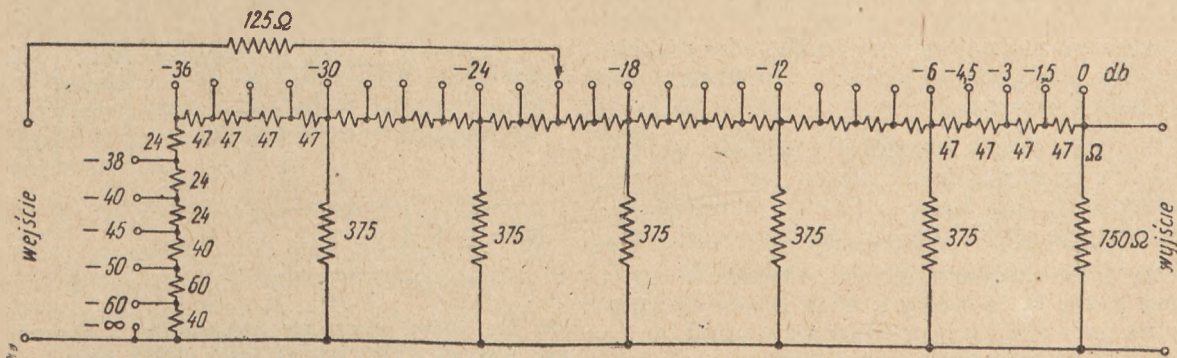
tabele podają wartości oporów dla całego każdorazowego tłumienia, wartości oporów dla poprzednich skoków należy więc każdorazowo odliczyć. W ten sposób zostały obliczone tłumiki zmienne typu T (rys. 6) i typu L (rys. 10).

Tabela dla obliczania tłumików

db	k	$\frac{1}{k-1}$	$\frac{k-1}{k+1}$	$\frac{k^2-1}{2k}$
0	1,00	∞	0,000	0,000
1	1,12	8,20	0,058	0,115
2	1,26	3,86	0,115	0,232
3	1,41	2,43	0,171	0,352
4	1,58	1,71	0,226	0,477
5	1,78	1,28	0,280	0,608
6	2,00	1,00	0,332	0,747
7	2,24	0,808	0,382	0,896
8	2,51	0,661	0,430	1,06
9	2,82	0,550	0,476	1,23
10	3,16	0,465	0,520	1,42
11	3,55	0,425	0,560	1,65
12	3,98	0,335	0,598	1,86
15	4,47	0,288	0,634	2,12
14	5,01	0,249	0,667	2,41
15	5,62	0,216	0,698	2,72
16	6,31	0,188	0,726	3,07
17	7,08	0,164	0,752	3,47
18	7,94	0,144	0,776	3,91
19	8,91	0,126	0,798	4,40
20	10,0	0,111	0,818	4,95
22	12,6	0,086	0,852	6,25
24	15,8	0,067	0,881	7,89
26	20,0	0,053	0,904	9,95
28	25,1	0,041	0,923	12,5
30	31,6	0,033	0,939	15,8
32	39,8	0,026	0,951	19,9
34	50,1	0,020	0,961	25,0
36	63,1	0,017	0,969	31,5
38	79,4	0,013	0,975	39,7
40	100	0,010	0,980	50,0
45	178		0,989	88,9
50	316		0,994	158
60	1000		0,998	500



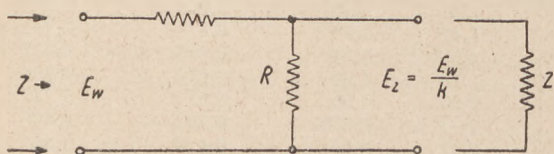
Rys. 7. Układ tłumika drabinkowego o oporności wejścia wej Z i skokach co 6 db.



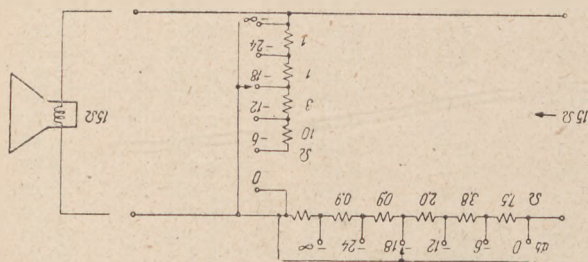
Rys. 8. Praktyczne wykonanie tłumika drabinkowego 250 Ω .

8. Układy mieszające

Układami mieszającymi (mikserami) nazywamy zespoły kilku tłumików zmiennych, wyjścia których są połączone ze sobą i pracują na jeden tłumik ogólny. Układy te pozwalają na niezależną regulację poziomu dźwięku doprowadzonego do każdego z indywidualnych tłumików z różnych źródeł, np. z kilku mikrofonów, gramofonu, linii telefonicznych itp. oraz na nastawianie i kontrolę poziomu ogólnego. W ten spo-



Rys. 9. Tłumik L.



Rys. 10. Przykład tłumika L-owego do regulacji indywidualnej głośnika 15-omowego, zasilanego ze wspólnej linii. Oporność wejściowa jest niezmienna, regulacja nie wpływa na obciążenie linii.

sób można więc podkładać „tło“, przechodzić gładko z jednej audycji (doprowadzonej do jednego tłumika) na następną (doprowadzoną do innego tłumika) itp. Układy te są niezbędne zwłaszcza w radiofonii, poza tym w nagrywaniu płyt, filmie dźwiękowym itd.

Zasadniczym warunkiem dobrej pracy tych układów jest to, aby poziom natężenia dźwięku z różnych źródeł mógł być regulowany zupełnie niezależnie jeden od drugiego, bez jakiegokolwiek wpływu wzajemnego. Do tego wystarczy, aby każdy z tłumików pracował stale na swą oporność charakterystyczną, bez względu na położenie ślizgaczy pozostałych tłumików zespołu. Aby to uzyskać łączy się wyjścia tłumików nie wprost ze sobą równolegle, lecz poprzez opory dopełniające, obliczone odpowiednio do powyższego warunku.

Układ mieszający równoległy podano na rys. 11. Opory dopełniające oznaczone są tam przez r i wartość tę, jak również i stratę napięcia, jaką ich użycie powoduje, można łatwo obliczyć.

Jeśli ilość indywidualnych tłumików oznaczmy przez n , to każdy z tych tłumików pracuje na opór r , z którym w szeregu znajduje się grupa pozostałych tłumików w ilości $n-1$, każdy z oporem r w szereg oraz tłumik ogólny, rów-

nież z oporem r . Każdy indywidualny tłumik pracuje więc na oporność:

$$r + \frac{r + Z}{n}$$

a, jak wyżej ustaliliśmy, powinien pracować na oporność równą Z . Przyrównując te wartości, otrzymujemy:

$$Z = r + \frac{r + Z}{n}$$

Stąd znajdziemy:

$$r = \frac{n - 1}{n + 1} Z$$

Drugą ważną wielkością układu mieszającego jest tzw. tłumienie podstawowe, jakie wprowadza on do układu. Jasne jest bowiem, że jeśli poszczególne tłumiki będą nastawione nawet na zero tłumienia, tzn. że przekazywać będą całe przyłożone do nich napięcie, to jednak tylko część napięcia z danego poszczególnego kanału przedostanie się do wyjścia. Reszta zużyje się bezpożytecznie na oporach dopełniających r .

Obliczymy teraz, jaka część napięcia wejściowego przedostanie się do wyjścia. Jeżeli indywidualny tłumik pracuje na oporność równą Z ,

to na jego oporze dopełniającym odłoży się $\frac{r}{Z}$

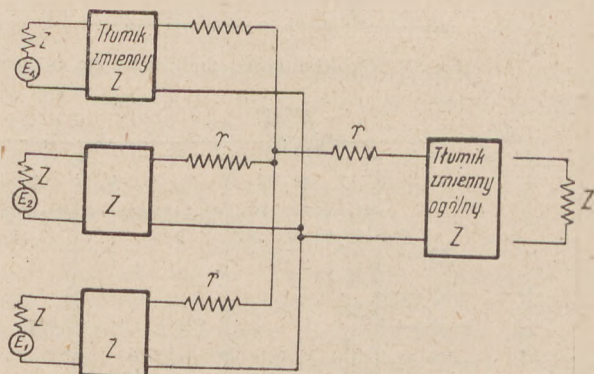
części napięcia wejściowego, zaś na szynach prowadzących do tłumika głównego pozostanie $\frac{Z-r}{Z}$

części tegoż napięcia. W tłumiku wyjściowym

ta reszta napięcia podzieli się w stosunku $\frac{Z}{r+Z}$

tak, że na wyjściu będzie $\frac{Z-r}{Z+r}$ napięcia wej-

ściowego. Do tego wyrażenia podstawimy znalezioną wyżej wartość na r i otrzymamy ostatecznie, że na wyjściu pozostanie $1/n$ część napięcia wejściowego. Im więcej jest więc tłumie-



Rys. 11. Układ mieszający trójkanałowy z oporami uzupełniającymi, dzięki którym każdy tłumik pracuje na swą oporność charakterystyczną i regulacja na jednym kanale nie ma wpływu na pozostałe kanały.

ków indywidualnych, im więcej układ mieszający może obsłużyć kanałów, tym większe jest jego tłumienie podstawowe.

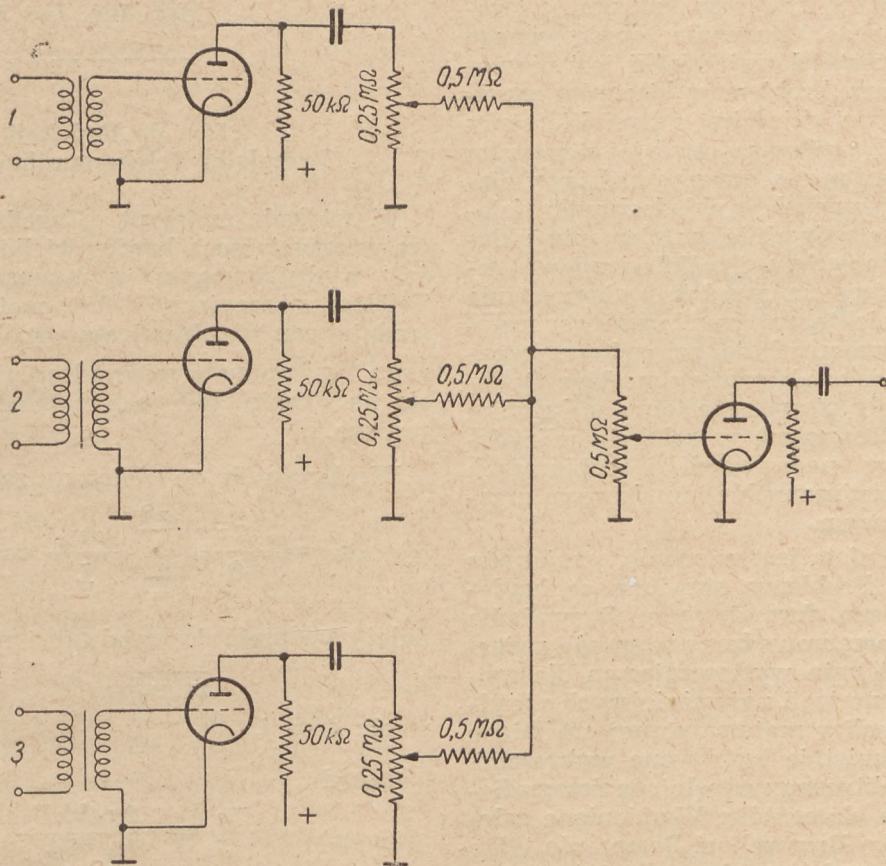
Liczby potrzebne do obliczenia układu mieszającego równoległego daje poniższa tabela:

n	2	3	4	5	6	7	8
r/Z	0,33	0,50	0,60	0,67	0,71	0,75	0,78
strata db	6,0	9,5	12,0	14,0	15,6	16,9	18,1

Strata w samym układzie mieszającym jest, jak widzimy, dość poważna. Należy tu nadto zwrócić uwagę, że przy stosowaniu w układzie

wzmocnienie wstępnego wzmacniacza mikrofonowego wynosi przeciętnie około 60 db, po całym układzie mieszającym wracamy znowu do poziomu prawie równemu mikrofonowemu. Taką jest właśnie cena, jaką musimy zapłacić za wielkie poza tym korzyści wynikające ze stosowania układów mieszających. Za układem mieszającym trzeba poziom wzmocnić ponownie za pomocą drugiego wzmacniacza o wzmocnieniu około 60 db.

Opisane wyżej układy mieszające stanowią ważny składnik wyposażenia rozgłośni radiofonicznych, urządzeń filmu dźwiękowego itp., jeśli chodzi o instalacje stałe. W aparaturach prze-



Rys. 12. Układ mieszający lampowy.

mieszającym tłumików drabinkowych, do powyższych liczb trzeba jeszcze dodać 12 db straty w samych tłumikach; z tego 6 db wypada na tłumik indywidualny i 6 db na tłumik ogólny. Jeżeli teraz przypomnimy sobie, że poszczególne tłumiki muszą stać w położeniu roboczym o 12 do 16 db niższym od minimalnego tłumienia, to widzimy, że w układzie mieszającym np. 6 — kanałowym traci się:

$$(12 + 6) + 15,6 + (16 + 6) \cong 56 \text{ db,}$$

co oznacza, że na jego wyjściu odnajdziemy w praktyce zaledwie $1/600$ napięcia przyłożonego do wejścia tłumika indywidualnego. Ponieważ

nośnych układy mieszające są często połączone ze wzmacniaczami tzw. transmisyjnymi. Stosuje się tutaj uproszczone układy mieszające lampowe, składające się z potencjometrów, typowy przykład których podano na rys. 12. Opory uzupełniające $0,5 \text{ M}\Omega$ nie są tu obliczone tak, jak to można zrobić dla układów mieszających z tłumikami. Wartości z rys. 12 ustalono, zakładając żeby zmiana głośności na jednym kanale na skutek regulacji na pozostałych kanałach nie była większa od 1 db. Przypomnijmy zaś sobie, że ucho odczuwa różnice głośności dopiero od zmiany o 3 db, takie więc wahania nie dadzą się zauważyć.

Recenzje

A. B. Bronwell i R. E. Beam pt. „Theory and application of microwaves“, „Teoria i zastosowanie mikrofal“, wydano w r. 1947. Tłumaczenie zbiorowe pod redakcją dr inż. Stanisława Ryżko, Państwowe Wydawnictwa Techniczne, Warszawa 1951 r., tom I, 340 stron, format A5, 149 rys., 2 tabl.

Tłumaczenie książki Bronwella i Beama stanowi w chwili obecnej niewątpliwie najpoważniejszą pozycję literatury w języku polskim, omawiającej zagadnienia związane z techniką mikrofal. Wobec prawie całkowitego braku polskich podręczników z zakresu mikrofal, ukazanie się fachowego, starannie opracowanego przekładu tej wartościowej książki jest równocześnie poważnym krokiem w kierunku zapełnienia luki ważnej dziedziny naszej literatury technicznej. W wydany ostatnio pierwszym z dwu tomów podane są fizyczne podstawy zjawisk wykorzystywanych w układach mikrofalowych, omówione najważniejsze elementy układów, a więc: lampy dwu- i trójelektrodowe, generatory działające na zasadzie wykorzystania czasu przelotu elektronu przez lampę, generatory magnetronowe oraz linie przesyłowe rozpatrzone również jako elementy obwodów. Ostatnie dwa rozdziały pierwszego tomu są krótkim przeglądem stosowanych w zakresie mikrofalowym układów nadawczych i odbiorczych oraz zagadnień związanych z impulsowym urządzeniem radarowym.

Treść książki ujęta jest w sposób przejrzysty i dydaktyczny. Problemy stawiane są fundamentalnie i jasno formułowane. Rozważania matematyczne przeprowadzone w sposób zwięzły, jednak w stopniu wystarczającym dla zrozumienia i interpretacji najważniejszych zagadnień. Wyniki analizy matematycznej omówione wnikliwie i umiejętnie lustrwane wykresami. Wiadomości praktyczne uzupełnione fotografiami omawianych elementów. Wymienione zalety czynią książkę Bronwella i Beama nie tylko bardzo dobrym podręcznikiem dla inżynierów i studentów wyższych lat wydziałów łączności, zapoznających się dopiero z teorią i zastosowaniem mikrofal, ale również poważnym czynnikiem ułatwiającym pracę magistrów inżynierom już zatrudnionym w tej dziedzinie techniki.

Doskonałe ujęcie stylistyczne tłumaczenia, konsekwentne operowanie przez tłumaczy najtrafniejszymi z przyjętych i przyjmujących się dopiero terminów technicznych, jak również celowe wprowadzenie do słownictwa omawianej dziedziny pewnych, koniecznych nowotworów,

zagarantowały przekładowi polskiemu zachowanie wszystkich zalet oryginału.

Również strona graficzna książki opracowana została starannie. Dość dobry papier, wyraźne i logicznie rozmieszczone rysunki oraz graficznie przejrzysty układ wzorów, dają tej cennej książce właściwą formę wydawniczą. Ujemną stroną tego wydania jest stosunkowo duża ilość błędów dostrzeżonych w druku. Celem zmniejszenia objętości erraty wydaje się celowe, przynajmniej dla książki tak wysokiej klasy, podawanie w erracie osoby odpowiedzialnej za popełniony błąd. O skuteczności takiego systemu świadczy fakt, że stosują go wydawnictwa radzieckie.

Mgr. Inż. Jan Szyszkiewicz.

List do Redakcji Przeglądu Telekomunikacyjnego

W artykule moim pt. „Zagadnienie szumów we wzmacniaczach bardzo wielkiej częstotliwości“ wydrukowanym w numerze 9 Przeglądu Telekomunikacyjnego, 1951, metoda obliczania średniej wartości kwadratu współczynnika Fouriera a_k^2 przy wyprowadzaniu wzoru Nyquista na stronie 260 jest matematycznie niepoprawna.

Współczynnik a_k obliczony za okres Θ :

$$a_k = \frac{2\tau}{\Theta} \sum_{i=1}^{n\Theta} \frac{e v_{xi}}{L} \cos 2\pi f_k t_i$$

należy podnieść do kwadratu i uwzględnić, że

$$v_{xi} v_{xj} = 0$$

jeżeli: $i \neq j$,

stąd

$$a_k^2 = \frac{2\tau e^2 k T}{\Theta L^2 m}$$

a następnie

$$i^2 = \frac{\tau \cdot BN \cdot 2e^2 k T}{\Theta L^2 m} = Ak TB$$

gdzie:

$$A = \frac{2\tau Ne^2}{L^2 m} = \frac{4}{R}$$

Nieścisłość ta nie wpłynęła na dalszą treść artykułu.

Mgr inż. J. Szyszkiewicz.

KOMUNIKATY

Obowiązek rejestracji oraz zgłaszania zmian do rejestru

Naczelna Organizacja Techniczna, powołując się na ustawę z dnia 18.VII. 1950 r., przypomina o obowiązku rejestracji inżynierom i technikom, którzy ukończyli wyższe lub średnie szkoły techniczne po upływie ogólnej rejestracji inżynierów i techników.

Rejestracji należy dokonać w Biurze Rejestru Inżynierów i Techników w Warszawie, ul. Czackiego 3/5, lub w wojewódzkich Oddziałach NOT, a mianowicie:

Białystok, ul. Biała 1
Bydgoszcz, al. Wyzwolenia 5
Gdańsk, ul. Świerczewskiego 40
Katowice, ul. Stawowa 19
Kielce, ul. Sienkiewicza 53
Kraków, ul. Straszewskiego 28
Lublin, ul. Szopena 8
Łódź, ul. Piotrkowska 102
Olsztyn, ul. Szrajbera 11
Poznań, ul. Alfreda Lampe 21
Rzeszów, ul. Okrzei 5
Szczecin, al. Wojska Polskiego 99
Wrocław, ul. Świerczewskiego 74

Osobom, które już dokonały obowiązku rejestracji, przypomina się o konieczności zgłaszania zmian, podlegających wpisaniu do rejestru, odnoszących się do: 1) zakończenia studiów, 2) zmiany miejsca pracy, 3) zmiany stanowiska, 4) zmiany miejsca zamieszkania, 5) zmiany nazwiska itp., zgodnie z art. 7 p. 1 ustawy z dnia 18 lipca 1950 r.

Zmiany poparte dokumentami należy zgłaszać osobiście lub drogą korespondencji do Biura Rejestru Inżynierów i Techników w Warszawie, ul. Czackiego 3/5.

Stowarzyszenie Elektryków Polskich w Warszawie zawiadamia, że Oddział Łódzki SEP z okazji 10-lecia powstania Polskiej Partii Robotniczej powziął następujące zobowiązanie:

„zorganizować do dnia 1 kwietnia rb. 5 Kół Zakładowych celem ścisłego powiązania pracy Stowarzyszenia z codzienną problematyką zakładów pracy, z planami postępu technicznego współzawodnictwa i wynalazczością pracowniczą i ścisłym powiązaniem techników z klasą robotniczą“.

KORESPONDENCYJNY KURS PRZYGOTOWAWCZY DO EGZAMINU NA STOPIEŃ INŻYNIERA

Stowarzyszenie Elektryków Polskich organizuje II turnus Korespondencyjnego Kursu Przygotowawczego do egzaminu na stopień inżyniera-elektryka i łączności dla kandydatów odpowiadających warunkom ustawy o Stopniu Inżyniera z dnia 28 stycznia 1948 r.

Rozpoczęcie Kursu przewidziane jest pod koniec maja rb., okres trwania 1 rok. Szczegółowe informacje uzyskać można w Sekretariacie Generalnym SEP — Warszawa, Czackiego 3/5 oraz we wszystkich Oddziałach Stowarzyszenia Elektryków Polskich.

w sprawie rozprowadzenia „Prac Instytutów Naukowo-Badawczych“, wydawanych przez Państwowe Wydawnictwa Techniczne.

W obrocie księgarskim „Domu Książki“ znajdują się „Prace“ następujących instytutów:

Centralnego Instytutu Ochrony Pracy
 Głównego Instytutu Górnictwa
 Głównego Instytutu Lotnictwa
 Głównego Instytutu Pracy
 Głównego Urzędu Miar
 Instytutu Architektury i Urbanistyki
 Instytutu Budownictwa Mieszkaniowego
 Instytutu Celulozowo-Papierniczego
 Instytutów Chemii Przemysłowej
 Instytutu Elektrotechniki
 Instytutów Mechanicznych
 Instytutu Metalurgii
 Instytutu Naftowego
 Instytutu Odlewnictwa
 Instytutu Organizacji i Mechanizacji Budownictwa
 Instytutu Przemysłu Rolnego i Spożywczego
 Instytutu Przemysłu Skórzanego
 Instytutu Techniki Budowlanej
 Instytutu Torfowego
 Instytutu Włókiennictwa
 Przemysłowego Instytutu Telekomunikacji

W celu zapewnienia zainteresowanym systematycznej dostawy kolejnych zeszytów „Prac Instytutów Naukowo-Badawczych“, Księgarnia Techniczna „Domu Książki“ w Warszawie, ul. Bracka 20 wprowadza z dniem 1 kwietnia 1952 r. system abonamentowy dostawy (sprzedaż wiązana) w/w wydawnictw. Zakłady pracy, instytucje i osoby prywatne, które pragną otrzymać „Prace INB“ powinny przesłać zamówienie na dostawę tych wydawnictw do w/w księgarni „Domu Książki“.

W zamówieniu należy podać:

- dokładny adres zamawiającego,
- pełną nazwę instytutów, których „Prace“ mają być dostarczone,
- ilość egzemplarzy zamawianych „Prac“, oddzielnie dla każdego instytutu.

Przesłane zamówienie zobowiązuje do odbioru i opłacania wszystkichi zeszytów, wychodzących w ramach planu wydawniczego danego instytutu na rok 1952.

Na podstawie zamówień, w/w księgarnia „Domu Książki“ będzie wysyłać zamawiającemu kolejne zeszyty „Prac INB“ z roku 1952.

Przesyłka następuje w miarę ukazywania się poszczególnych zeszytów, za zaliczeniem pocztowym z doliczeniem kosztów przesyłki.

Księgarnia będzie dostarczać również na zamówienie poszczególne zeszyty „Prac INB“ z roku 1951 w miarę posiadania ich na składzie.

Niezależnie od rozprowadzania „Prac INB“ systemem abonamentowym, są one do nabycia w wolnej sprzedaży w następujących księgarniach „Domu Książki“:

Gdańsk-Wrzeszcz	ul. Grunwaldzka 8
Gliwice	ul. Zwycięstwa 31
Katowice	ul. Młyńska 2
Kraków	ul. Rynek 36
Łódź	ul. Piotrkowska 45
Poznań	ul. Paderewskiego 6
Rzeszów	ul. 3 Maja 2
Szczecin	ul. Sikorskiego 7
Warszawa	ul. Bracka 20
Warszawa	ul. Poznańska 12
Warszawa	ul. Wilcza 27
Wrocław	Rynek 14