

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK VI

ZESZYT 1 (14)

WARSZAWA 1959

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

K o m i t e t R e d a k c y j n y

Redaktor naczelny — *prof. mgr inż. Józef Wójcikiewicz*

Redaktorzy działów

inż. Aleksy Brodowski, doc. mgr inż. Sylwester Jarkowski,

doc. mgr inż. Lesław Kędziński

Sekretarz Redakcji — *Edward Tomkiel*

A d r e s R e d a k c j i

Instytut Łączności, Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

WSZELKIE PRAWA ZASTRZEŻONE

PRINTED IN POLAND

Instytut Łączności, Warszawa 1959 r. Wydanie I. Nakład 520 egz. Ark. wyd. 8,—.
Ark. druk. 7,98/A. Format B5. Papier druk sat. kl. V, 70 g, 70 × 100/16. Rękopis
oddano do składania 4.V.59 r. Podpisano do druku 5.IX.1959 r. Druk ukończono
we wrześniu 1959 r. Cena zł 35.—

Drukarnia im. Rewolucji Październikowej. Warszawa, Zam. 780/59. W-68.

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK VI

ZESZYT 1 (14)

W A R S Z A W A 1 9 5 9
I N S T Y T U T Ł Ą C Z N O Ś C I

SPIS TREŚCI

1. <i>Paweł Szulkin</i> — Teoria propagacji fal radiowych rozproszonych w troposferze	3
2. <i>Michał Nowicki</i> — Statystyczna analiza przebiegów wahlowych. Metody i urządzenia	19
3. <i>Wilhelm Rotkiewicz</i> i <i>Ryszard Grzegorz Strużak</i> — Zakłócenia odbioru radiowego powodowane przez oświetleniowe lampy jarzeniowe w zakresie częstotliwości od 0,15 do 30 MHz	53
4. <i>Ryszard Grzegorz Strużak</i> — Zachowanie się kondensatorów zwijanych pracujących w szerokim pasmie częstotliwości	75

СОДЕРЖАНИЕ

1. <i>П. Шулькин</i> — Теория распространения радиоволн рассеянных в тропосфере	3
2. <i>М. Новицкий</i> — Статистический анализ колеблемых процессов. Методы и устройства	19
3. <i>В. Роткевич</i> и <i>Р. Г. Стружак</i> — Помехи радиоприёму производимые осветительными люминесцентными лампами в диапазоне частот от 0,15 до 30 мгц	53
4. <i>Р. Г. Стружак</i> — Работа намотанных конденсаторов в широкой полосе частот	75

CONTENTS

1. <i>P. Szulkin</i> — Theory of scatter propagation of radio waves in the troposphere	3
2. <i>M. Nowicki</i> — Statistical analysis of random phenomena. Methods and equipment	19
3. <i>W. Rotkiewicz</i> and <i>R. G. Strużak</i> — Interference of radio reception caused by glow lamps in the frequency range between 0,15 and 30 MHz	53
4. <i>R. G. Strużak</i> — Behaviour of roll-type capacitors within a wide frequency band	75

SOMMAIRE

1. <i>P. Szulkin</i> — Théorie de la propagation par diffusion des ondes radio-électriques dans la troposphère	3
2. <i>M. Nowicki</i> — Analyse statistique des phénomènes aléatoires. Méthodes et équipements	19
3. <i>W. Rotkiewicz</i> et <i>R. G. Strużak</i> — Brouillage de la radioreception par les lampes à luminescence dans la bande des fréquences de 0,15 à 30 MHz	53
4. <i>R. G. Strużak</i> — Comportement des condensateurs enroulés dans une large bande des fréquences	75

INHALTSVERZEICHNIS

1. <i>P. Szulkin</i> — Theorie der Streustrahlung von elektromagnetischen Wellen in der Troposphäre	3
2. <i>M. Nowicki</i> — Statistische Analyse von Schwankungsvorgängen. Methoden und Einrichtungen	19
3. <i>W. Rotkiewicz</i> und <i>R. G. Strużak</i> — Die von Glimmlampen verursachten Störungen des Radioempfangs im Frequenzbereich von 0,15 bis 30 MHz	53
4. <i>R. G. Strużak</i> — Die Eigenschaften der wickelkondensatoren in breitem Frequenzbereich	75

PAWEŁ SZULKIN

621.371

TEORIA PROPAGACJI FAL RADIOWYCH ROZPROSZONYCH W TROPOSFERZE

Rękopis dostarczono do IŁ. 17.1.1959

Rozwijając prace Bookera i Gordona daje się pełną analizę propagacji rozproszonej w troposferze. Wprowadza się wektorową charakterystykę kierunkową anteny, co ułatwia matematyczne sformułowanie zagadnienia. Wyprowadza się stosunkowo proste wyrażenie dla odbieranej mocy względnej promieniowania rozproszenia. W pierwszym przybliżeniu wynik jest zgodny z doświadczeniem. Praca zakłada izotropowy charakter turbulencji i znajomość przestrzennej funkcji autokorelacji; są to jedyne założenia podstawowe.

Już dosyć dawno zauważono [1], że w zakresie częstotliwości ca 100—4000 MHz można osiągnąć zasięg łączności radiowej, który nie da się wytłumaczyć przy pomocy klasycznej teorii dyfrakcji.

Obserwacje wskazują, że przy znacznej odległości nadajnika od odbiornika, który w ten sposób znajduje się w obszarze „cienia” daleko za horyzontem, natężenie sygnałów odbieranych jest stosunkowo duże (w porównaniu z tym co przewiduje teoria dyfrakcji), lecz podlega szybkim i głębokim zanikom. Uwzględniając te cechy wysunięto hipotezę mechanizmu rozproszeniowego tego rodzaju propagacji. Booker i Gordon [2], postulując przypadkowe niejednorodności troposfery, pierwsi dali ujęcie matematyczne propagacji fal radiowych w tych warunkach. Celem tej pracy jest rozwinięcie teorii Bookera i Gordona i doprowadzenie wyników do postaci umożliwiającej wyciągnięcie odpowiednich wniosków praktycznych.

Przypadkowe niejednorodności troposfery ze względu na ich charakter ujmujemy statystycznie poprzez trójwymiarową funkcję autokorelacji. W pierwszym przybliżeniu zakładamy, że turbulencja jest izotropowa. W [2] udowadnia się, że dla promieniowania rozproszonego potencjał Hertza \overline{II} wyraża się wzorem

$$\bar{\Pi} = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int_v \frac{\Delta\epsilon\left(\bar{r}', t - \frac{R'}{c}\right)}{R'} \bar{E}_0\left(\bar{r}', t - \frac{R'}{c}\right) d\bar{r}' \quad (1)$$

gdzie ϵ_0 uśredniona przenikalność dielektryczna środowiska $\Delta\epsilon$ reprezentuje przypadkowe zmiany przenikalności dielektrycznej, zaś \bar{E}_0 jest polem elektrycznym, które istniałoby, gdyby środowisko było jednorodne o przenikalności dielektrycznej ϵ_0 . R' jest odległością punktu całkowania \bar{r}' od punktu pola \bar{r} . Zakładając, że fala jest monochromatyczna i że $\Delta\epsilon$ zmienia się dostatecznie powolnie w czasie (w stosunku do czasu $R':c$), możemy napisać

$$\bar{\Pi} = \frac{e^{j\omega t}}{4\pi} \int_v \frac{\Delta\epsilon(\bar{r}', t)}{\epsilon_0} \bar{E}_0(\bar{r}') \frac{e^{-j\beta R'}}{R'} d\bar{r}'$$

gdzie

$$\beta = \frac{\omega}{c} = \frac{2\pi}{\lambda}$$

$\bar{E}_0(\bar{r}')$ możemy napisać w postaci:

$$\bar{E}_0(\bar{r}') = V_0 \frac{e^{-j\beta R'_0}}{R'_0} \bar{g}_0(\Omega_s)$$

gdzie V_0 napięcie zasilające antenę nadawczą, zaś $\bar{g}_0(\Omega_s)$ jest charakterystyką anteny w funkcji kątowych współrzędnych kulistych, symbolicznie oznaczonych przez Ω_s . Ponieważ w dużej odległości od źródła wektory pola są prostopadłe do kierunku propagacji, mamy $\bar{g}_0(\Omega_s) \cdot \bar{l}_s = 0$, gdzie \bar{l}_s jest jednostkowym wektorem skierowanym od źródła do punktu \bar{r}' . Wektor Hertza przybiera więc postać:

$$\bar{\Pi}(\bar{r}, t) = V_0 \frac{e^{j\omega t}}{4\pi} \int_v \frac{\Delta\epsilon(\bar{r}', t)}{\epsilon_0} \frac{e^{-j\beta(R'_0 + R')}}{R'_0 R'} \bar{g}_0(\Omega_s) d\bar{r}' \quad (2)$$

Rysunek 1 daje obraz badanego zjawiska. Nadajnik znajduje się w S , odbiornik w punkcie P o współrzędnych \bar{r} , podczas gdy zmienny punkt całkowania Q jest umieszczony w \bar{r}' . Objętość całkowania rozciąga się na obszar w kształcie V nad płaszczyznami horyzontów nadajnika i odbiornika. Powyższa aproksymacja jest usprawiedliwiona przez fakt szybkiego zaniku pola (dyfrakcyjnego) po drugiej stronie horyzontu; pozwala to pominąć udział w radiacji rozproszenia przestrzeni zewnętrznej względem V .

Korzystając z zależności

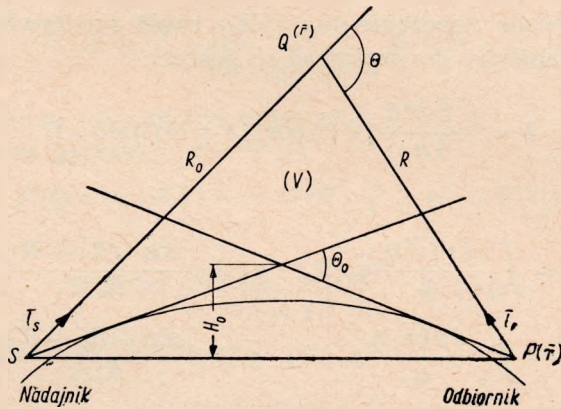
$$\bar{E} = \nabla \cdot \nabla \cdot \bar{\Pi}$$

i pomijając człony rzędu $O\left(\frac{1}{R^2}\right)$ i wyższe, otrzymujemy następujące wyrażenie dla pola elektrycznego promieniowania rozproszonego:

$$\bar{E} = -e^{j\omega t} \frac{\beta^2 V_0}{4\pi} \int_v \frac{\Delta \varepsilon(\bar{r}', t)}{\varepsilon_0} [\bar{l}_r \cdot (\bar{l}_r \cdot \bar{g}_0)] \frac{e^{-j\beta(R'_0 + R')}}{R'_0 R'} d\bar{r}'$$

gdzie \bar{l}_r to wektor jednostkowy skierowany wzdłuż PQ (patrz rys. 1).

Ponieważ wygodniej jest operować wielkościami skalarnymi niż wektorowymi, obliczmy prąd płynący w obwodzie anteny odbiorczej, odpo-



Rys. 1

wiednio obciążonej. Można łatwo udowodnić [3], że prąd w obciążeniu równym oporowi promieniowania anteny, która znajduje się w polu elektromagnetycznym, wyraża się wzorem

$$I_1 = j \frac{2\pi}{\beta Z_0} \bar{E} \cdot \bar{g}(\Omega_R)$$

gdzie $\bar{g}(\Omega_R)$ — wektorowa charakterystyka anteny odbiorczej, zaś Z_0 to impedancja zewnętrzna środowiska. Uwzględniając zależność $\bar{l}_r \cdot \bar{g}(\Omega_R) = 0$, możemy więc następująco wyrazić prąd I_1 , wywołany przez promieniowanie rozproszone

$$I_1 = j \frac{V_0 \beta e^{j\omega t}}{2 Z_0} \int \frac{\Delta \varepsilon(\bar{r}', t)}{\varepsilon_0} [\bar{g}_0(\Omega_s) \cdot \bar{g}(\Omega_R)] \frac{e^{-j\beta(R'_0 + R')}}{R'_0 R'} d\bar{r}'$$

Gdyby anteny nadawcza i odbiorcza były umieszczone w próżni, prąd w obciążeniu byłby równy

$$I_{10} = j \frac{2\pi}{\beta Z_0} V_0 e^{j\omega t} - \frac{e^{-j\beta d}}{d} \bar{g}_0(0) \cdot \bar{g}(0)$$

gdzie $g_0(0)$ i $g(0)$ są wartościami g_0 i g w kierunku SP i które można przyjąć dowolnie jako równe jedności. Niech I_{10}^{SK} będzie wartością skuteczną prądu I_{10} , wówczas możemy określić prąd I .

$$I = \frac{I_1}{I_{10}^{SK}}$$

który w pełni charakteryzuje działanie promieniowania rozproszonego w badanym punkcie P . Mamy więc ostatecznie

$$I = \frac{\sqrt{2} \beta^2 d e^{j\omega t}}{4\pi} \int \frac{\Delta \varepsilon(\bar{r}', t)}{\varepsilon_0} [\bar{g}_0(\Omega_s) \cdot \bar{g}(\Omega_R)] \frac{e^{-j\beta(R'_0 + R')}}{R'_0 R'} \bar{d}r' \quad (3)$$

Ponieważ fizyczne znaczenie ma tylko część rzeczywista (lub urojona) wzoru (3), możemy go przepisać w postaci:

$$I = \frac{\sqrt{2} \beta^2 d}{4\pi} [\Psi(t) \cos \omega t + \Phi(t) \sin \omega t] \quad (4)$$

gdzie:

$$\Psi(t) = \int_v \frac{\Delta \varepsilon(\bar{r}', t)}{\varepsilon_0} \bar{g}_0(\Omega_s) \cdot \bar{g}(\Omega_R) \frac{\cos \beta(R'_0 + R')}{R'_0 R'} \bar{d}r' \quad (5a)$$

$$\Phi(t) = \int_v \frac{\Delta \varepsilon(\bar{r}', t)}{\varepsilon_0} \bar{g}_0(\Omega_s) \cdot \bar{g}(\Omega_R) \frac{\sin \beta(R'_0 + R')}{R'_0 R'} \bar{d}r' \quad (5b)$$

Otóż $\Psi(t)$ i $\Phi(t)$ są przypadkowymi zmiennymi w czasie, ponieważ zależą one od $\Delta \varepsilon$, która sama jest zmienną przypadkową w czasie. Biorąc pod uwagę kształt równań (5a) i (5b) możemy $\Psi(t)$ i $\Phi(t)$ traktować jako nieskończone sumy zmiennej przypadkowej $\Delta \varepsilon$ i zastosować do nich twierdzenie graniczne [4] rachunku prawdopodobieństwa. Twierdzenie to brzmi: liniowa kombinacja niezależnych zmiennych przypadkowych, spełniających pewne, zresztą dosyć ogólne, warunki rozkładu, zbliża się asymptotycznie do rozkładu normalnego. Pozwala to rozpatrywać $\Psi(t)$ i $\Phi(t)$ jako zmienne o rozkładzie gaussowskim.

Powyższy rezultat jest ważny przy założeniu niezależności zmiennych. W naszym przypadku jednak zmienność czasowa $\Delta \varepsilon$, np. w punkcie \bar{r}' niekoniecznie jest niezależna od zmienności czasowej $\Delta \varepsilon$ w dostatecznie bliskim punkcie \bar{r}'' . Mimo to łatwo można udowodnić, że otrzymany rezultat jest nadal słuszny. W tym celu rozpatrzmy objętość całkowania V .

Założmy, że zmienności czasowe $\Delta \varepsilon$ w 2 punktach, których odległość wzajemna jest równa lub większa od l (skala turbulencji) są niezależne.

leżne. Wówczas przyjmując, że wymiary liniowe objętości całkowania są o wiele większe od l , możemy zbiór wszystkich punktów \bar{r} podzielić na podzbiory, z których każdy zawiera wielkości nieskorelowane, a więc spełniające warunek twierdzenia granicznego. Udziały tych podzbiorów w $\Psi(t)$ i $\Phi(t)$ są więc gaussowskie. Pamiętając, że suma zmiennych gaussowskich jest nadal gaussowska niezależnie od stopnia ich korelacji, widzimy, że sformułowany wyżej wniosek o normalnym rozkładzie $\Psi(t)$ i $\Phi(t)$ jest w pełni uzasadniony.

Zakładając, że uśrednienie czasowe $\Delta\varepsilon$ jest zerem dla wszystkich \bar{r} , możemy napisać:

$$\langle \Psi(t) \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \Psi(t) dt = 0$$

$$\langle \Phi(t) \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \Phi(t) dt = 0$$

gdzie $\langle \rangle$ oznacza uśrednienie czasowe.

Obliczmy teraz dyspersję dla $\Psi(t)$

$$D \Psi(t) = \langle [\Psi(t) - \langle \Psi(t) \rangle]^2 \rangle = \langle \Psi^2(t) \rangle$$

zaś

$$\langle \Psi^2(t) \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \Psi^2(t) dt$$

Uwzględniając wzór (5a), mamy:

$$\langle \Psi^2(t) \rangle = \iint \left\langle \frac{\Delta\varepsilon(\bar{r}, t)}{\varepsilon_0} \frac{\Delta\varepsilon(\bar{r}', t)}{\varepsilon_0} \right\rangle \left\{ (\bar{g}_0 \cdot \bar{g}) (\bar{g}'_0 \cdot \bar{g}') \frac{\cos \beta (R_0 + R)}{R_0 R} \frac{\cos \beta (R'_0 + R')}{R'_0 R'} d\bar{r} d\bar{r}' \right\} \quad (6)$$

Otóż

$$\left\langle \frac{\Delta\varepsilon(\bar{r}, t)}{\varepsilon_0} \frac{\Delta\varepsilon(\bar{r}', t)}{\varepsilon_0} \right\rangle = m(\bar{r}, \bar{r}')$$

jest funkcją korelacji przestrzennej dla $\Delta\varepsilon$. Dlatego też $m(\bar{r}, \bar{r}')$ można traktować jako funkcję $\bar{r} - \bar{r}'$.

Niezależnie od funkcjonalnej postaci $m(\bar{r} - \bar{r}'')$, która może się zmieniać w objętości V , praktycznie można uważać, że $m(\bar{r} - \bar{r}') = 0$ dla $|\bar{r} - \bar{r}'| > l$. Ze względu na tę własność $m(\bar{r} - \bar{r}')$, główny udział w całkowaniu równ. (6) ma miejsce, gdy r i r' są w odległościach mniejszych od l . W tych warunkach przyjmujemy z dostateczną dokładnością

$$\bar{g}_0 \cdot \bar{g} \cong \bar{g}'_0 \cdot \bar{g}' \quad \text{oraz} \quad R_0 \cong R'_0 \quad \text{i} \quad R \cong R'$$

Pozwala to napisać równanie (6) w postaci

$$\langle \Psi^2(t) \rangle = \int \int m(\bar{r} - \bar{r}') \frac{(\bar{g}_0 \cdot \bar{g})^2}{R_0^2 R^2} \cos \beta(R_0 + R) \cos \beta(R'_0 + R') \overline{d\bar{r} d\bar{r}'} = K_1 + K_2 \quad (7)$$

gdzie:

$$\begin{aligned} K_1 &= \frac{1}{2} \int \int m(\bar{r} - \bar{r}') \frac{(\bar{g}_0 \cdot \bar{g})^2}{R_0^2 R^2} \cos(R_0 - R'_0 + R - \bar{R}) \overline{d\bar{r} d\bar{r}'} \\ &= \operatorname{Re} \frac{1}{2} \int \int m(\bar{r} - \bar{r}') \frac{(\bar{g}_0 \cdot \bar{g})^2}{R_0^2 R^2} e^{i\beta(R_0 - R'_0 + R - \bar{R})} \overline{d\bar{r} d\bar{r}'} \end{aligned} \quad (8a)$$

$$\begin{aligned} K_2 &= \frac{1}{2} \int \int m(\bar{r} - \bar{r}') \frac{(\bar{g}_0 \cdot \bar{g})^2}{R_0^2 R^2} \cos(R_0 + R'_0 + R + R') \overline{d\bar{r} d\bar{r}'} \\ &= \operatorname{Re} \frac{1}{2} \int \int m(\bar{r} - \bar{r}') \frac{(\bar{g}_0 \cdot \bar{g})^2}{R_0^2 R^2} e^{i\beta(R_0 + R'_0 + R + R')} \overline{d\bar{r} d\bar{r}'} \end{aligned} \quad (8b)$$

Korzystając ponownie z tego, że główny udział w całkowaniu ma miejsce, gdy \bar{r} bliskie \bar{r}' , możemy w tak ograniczonym przedziale traktować falę jako płaską.

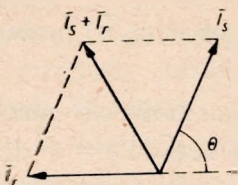
Wprowadzając wektor jednostkowy \bar{l}_s skierowany od S do Q i wektor jednostkowy \bar{l}_r skierowany od P do Q (rys. 1), możemy napisać:

$$\begin{aligned} e^{i\beta R_0} &\cong e^{i\beta \bar{l}_s \cdot \bar{r}}; & e^{-i\beta R'_0} &\cong e^{-i\beta \bar{l}_s \cdot \bar{r}'} \\ e^{i\beta R} &\cong e^{i\beta \bar{l}_r \cdot \bar{r}}; & e^{-i\beta R'} &\cong e^{-i\beta \bar{l}_r \cdot \bar{r}'} \end{aligned}$$

Podstawiając do (8a) otrzymujemy

$$K_1 = \operatorname{Re} \frac{1}{2} \int \int m(\bar{r} - \bar{r}') \frac{(\bar{g}_0 \cdot \bar{g})^2}{R_0^2 R^2} e^{i\beta(\bar{l}_s + \bar{l}_r) \cdot (\bar{r} - \bar{r}')} \overline{d\bar{r} d\bar{r}'}$$

Z rysunku 2 widzimy, że wektor $\bar{\gamma} = \beta(\bar{l}_s + \bar{l}_r)$ ma wartość bezwzględną



Rys. 2

$$|\bar{\gamma}| = 2\beta \sin \frac{\theta}{2}$$

gdzie θ kąt rozproszenia. Stąd

$$|\bar{l}_s + \bar{l}_r| = 2 \sin \frac{\theta}{2}$$

Wprowadzamy nową zmienną $\varrho = \bar{r} - \bar{r}'$, a ponieważ $m(\varrho)$ dąży do zera, gdy $|\varrho| \geq l$, możemy formalnie rozszerzyć całkowanie względem ϱ na całą przestrzeń. Daje to

$$K_1 = \operatorname{Re} \frac{1}{2} \int_v \frac{(\bar{g}_0 \cdot \bar{g})^2}{R_0^2 R^2} \left\{ \int m(\bar{\varrho}) e^{j\gamma \cdot \bar{\varrho}} d\bar{\varrho} \right\} d\bar{r} \quad (9)$$

Wewnętrzna całka jest funkcją \bar{r} , ponieważ zawiera kąt rozproszenia, który zależy od \bar{r} .

Przyjmujemy za Bookerem i Gordonem [2] następującą funkcjonalną postać dla $m(\bar{\varrho})$:

$$m(\bar{\varrho}) = m(0) e^{-\frac{\varrho}{l}} \quad (10)$$

gdzie $\varrho = |\bar{\varrho}|$, zaś l — skala turbulencji. Możemy teraz obliczyć całkę

$$\sigma(\theta) = \int m(\bar{\varrho}) e^{j\gamma \cdot \bar{\varrho}} d\bar{\varrho}$$

Obieramy współrzędne kuliste ϱ , φ i a , gdzie a kąt elewacyjny mierzony względem kierunku γ . Wówczas $\gamma \cdot \bar{\varrho} = \gamma \varrho \cos a$ i

$$\sigma(\theta) = \int_0^\infty \int_0^{2\pi} \int_0^\pi m(0) e^{-\frac{\varrho}{l}} e^{j\gamma \varrho \cos a} \varrho^2 \sin a \, da \, d\varphi \, d\varrho$$

Bezpośrednie całkowanie daje [5]:

$$\begin{aligned} \sigma &= 2\pi m(0) \int_0^\infty \varrho e^{-\frac{\varrho}{l}} \left\{ \int_{-1}^1 e^{j\gamma \varrho \cos a} d \cos a \right\} d\varrho \\ &= 4\pi m(0) \int_0^\infty \frac{\varrho e^{-\frac{\varrho}{l}}}{\gamma} \sin \gamma \varrho \, d\varrho = 8\pi l^3 m(0) \frac{1}{[1 + (\gamma l)^2]^2} \end{aligned} \quad (11)$$

Gdy $\gamma l > 1$, widzimy, że w pierwszym przybliżeniu

$$\sigma(\theta) \sim \left(2\beta \sin \frac{\theta}{2} \right)^{-4} \cong (\beta \theta)^{-4} \quad (12)$$

gdyż θ jest na ogół małe.

W ten sposób wyrażenie dla całki K_1 z równania (9) przyjmuje postać

$$K_1 = \frac{1}{2} \int_v \frac{(\bar{g}_0 \cdot \bar{g})^2}{R_0^2 R^2} \sigma(\theta) d\bar{r} \quad (13)$$

Przejdźmy teraz do wyznaczenia całki K_2 z równania (8b). Możemy ją napisać w postaci:

$$K_2 = \operatorname{Re} \frac{1}{2} \int \int m(\bar{r} - \bar{r}') \frac{(\bar{g}_0 \cdot \bar{g})^2}{R_0^2 R^2} e^{j\beta(R'_0 - R_0 + R' - R) + j2\beta(R_0 + R)} d\bar{r} d\bar{r}'$$

Rozumując podobnie jak przy obliczaniu całki K_1 dochodzimy do następującego wyrażenia:

$$K_2 = \frac{1}{2} \int \frac{(\bar{g}_0 \cdot \bar{g})^2}{R_0^2 R^2} \sigma(\theta) e^{i2\beta(R_0+R)} \bar{d}r \quad (14)$$

Porównując (14) z (13) i biorąc pod uwagę, że

$$\frac{(\bar{g}_0 \cdot \bar{g})^2}{R_0^2 R^2} \sigma(\theta)$$

jest powoli zmieniającą się funkcją w porównaniu z funkcją wykładniczą, możemy pominąć K_2 w porównaniu z K_1 .

Dochodzimy więc do wniosku, że

$$\langle \Psi^2(t) \rangle \cong K_1 = \frac{1}{2} \int_v \frac{(\bar{g}_0 \cdot \bar{g})^2}{R_0^2 R^2} \sigma(\theta) \bar{d}r \quad (15)$$

Podobnie można wykazać, że

$$\langle \Phi^2(t) \rangle \cong K_1 \quad (16)$$

A więc dyspersje dla $\Psi(t)$ i $\Phi(t)$ są równe.

Z równań (4), (15) i (16) wynika, że uśredniona względna moc odbierana $\langle I^2 \rangle$ jest proporcjonalna do

$$\beta^4 \int_v \frac{(\bar{g}_0 \cdot \bar{g})^2}{R_0^2 R^2} \sigma(\theta) \bar{d}r$$

Uwzględniając równanie (12) stwierdzamy, że $\langle I^2 \rangle$ jest niezależne od częstotliwości. Szereg wykonanych pomiarów (patrz np. [6]) wskazuje, że rzeczywiście uśredniony sygnał rozproszony bardzo mało zmienia się z częstotliwością w zakresie ca 100—2000 MHz. Widzimy więc, że nasze założenia, a w szczególności równanie (10), przynajmniej z grubsza są zgodne z doświadczeniem.

Obliczmy teraz współczynnik korelacji dla $\Psi(t)$ i $\Phi(t)$, określony jako [4]

$$R(\Psi, \Phi) = \frac{\langle (\Psi - \langle \Psi \rangle)(\Phi - \langle \Phi \rangle) \rangle}{\sqrt{D\Psi D\Phi}}$$

W naszym przypadku

$$\begin{aligned} \langle \Psi \rangle &= \langle \Phi \rangle = 0 \\ D\Psi &= D\Phi = \langle \Psi^2 \rangle \end{aligned}$$

co daje

$$k(\Psi, \Phi) = \frac{\langle \Psi(t)\Phi(t) \rangle}{\langle \Psi^2(t) \rangle} \quad (17)$$

Podstawiając do wzoru (17) wzory (5a) i (5b), otrzymujemy:

$$k(\Psi, \Phi) = \frac{1}{\langle \Psi^2 \rangle} \int \int m(\bar{r} - \bar{r}') (\bar{g}_0 \cdot \bar{g}) (\bar{g}'_0 \cdot \bar{g}') \frac{\sin \beta(R_0 + R) \cos \beta(R'_0 + R')}{R_0 R R'_0 R'} \bar{d}\bar{r} \bar{d}\bar{r}'$$

lub

$$k(\Psi, \Phi) = \frac{1}{2 \langle \Psi^2 \rangle} \int \int m(\bar{r} - \bar{r}') \frac{(\bar{g}_0 \cdot \bar{g})(\bar{g}'_0 \cdot \bar{g}')}{R_0 R R'_0 R'} \{ \sin \beta(R_0 - R'_0 + R - R') + \sin \beta(R_0 + R'_0 + R + R') \} \bar{d}\bar{r} \bar{d}\bar{r}' \quad (18)$$

Pierwszą z tych całek można napisać w postaci

$$Im \frac{1}{2 \langle \Psi^2 \rangle} \int \int m(\bar{r} - \bar{r}') \frac{(\bar{g}_0 \cdot \bar{g})(\bar{g}'_0 \cdot \bar{g}')}{R_0 R R'_0 R'} e^{i\beta(R_0 - R'_0 + R - R')} \bar{d}\bar{r} \bar{d}\bar{r}'$$

Całka tu występująca jest uśrednieniem czasowym iloczynu całki

$$\int \frac{\Delta \varepsilon(\bar{r}, t)}{\varepsilon_0} \frac{\bar{g}_0 \cdot \bar{g}}{R_0 R} e^{i\beta(R_0 + R)} \bar{d}\bar{r}$$

i jej zespolonej sprzężonej. Oczywiście wyrażenie, które się otrzymuje, jest rzeczywiste i jej część urojona jest równa zero.

Drugą część prawej strony równania (18) przyjmujemy również jako równą zero, gdyż wartość całki jest znikoma w porównaniu z $\langle \Psi^2 \rangle$. Oznacza to, że $k(\Psi, \Phi) \cong 0$ i możemy rozpatrywać $\Psi(t)$ oraz $\Phi(t)$ jako niezależne zmienne o rozkładzie normalnym.

W tych warunkach rozkład łączny będzie:

$$\frac{1}{2\pi \langle \Psi^2 \rangle} e^{-\frac{\Psi^2 + \Phi^2}{2 \langle \Psi^2 \rangle}} d\Psi d\Phi$$

Niech

$$\Psi = A \cos a$$

$$\Phi = B \sin a$$

$$d\Psi d\Phi = A dA da$$

gdzie:

$$A = \sqrt{\Psi^2 + \Phi^2}$$

jest obwiednią odbieranego sygnału; wówczas funkcja gęstości prawdopodobieństwa dla A będzie (po scałkowaniu względem a):

$$\frac{A}{\langle \Psi^2 \rangle} e^{-\frac{A^2}{2 \langle \Psi^2 \rangle}} dA$$

czyli mamy typowy rozkład Reyleigha dla obwiedni sygnału.

Po detektorze kwadratowym powinno to dać

$$\frac{1}{\langle \Psi^2 \rangle} e^{-\frac{P}{\langle \Psi^2 \rangle}} dP$$

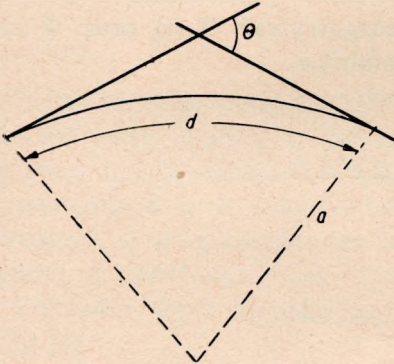
przyjmując:

$$P = \frac{C^2}{2}$$

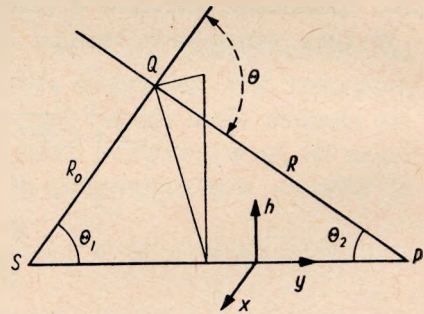
Przejdźmy teraz do obliczenia mocy odbieranej. Z definicji I w równaniu (3) wynika, że uśredniona względna moc promieniowania rozproszonego jest proporcjonalna do $\langle I^2 \rangle$. Korzystając z równań (3), (15) i (16) mamy

$$\langle I^2 \rangle = \frac{\beta^4 d^2}{16 \pi^2} \int \frac{(\bar{g}_0 \cdot \bar{g})^2}{R_0^2 R^2} \sigma(\theta) \bar{d}r \quad (19)$$

gdzie $\sigma(\theta)$ wyraża się wzorem (11). Uwzględniając okoliczność, że na ogół dla zakresu stosowanych częstotliwości $\frac{l}{\lambda} \gg 1$ możemy zastąpić $\sin \theta/2$ przez $\theta/2$. Z rysunku 3 widać, że θ jest rzędu d/a , gdzie d jest w przybliżeniu odległością odbiornika od nadajnika, zaś a skutecznym promieniem ziemi (= $4/3$ promienia rzeczywistego dla atmosfery stan-



Rys. 3



Rys. 4

dardowej). Oczywiście ta wielkość jest dostatecznie mała, aby usprawiedliwić wyżej zrobione uproszczenie. A więc dla małego kąta rozproszenia

$$\sigma(\theta) = \frac{8 \pi l^3 m(0)}{[1 + (\beta l \theta)^2]^2}$$

$$\langle I^2 \rangle = \frac{m(0) l^3 \beta^4 d^2}{2 \pi} \int_v \frac{(\bar{g}_0 \cdot \bar{g})^2}{R_0^2 R^2} \frac{\bar{d}r}{[1 + (\beta l \theta)^2]^2} \quad (20)$$

Całka w równaniu (20) rozciąga się na objętość V , ograniczoną płaszczyznami stycznymi do powierzchni ziemi w punktach S i P . W wierzchołku V umieszczamy początek prostokątnego układu współrzędnych (patrz rys. 4). Współrzędną wysokościową jest z ; jednak często jest wygodnie mierzyć wysokość h od płaszczyzny poziomej zawierającej cięciwę SP . Z rysunku 4 wynika, że dla małych wartości Θ

$$\theta = \theta_1 + \theta_2 \cong \sqrt{x^2 + h^2} \left(\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R} \right) \cong \frac{d \sqrt{x^2 + h^2}}{R_0 R}$$

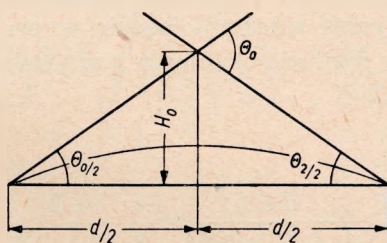
Pozwala to napisać równanie (20) w postaci

$$\langle I^2 \rangle = \frac{m(0) l^3 \beta^4 d^2}{2\pi} \int_v \frac{(\bar{g}_0 \cdot \bar{g})^2}{R_0^2 R^2} \frac{\bar{d}r}{\left[1 + \frac{d^2 \beta^2 l^2 (x^2 + h^2)}{R_0^2 R^2} \right]^2} \quad (21)$$

Dla $\beta l \Theta > 1$ całka ta stosunkowo szybko zanika, gdy (x) i h rosną. Ponieważ w przybliżeniu $R_0 + R \cong d$, wartości R_0 i R , które w głównej mierze wyznaczają wielkość całki (20), można podać w postaci

$$R_0 = \frac{d}{2} + y \quad R = \frac{d}{2} - y \quad (\text{rys. 5})$$

Jako granice całkowania mamy więc



Rys. 5

$$-\frac{d}{2} \leq y \leq \frac{d}{2}$$

$$h_0(y) \leq h \leq \infty$$

$$-\infty \leq x \leq \infty$$

gdzie $h_0(y)$ jest liniową funkcją y i ma wartość H_0 dla $y = 0$ (rys. 5).

Korzystając nadal z założenia, że kąt rozproszenia jest mały, mamy

$$H_0 \cong \frac{d}{2} \frac{\theta_0}{2} = \frac{d^2}{4a}$$

$$h_0(y) = H_0 + \frac{\theta_0}{2} |y| = \frac{d^2}{4a} + \frac{d}{2a} |y|$$

Ostatecznie moc rozproszonego sygnału wyraża się całką

$$\langle I^2 \rangle = \frac{m(0) l^3 \beta^4 d^2}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{h_0(y)}^{\infty} \int_{-d/2}^{d/2} \frac{(\bar{g}_0 \cdot \bar{g})^2}{R_0^2 R^2} \frac{dx dh dy}{\left[1 + \frac{d^2 \beta^2 l^2 (x^2 + h^2)}{R_0^2 R^2}\right]^2} \quad (22)$$

Wprowadzając nowe współrzędne:

$$\xi = \frac{\beta l d}{R_0 R} x$$

$$\zeta = \frac{\beta l d}{R_0 R} h$$

mamy zamiast (22)

$$\langle I^2 \rangle = \frac{m(0) \beta^2 l}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{\frac{\beta l d}{R_0 R} h_0(y)}^{\infty} \int_{-d/2}^{d/2} (\bar{g}_0 \cdot \bar{g})^2 \frac{d\xi d\zeta dy}{(1 + \xi^2 + \zeta^2)^2} \quad (23)$$

Ze względu na szybki zanik funkcji podcałkowej ze zmianą (x) i h (lub ξ i ζ) możemy uważać $(\bar{g}_0 \cdot \bar{g}) = 1$ w głównym obszarze całkowania. Należy sądzić, że powyższe założenie będzie w praktyce spełnione zawsze, chyba że będziemy mieli do czynienia z antenami o nadzwyczaj dużej kierunkowości.

Otóż (patrz np. [5]):

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{d\xi}{(1 + \zeta^2 + \xi^2)^2} = \frac{\pi}{2} \frac{1}{(1 + \zeta^2)^{3/2}}$$

$$\int_{\frac{\beta l d}{R_0 R} h_0(y)}^{\infty} \frac{d\zeta}{(1 + \zeta^2)^{3/2}} = 1 - \frac{\zeta_0(y)}{\sqrt{1 + \zeta_0^2(y)}}$$

gdzie:

$$\zeta_0(y) = \frac{\beta l d}{R_0 R} h_0(y) \cong \frac{\beta l d}{R_0 R} \left[\frac{d^2}{4a} + \frac{d}{2a} |y| \right]$$

Podstawiając powyższe wyniki do (23) otrzymujemy:

$$\langle I^2 \rangle = \frac{m(0) \beta^2 l}{4} \int_{-d/2}^{d/2} \left[1 - \frac{\zeta(y)}{\sqrt{1 + \zeta_0^2(y)}} \right] dy \quad (24)$$

Wprowadzamy nową zmienną

$$\eta = \frac{y}{d/2}$$

Wówczas

$$\zeta_0(y) = \frac{\beta l d}{a(1 - |y|)}$$

$$\left(\frac{d}{2}\right) d \eta = dy$$

uwzględniając związek

$$R_0 R \cong \left(\frac{d}{2} - y\right) \left(\frac{d}{2} + y\right) = \frac{d^2}{4} - y^2$$

Ponieważ $\zeta_0(y)$ jest bardzo duże ze względu na założenie

$$\left(\frac{\beta l d}{a}\right)^2 \gg 1$$

możemy funkcję podcałkową rozwinąć na szereg potęgowy względem

$$\zeta_0^{-2}(y)$$

$$\langle I^2 \rangle = \frac{m(0) \beta^2 l d}{4} \int_0^1 \left(\frac{1}{2 \zeta_0^2} - \frac{3}{8 \zeta_0^4} + \frac{15}{16 \zeta_0^6} - \dots \right) d \eta$$

$$= \frac{m(0) \beta^2 l d}{4} \int_0^1 \left[\frac{(1-\eta)^2}{2 \left(\frac{\beta l d}{a}\right)^2} - \frac{3(1-\eta)^4}{8 \left(\frac{\beta l d}{a}\right)^4} + \frac{5(1-\eta)^6}{16 \left(\frac{\beta l d}{a}\right)^6} - \dots \right] d \eta$$

Po scałkowaniu otrzymujemy

$$\langle I^2 \rangle = \frac{m(0) \beta^2 l d}{4} \left[\frac{1}{6 \left(\frac{\beta l d}{a}\right)^2} - \frac{3}{40 \left(\frac{\beta l d}{a}\right)^4} + \dots \right] \quad (25)$$

Korzystając nadal z założenia $\left(\frac{\beta l d}{a}\right)^2 \gg 1$, widzimy, że szereg (25) jest szybkozbieżny i to pozwala w pierwszym przybliżeniu ograniczyć się do pierwszego człona.

W ten sposób dochodzimy do ostatecznego wyniku

$$\langle I^2 \rangle = \frac{m(0) a^2}{24 l d} \quad (26)$$

Wynik ten potwierdza całkowicie niezależność odbieranej mocy sygnału od częstotliwości i, przynajmniej w pierwszym przybliżeniu, daje ilościowe wyjaśnienie zjawiska nadspodziewanie dobrego odbioru w dużej odległości w oparciu o rozproszenie w troposferze. Szybkie i głębokie zaniki są oczywiście wynikiem naturalnych zmian turbulencyjnych.

WYKAZ LITERATURY

- 1 *Katzin M., Bauchman R. W., Binian W.*: 3 and 9 centimeter propagation in low ocean ducts. PIRE, Vol. 35, s. 891, 1947.
- 2 *Booker H. G., Gordon W. E.*: A theory of radio scattering in the troposphere. PIRE, Vol. 38, s. 401, 1950.
- 3 *Szulkin P.* O pewnych własnościach kierunkowych anten odbiorczych. Przegląd Telekomunikacyjny Nr 3 1959.
- 4 *Gniedienko B. W.*: Kurs teorii wierojatnośkiej. Moskwa 1950.
- 5 *Timofiejew A. F.*: Integrowanie funkcji. Moskwa 1948.
- 6 *Bullington K.*: Radio transmission beyond the horizon in the 40 to 4000 Mc band. PIRE, Vol. 41, s. 132, 1953.

II. Шулькин

ТЕОРИЯ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН РАССЕЯННЫХ В ТРОПОСФЕРЕ

Резюме

Развивая работы Букера и Гордона, в статье дается полный анализ распространения волн рассеянных в тропосфере. Введена векторная характеристика направленности антенны для облегчения математической формулировки вопроса. Выведено довольно простое выражение для принимаемой относительной мощности рассеянного излучения. В первом приближении результат согласен с экспериментальными данными. В работе предполагается изотропный характер турбулентности и то, что пространственная функция автокорреляции известна; это единственные основные предпосылки.

P. Szulkin

THEORY OF SCATTER PROPAGATION OF RADIO WAVES IN THE TROPOSPHERE

Summary

As a continuation of the research work due to Booker and Gordon a complete analysis of the scatter tropospheric propagation is given. Introduction of a vector directivity pattern of the antenna simplifies the mathematical statement of the problem. A derived, rather simple expression for the relative received power in case of scatter propagation is consistent, within a first approximation, with experimental results. The only assumptions made, were: isotropic character of the turbulence and the knowledge of the space autocorrelation function.

P. Szulkin

THÉORIE DE LA PROPAGATION PAR DIFFUSION DES ONDES
RADIOÉLECTRIQUES DANS LA TROPOSPHÈRE

Résumé

Comme suite aux travaux de Booker et Gordon on donne une analyse complète de la propagation par diffusion dans la troposphère. L'introduction d'un diagramme vectoriel de directivité de l'antenne simplifie la formulation mathématique du problème. Est dérivée une expression, assez simple, pour la puissance relative reçue dans le cas de la propagation par diffusion, conforme à la première approximation aux résultats expérimentaux. Les seules suppositions admises sont les suivantes: le caractère isotrope de la turbulence et la connaissance de la fonction d'autocorrélation d'espace.

P. Szulkin

THEORIE DER STREUSTRABLUNG VON ELEKTROMAGNETISCHEN WELLEN
IN DER TROPOSPHÄRE

Zusammenfassung

Es wird in Anschluss an die Beiträge von Booker und Gordon eine vollständige Analyse der troposphärischen Streustrahlung gegeben. Die Einführung der vektoriellen Richtcharakteristik der Antenne erleichtert die mathematische Formulierung des Problems. Es wird ein verhältnismässig einfacher Ausdruck für die empfangene relative Leistung bei Streustrahlung abgeleitet, der in erster Annäherung mit experimentellen Ergebnissen übereinstimmt. Die einzigen zugrunde gelegten Voraussetzungen sind: Isotropie der Turbulenz und die Kenntnis der räumlicher Autokorrelationsfunktion.

MICHAŁ NOWICKI

621.317.7:319.2

STATYSTYCZNA ANALIZA PRZEBIEGÓW WAHLIWYCH METODY I URZĄDZENIA

Rękopis dostarczono do IL. 20.11.1958

Statystyka matematyczna znajduje obecnie coraz szersze zastosowania w technice. Statystyczne metody pomiarowe przy wykorzystaniu odpowiednich przyrządów ułatwiają rozwiązanie szeregu problemów, które w inny sposób nie dają się łatwo albo wcale rozwiązać. Istnieje dzisiaj bardzo dużo przyrządów statystycznych, opartych na rozmaitych zasadach i przystosowanych do różnych celów.

W artykule są omówione statystyczne metody pomiarowe i odpowiednie urządzenia przeznaczone do statystycznego analizowania wahlowych przebiegów napięciowych. Po krótkim przypomnieniu zasadniczych wiadomości ze statystyki matematycznej podano szczegółowy przegląd przyrządów istniejących obecnie oraz przeprowadzono analizę porównawczą rozmaitych typów tych urządzeń i metod pomiarowych.

Na zakończenie jest omówiony statystyczny analizator przebiegów wahlowych, który się znajduje obecnie w budowie w Instytucie Łączności. Analizator ten, zawierający przeszło 300 lamp, będzie miał charakter uniwersalny i będzie posiadał szereg dodatkowych urządzeń, pozwalających na wnikliwe prowadzenie badań statystycznych.

1. WSTĘP

Intensywny rozwój techniki, jaki obecnie obserwujemy, pociąga za sobą wzrost wymagań dla wszelkiego rodzaju urządzeń technicznych. W związku z tym rozwija się technika pomiarowa; w celu podniesienia jej precyzji oraz rozszerzenia zakresu wykorzystywane są coraz to nowe metody i środki. Jednym z takich środków pomocniczych w technice pomiarowej, ułatwiających rozwiązanie szeregu zagadnień, jest statystyka matematyczna.

Szereg prac prowadzonych w Instytucie Łączności wymaga pomocy statystyki matematycznej. Takie zagadnienia jak analiza zaników radiowych, zakłóceń atmosferycznych, badanie szumów w systemach teletransmisyjnych z samej istoty rzeczy opierają się na metodach statystycznych. Analiza zaników radiowych posiada w praktyce duże znaczenie, gdyż stwarza możliwości właściwego projektowania i ekonomiczniejszej eksploatacji wszelkiego rodzaju linii radiowych i telewizyjnych. W związku z tym w Instytucie Łączności wyłoniła się potrzeba opraco-

wania pomiarowego urzędnictwa statystycznego, jako urzędnictwa pomocniczego do rozwiązywania szeregu problemów. Urządzenie to miałoby raczej charakter uniwersalny ze względu na możliwie szeroki zakres zastosowania.

W następnych rozdziałach niniejszego artykułu znajduje się przegląd oraz porównanie metod i urzędzeń obecnie istniejących, stosowanych do statystycznego analizowania przebiegów wahlowych. Na zakończenie podany jest krótki opis analogicznego urzędnictwa, które znajduje się obecnie w budowie w Instytucie Łączności.

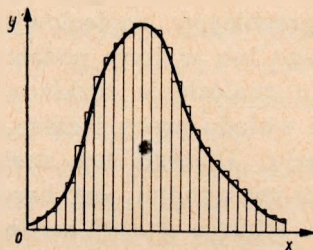
2. ZNACZENIE STATYSTYKI MATEMATYCZNEJ ORAZ SPOSOBY JEJ WYKORZYSTANIA

Statystyka matematyczna jest dziedziną wiedzy, która znajduje się jeszcze w pełni rozwoju. W ostatnim dziesięcioleciu znalazła ona szereg zastosowań w różnych dziedzinach nauki, techniki i przemysłu. Zastosowanie metod statystycznych ułatwia rozwiązanie szeregu zagadnień a niekiedy istnieją również takie problemy, które są zgoła nierozwiązalne bez pomocy statystyki matematycznej.

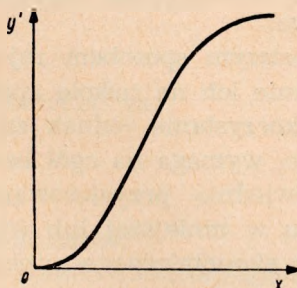
W technice statystyka matematyczna znajduje zastosowanie w szeregu dziedzinach. Oto kilka przykładów zastosowań: badanie radioaktywnego rozpadu atomów, wyznaczanie prawdopodobieństwa występowania różnych obciążeń elektrowni, określanie przeciążenia uzwojeń transformatorów przez falę udarową dla określonego dopuszczalnego procentu przypadków powstawania uszkodzeń, analizowanie zaników radiowych, szumów i zakłóceń, statystyczne badanie wahań określonych punktów charakterystyk serii lamp radiowych jednego typu, statystyczne badanie procesów zachodzących w systemach teletransmisyjnych, badanie rozkładu obciążeń wzmacniaczy grupowych w systemach wielokrotnych, statystyczna bieżąca kontrola jakości wyrobów przemysłu metalowego, tekstylnego i innych w celu natychmiastowego zużytkowania zdobytych informacji, badania statystyczne fluktuacji ciśnień atmosferycznych, ilościowa analiza statystyczna wagonów kolejowych, skrzyń, wyrobów przemysłowych w produkcji taśmowej itp.

Statystyka matematyczna opiera się na rachunku prawdopodobieństwa i ma na celu poznawanie prawidłowości ilościowych i jakościowych zachodzących w zjawiskach masowych. Jednym z głównych elementów rachunku prawdopodobieństwa jest tzw. rozkład statystyczny. Jeżeli mamy dany pewien zbiór i podzielimy go według wartości interesującej nas cechy, a charakteryzującej dany zbiór, na szereg przedziałów (klas), to otrzymamy tzw. rozkład częstości, czyli rozkład prawdopodobieństwa występowania pewnej ilości elementów w poszczególnych

przedziałach. Możemy to przedstawić wykreślnie, jak pokazano np. na rys. 1. Innym sposobem przedstawienia rozkładu prawdopodobieństwa jest tzw. dystrybuanta, przedstawiona na rys. 2, czyli rozkład sumacyjny; tutaj wartości rzędnych stanowią sumę elementów zawartych w danym przedziale i we wszystkich poniżej leżących. Znajomość roz-



Rys. 1. Rozkład prawdopodobieństwa (częstości)



Rys. 2. Dystrybuanta czyli rozkład sumacyjny

kładów statystycznych pozwala wyznaczyć ich parametry, jak np. wartość średnią i tzw. odchylenie standardowe. Analiza rozkładów statystycznych pozwala na wyciągnięcie odpowiednich wniosków, które mogą być odpowiednio wykorzystane. Statystyczne przyrządy analizujące mają na celu ułatwianie i zmechanizowanie czynności związanych z wyznaczaniem rozkładów prawdopodobieństwa i ich parametrów.

Każdy przebieg analizowanego pod względem statystycznym zjawiska, będący funkcją czasu lub przestrzeni, można zamienić za pomocą stosunkowo prostych urządzeń na przebieg czasowy napięcia elektrycznego. Statystyczne analizowanie przebiegu napięcia elektrycznego jest najdogodniejszą formą analizowania zjawisk, przeto większość urządzeń, stosowanych do tego celu, opiera się właśnie na tej zasadzie. Przebieg napięcia elektrycznego, będący wyobrażeniem badanego zjawiska, zmieniającego się w czasie lub przestrzeni, może się przedstawiać w postaci przebiegu ciągłego, w postaci impulsów o różnej amplitudzie, albo też w postaci serii nieperiodycznych ciągów impulsowych. Przykładem przebiegu ciągłego może być np. napięcie otrzymane na diodzie detekcyjnej odbiornika, będące funkcją chwilowego natężenia pola, albo też napięcie, którego wartość chwilowa odpowiada np. grubości drutu, przesuwającego się z jednostajną szybkością.

Przy badaniu niektórych zjawisk wygodniej jest przedstawiać ich przebieg za pomocą impulsów napięcia o różnych amplitudach, jak np. przy badaniu prądów żarzenia serii lamp radiowych jednego typu lub jednolitości wyrobów przemysłowych pod względem wymiarów lub wagi. W tych przypadkach wartość amplitudy impulsu stanowi cechę

zbioru impulsowego. Innym sposobem analizowania badanego zjawiska jest przedstawienie go w postaci sumy ciągów impulsowych; taki sposób analizowania stosuje się np. przy badaniu drutów, nici itp. na rozzerwanie. W tym przypadku pomocnicze urządzenie pomiarowe wysyła tyle impulsów, ile zostało przekroczonych jednostek siły. W ten sposób ilość impulsów danego ciągu odpowiada wartości cechy badanego zbioru impulsowego.

Najprostszym sposobem rejestrowania przebiegów napięciowych jest zapisywanie ich na taśmie aparatu piszącego lub w inny podobny sposób. Wykorzystanie jednak zapisu, w celu znalezienia rozkładu statystycznego, wymaga na ogół bardzo dużego wkładu pracy i czasu, a także odpowiednio przystosowanego personelu. Dlatego też zastąpienie personelu w mniejszej lub większej części maszynami jest bardzo pożądane z ekonomicznego punktu widzenia. Istnieje dzisiaj bardzo dużo, opartych na różnych zasadach, przyrządów statystycznych, które w sposób bezpośredni albo w sposób pośredni, wykorzystując zapis badanego przebiegu na taśmie, pozwalają uzyskać wynik w postaci statystycznego rozkładu prawdopodobieństwa. Zaoszczędza to wiele czasu i siły roboczej. Urządzenia takie są mniej lub więcej skomplikowane, zależnie od typu i celu do jakiego są przeznaczone.

3. PODZIAŁ METOD I URZĄDZEŃ POMIAROWYCH

W celu ułatwienia dokonania przeglądu istniejących przyrządów statystycznych, a także umożliwienia porównania ich, podzielmy je na grupy według zasad, na jakich opiera się metoda pomiaru albo budowa danego przyrządu.

Wszystkie metody statystycznego analizowania przebiegów wahlowych można podzielić na dwie zasadnicze grupy: metody pośrednie i metody bezpośrednie. Do metod pośrednich zaliczymy wszystkie te metody, w których wynik ostateczny otrzymuje się drogą pośrednią, tj. najpierw następuje zapis badanego przebiegu napięcia wahlowego na taśmie rejestracyjnej lub w sposób podobny, natomiast wykorzystanie tego zapisu, tj. zsumowanie odcinków odpowiadających przekroczeniom danych poziomów przez napięcie badane, odbywa się w drugim etapie ręcznie albo w specjalnie do tego celu przystosowanych przyrządach. W odróżnieniu do poprzednich — metody bezpośrednie pozwalają na uzyskanie tych samych wyników drogą bezpośrednią, tj. bez potrzeby wstępnej rejestracji przebiegu na taśmie. Główną zatem różnicą pomiędzy metodami pośrednimi a metodami bezpośrednimi jest to, że w pierwszych — przedmiotem analizowania jest krzywa zarejestrowa-

nego przebiegu na taśmie, a w drugich — bezpośrednio napięcie badane.

Metody pośrednie możemy podzielić na:

- metody ręczne, zwykle;
- metody ręczne z wykorzystaniem przyrządów pomocniczych;
- metody oparte na zachowaniu stałej wartości energii;
- metody elektryczne;
- metody optyczno-elektryczne.

Metody bezpośrednie możemy podzielić na:

- metody oparte na pomiarze czasu;
- metody elektrolityczne;
- metody optyczno-elektryczne;
- metody polegające na ładowaniu kondensatorów;
- metody oparte na zliczaniu impulsów w sposób elektromagnetyczny;
- metody oparte na zliczaniu impulsów w sposób elektroniczny.

Należy zaznaczyć, że podział ten jest nieco sztuczny i nie posiada charakteru zamkniętego, gdyż istnieje możliwość wykorzystania innych, nie wymienionych wyżej metod; niemniej jednak podział ten ułatwi nam dokonanie przeglądu i porównanie statystycznych metod analizowania przebiegów wahliwych.

Na tych metodach opiera się budowa szeregu przyrządów pomiarowych. Część z tych przyrządów została opracowana w nielicznych egzemplarzach przez poszczególne laboratoria różnych krajów i przystosowana do specjalnych celów. Niektóre jednak są produkowane w szerszym zakresie i znajdują wiele zastosowań w różnych dziedzinach, jak np. szeroko obecnie rozpowszechnia się stosowanie tych przyrządów do statystycznego badania jakości produkcji wyrobów przemysłowych.

4. METODY POŚREDNIE

4.1. Metody ręczne, zwykle

Najprostszą metodą analizowania przebiegów zarejestrowanych na taśmie, nie wymagającą żadnych dodatkowych przyrządów, lecz jednocześnie najbardziej żmudną, jest ręczny pomiar odcinków taśmy. Taśma rejestracyjna i zapis powinny być dość szerokie, aby dokładność była wystarczająca. Dostatecznie długi odcinek zarejestrowanej taśmy dzieli się na odpowiednią liczbę poziomów i dla każdego poziomu odmierza się miarką lub cyrklelem odcinki, w których dany poziom jest przekroczony przez zarejestrowaną krzywą. Następnie dla każdego poziomu oblicza się sumę długości tych odcinków. W ten sposób otrzymujemy szereg wartości, które przedstawiają tzw. dystrybuantę rozkładu praw-

dopodobięstwa przekroczeń poziomów. Metoda ta jest bardzo pracochłonna, a wyniki nie są pozbawione błędów wskutek nieuwagi lub zmęczenia osoby obliczającej.

4.2. Metody ręczne z wykorzystaniem pomocniczych przyrządów

Ten sposób analizowania przebiegów zarejestrowanych na taśmie polega na stosowaniu pewnych pomocniczych przyrządów, które częściowo ułatwiają i przyspieszają wykonanie zadania. Niemniej i te metody wymagają częściowego wkładu pracy ręcznej i skoncentrowanej uwagi. W głównych zarysach polegają one na śledzeniu przez operatora przebiegu krzywej zarejestrowanej na taśmie, przesuwanej się z pewną szybkością, oraz na ręcznym uruchamianiu urządzenia sumującego. Reszta czynności odbywa się w urządzeniu automatycznie w sposób mechaniczny lub mechaniczno-elektryczny.

Przykładem takiego urządzenia jest przyrząd opisany poniżej [28, 18]. Taśma rejestracyjna przewija się z wałka na wałek z pewną ustaloną szybkością. Ponad taśmą znajduje się płytka pleksiglasowa z wygrawerowanym w pewnym punkcie krzyżykiem. Zadaniem operatora jest ustawianie płytki za pomocą sprzężonego z nią pokrętła w takie położenie, aby wygrawerowany krzyżyk znajdował się stale dokładnie nad badaną krzywą. Płytką pleksiglasową jest sprzężona z odpowiednim mechanizmem kontaktującym, który można ustawiać za pomocą 10 przycisków w ten sposób, aby podczas obracania płytki pleksiglasowej przy przekraczaniu analizowanego w danej chwili poziomu, następowało zwieranie właściwych kontaktów. Zwieranie kontaktów powoduje załączenie odpowiednich liczników, które są uruchamiane za pomocą impulsów o częstotliwości 4 Hz, powstających wskutek zwierania kontaktu sprzężonego z osią motorka, napędzającego taśmę zapisową. W ten sposób wskazania liczników podają wynik w postaci dystrybuanty rozkładu prawdopodobieństwa przekroczeń poziomów.

Metoda powyższa pomimo częściowego zautomatyzowania wykonywanych czynności wymaga jednak silnie skoncentrowanej uwagi i prędko męczy.

W innym, nieco odmiennym urządzeniu [26], taśma zapisowa napędzana motorkiem synchronicznym przez odpowiednią przekładnię przesuwa się pod wskazówką, która ma swobodę ruchu w kierunku prostopadłym do kierunku posuwu taśmy. Zadaniem operatora jest utrzymywanie wskazówki w takim położeniu, aby zawsze ona znajdowała się nad badaną krzywą zarejestrowaną na taśmie. Z ruchomą wskazówką jest związany mechanizm kontaktujący, który zależnie od położenia

wskazówki uruchamia mniejszą lub większą ilość lampowych układów ładujących. Uruchomienie układów ładujących powoduje ładowanie połączonych z nimi kondensatorów. Ponieważ szybkość przesuwanej się taśmy jest jednostajna, więc ładunek zgromadzony na kondensatorach będzie miarą prawdopodobieństwa przekroczeń danego poziomu przez badany przebieg. Dla odczytania wyniku należy zmierzyć napięcia na poszczególnych kondensatorach za pomocą wbudowanego woltomierza. Napięcia te dadzą szukany rozkład prawdopodobieństwa w postaci dystrybuanty. Zależnie od charakteru badanego przebiegu, zapisanego na taśmie, można stosować różną szybkość jej przesuwu przez zmianę odpowiedniej przekładni mechanicznej.

W ogólnym przypadku charakter zarejestrowanych przebiegów może być różny. Niekiedy zdarza się, że charakter przebiegu jest bardzo łagodny i zmiany są powolne ale oprócz tego w pewnych miejscach występują nagle wysoki. Czasem, w takich przypadkach, mogą nas interesować nie powolne wahania, lecz właśnie te wysoki. Do analizowania takich przebiegów służy przyrząd, który posiada zamiast jednej dwie nieruchome wskazówki, a wynik jest rejestrowany za pomocą trzech liczników telefonicznych [26]. W tym przyrządzie wskazówki można np. ustawić w ten sposób, że lewa będzie odpowiadała najmniejszej wartości pomiarowej, a prawa krótkotrwałym przekroczeniom pewnego wysokiego poziomu. Po obu stronach taśmy znajdują się dwa przyciski, które służą do uruchamiania dwóch liczników; trzeci licznik jest na stałe sprzęgnięty z napędem przesuwanym taśmę i podaje wartość odpowiadającą 100% przekroczenia poziomu. Operator ma za zadanie naciskanie przycisku lewego, gdy krzywa znajdzie się na lewo od wskazówki lewej, albo naciskanie przycisku prawego, gdy krzywa znajdzie się po prawej stronie wskazówki prawej. W celu usprawnienia pracy operator ma możliwość zmiany szybkości przesuwu taśmy za pomocą regulatora uruchamianego kolanem, dzięki czemu odcinki zarejestrowanego przebiegu, nie zawierające nagłych wyskoków, mogą być analizowane szybko, podczas gdy przy nagłych wyskokach — posuw taśmy może być zwolniony.

Do kategorii przyrządów pomocniczych, wykorzystujących częściowo pracę ręczną, należy zaliczyć również pewne przyrządy, które znalazły szerokie zastosowanie przy badaniu jakości produkcji wyrobów przemysłowych [36]. Przyrządy te składają się z szeregu liczników mechanicznych lub elektromagnetycznych, które są uruchamiane ręcznie przez naciskanie przycisków, albo przez zwieranie kontaktów elektrycznych. Operator naciskając odpowiedni przycisk segreguje otrzymane z obserwacji próbki na określone przedziały. Próbkami takimi mogą być również wartości amplitud przebiegów, zapisanych na taśmie. Przy badaniu

jakości produkcji przyrządy te są używane do wyznaczania statystycznego rozkładu prawdopodobieństwa na podstawie tzw. kart kontrolnych.

Jeszcze jednym urządzeniem, wykorzystującym pracę ręczną, jest przyrząd do transponowania przebiegów zapisanych na taśmie na przebiegi elektryczne [10, 31, 35]. Ponad taśmą zapisową, przesuwającą się ze stałą szybkością, znajduje się wskazówka, którą można przesuwając w poprzek taśmy za pomocą dźwigni. Dźwignia jest sprzężona z osią potencjometru, na który załącza się napięcie. Operator śledząc przebieg krzywej na taśmie za pomocą ruchomej wskazówki zamienia go na przebieg napięcia wahliwego, który powstaje na potencjometrze. Otrzymany przebieg napięcia wahliwego może być z kolei analizowany za pomocą któregoś z urządzeń, opisanych niżej przy metodach bezpośrednich.

Zaletą tego systemu polega na tym, że operator może część zapisanej taśmy, nie nadającej się do analizowania z powodu np. zarejestrowanych zakłóceń, interferencji lub innych przyczyn, szybko wyłączyć podczas analizowania. Oprócz tego metoda ta umożliwi właściwy podział badanego przebiegu na poziomy, podczas gdy przy metodach bezpośrednich nie zawsze możemy przewidzieć, w jakich granicach będzie się zmieniać analizowane napięcie. Korzyść tej metody daje się również zauważyć wtedy, gdy zmiany badanego napięcia wahliwego są bardzo małe, a czułość posiadanego analizatora (metody bezpośredniej) jest także mała. Transponując za pomocą opisanego urządzenia przebieg zapisany na taśmie na przebieg napięcia elektrycznego można wahania przebiegu znacznie „wzmocnić”. Poważną wadą tej metody jest oczywiście dodatkowy błąd, jaki powstaje przy analizowaniu ręcznym, zwłaszcza gdy wchodzi w grę przebiegi szybkowahliwe.

4.3. Metody oparte na zachowaniu stałej wartości energii

Przyrząd oparty na tej zasadzie został opracowany po raz pierwszy przez inż. Ferrari [9, 11] i wykonany przez firmę AEG z przeznaczeniem do użytku w energetyce, a później przystosowany do innych celów. Przyrząd stosowany w energetyce zawiera mechanizm zegarowy, który służy do przesuwania z szybkością 60 mm/h taśmy papierowej o szerokości 20 mm. Obok taśmy papierowej znajduje się sztanca, uruchamiana elektrycznie, która wybija w taśmie otwory prostokątne o wymiarach 2×1 mm. Przyrząd jest połączony z licznikiem energii elektrycznej. Po przekroczeniu pewnej stałej ilości energii, zarejestrowanej przez licznik, sztanca wybija otwór w taśmie. Ponieważ ilość energii, która powoduje uruchomienie sztancy jest stała, a szybkość przesuwu taśmy również się nie zmienia, przeto odległości pomiędzy wybitymi otworami będą odwrotnie proporcjonalne do średniej wartości mocy.

Do analizowania taśm dziurkowanych służy specjalne urządzenie automatyczne [9, 11], zliczające odcinki taśmy pomiędzy sąsiednimi otworami, segregując je na 25 klas. Wynik jest podawany na 25 licznikach telefonicznych, a 26 licznik podaje sumę zliczonych otworów. Mechanizm służący do segregowania długości odcinków pomiędzy otworami działa na tej zasadzie, że równoległe z mechanizmem napędzającym taśmę jest sprzężony wybierak obrotowy, który zależnie od odległości pomiędzy sąsiednimi otworami w taśmie, ustawia się na odpowiednim kontakcie, powodując załączenie właściwego licznika.

Przyrządy inż. Ferrari są również stosowane w radiokomunikacji do statystycznego analizowania wahań natężenia pola [20, 14]. Do tego celu zamiast aparatu piszącego używa się tzw. motorka pomiarowego [6]. Motorek taki ma bardzo mały moment rozruchu, a szybkość obrotów jego jest proporcjonalna do napięcia. Napięcie z odbiornika wyprostowane i wzmacnione uruchamia motorek pomiarowy. Chwilowa szybkość obrotów motorka jest związana pewną funkcją z chwilową wartością szczytową natężenia pola: $n = f(e)$. Motorek pomiarowy całkuje napięcie wahlowe, które go uruchamia, w pewnych zmiennych odcinkach czasu w ten sposób, że wartość całki $\int_0^T n \cdot dt$ pozostaje stała. Po osiągnięciu tej stałej określonej wartości motorek powoduje zwarcie kontaktu i wysłanie impulsu. Impulsy te są kierowane do urządzenia wyżej opisanego, które na taśmie papierowej wybija otwory. W ten sposób odległość pomiędzy otworami będzie odwrotnie proporcjonalna do średniej wartości szybkości obrotów motorka. Analizowanie taśmy zarejestrowanej może się odbywać w sposób poprzednio podany za pomocą urządzenia zliczającego.

Przyrządy oparte na zasadzie zachowania stałej wartości energii są budowane w wielu odmianach, zależnie od celu do jakiego są przeznaczone [36, 9].

Należy jeszcze wspomnieć o nieco odmiennych urządzeniach [9], w których taśma papierowa jest przesuwana pod wpływem impulsów, których ilość jest przedmiotem badania. Każdy impuls przesuwa taśmę o jeden skok (np. 0,2 mm); w tym przypadku długość paska jest miarą ilości impulsów.

4.4. Metody elektryczne

Do metod elektrycznych można zaliczyć sposób analizowania krzywych polegający na tym, że jako taśmy rejestracyjnej używa się taśmy z papieru metalizowanego, a zamiast piórka piszącego — twardego, metalowego bolca [28, 25].

Zmetalizowana powierzchnia taśmy rejestracyjnej w stosunku do bolca

znajduje się pod napięciem około 20 woltów prądu stałego. Podczas rejestrowania przebiegu następuje wypalanie miejsc styku bolca z taśmą wskutek iskrzenia. W ten sposób cała taśma rejestracyjna zostaje podzielona na dwie odizolowane od siebie części. Analizowanie takiej taśmy polega na tym, że przykłada się odpowiednie napięcie do jednej z podzielonych części zmetalizowanej powierzchni taśmy, a sprężynki kontaktujące łączą się z przekaźnikami elektronicznymi i licznikami elektromagnetycznymi. Ustawione na określonych poziomach sprężynki kontaktują podczas przesuwania się taśmy albo z jedną, albo z drugą jej częścią, zależnie od kształtu zarejestrowanego przebiegu. Stosownie do tego przekaźniki elektroniczne włączają właściwe liczniki, które są uruchamiane za pomocą impulsów elektrycznych. Urządzenie takie pracuje dobrze przy powolnych szybkościach przesuwu taśmy, zawodzi jednak, gdy przesuw taśmy jest szybki lub gdy wahania przebiegu są zbyt ostre.

W innym urządzeniu [41, 42], w którym została wykorzystana taśma metalizowana do rejestracji przebiegów elektrycznych zmieniających się w czasie, nad przesuwającym się papierem metalizowanym, znajduje się szereg elektrod, które są połączone z tranzystorowym dyskryminatorem amplitudy. Każdej elektrodzie odpowiada określona wartość napięcia progowego. W momencie przekroczenia tej wartości przez napięcie analizowane następuje wypalenie otworu na taśmie. W ten sposób zapis zarejestrowanego przebiegu napięciowego przedstawia się w postaci szeregu wypalonych otworów na taśmie.

Pewną odmianę stanowi sposób, przy którym następuje wypalenie taśmy nie w momencie przekroczenia wartości progowej napięcia dyskryminatora, lecz przez cały okres czasu, w którym napięcie analizowane zawiera się w granicach ustalonych przez dwie sąsiednie wartości progowe dyskryminatora. Zapis wykonany tym sposobem przedstawia się w postaci szeregu wypalonych kresek, usytuowanych na różnych poziomach wzdłuż kierunku ruchu taśmy.

4.5. Metody optyczno-elektryczne

Metoda optyczno-elektryczna została wykorzystana w urządzeniu stosowanym w Kanadzie przy badaniu interferencji fal radiostacji pracujących na tych samych lub pobliskich częstotliwościach [2].

Rejestrowanie przebiegu wahlowego odbywa się na taśmie zapisowej. Aparat piszący zawiera pewne dodatkowe urządzenie, które powoduje zaczernienie części powierzchni taśmy, znajdującej się poniżej zarejestrowanej krzywej. Zaczernienie powierzchni taśmy odbywa się dzięki temu, że w szereg z aparatem piszącym jest załączony przerywacz,

który przez $4/5$ sek jest zwarty, a przez $1/5$ sek rozwarty; powoduje to oscylacje piórka rejestrującego od chwilowej wartości maksymalnej do zera. Odcinek taśmy zapisowej o długości około 61 cm (24 cale) nawija się na bęben o średnicy około 19,4 cm. Obok bębna znajduje się układ optyczny ze źródłem światła, który rzuca promień świetlny na powierzchnię bębna. Odbite od powierzchni taśmy światło pada na komórkę fotoelektryczną. Zależnie od tego, czy promień świetlny padnie na białą czy na czarną powierzchnię taśmy — komórka fotoelektryczna powoduje odblokowanie lub zablokowanie wzmacniacza lampowego. Wejście wzmacniacza jest połączone z generatorem o częstotliwości 456 kHz. Wzmocnione napięcie i wyprostowane przez dwie diody germanowe przedostaje się na układ lampowy z dwoma pentodami i przyrządem pomiarowym. Gdy lampa wzmacniająca jest zatkana, to przez przyrząd płynie pełny prąd równy 1 mA, gdy zaś jest odetkana — to prąd równa się zero. Jeżeli bęben napędzany motorkiem będzie się obracał, a promień świetlny rzucający przez układ optyczny ustawimy na określony poziom, to przyrząd pomiarowy wskaże wartość średnią zaczerpnięcia taśmy na danym poziomie, co będzie równoznaczne z procentową wartością przekroczenia danego poziomu przez badane napięcie wahliwe.

5. METODY BEZPOŚREDNIE

5.1. Metody oparte na pomiarze czasu

W niektórych statystycznych urządzeniach analizujących zostały wykorzystane elektryczne mierniki czasu. Jednym z najprostszych takich urządzeń jest przyrząd opisany poniżej [5, 12, 16]. Przyrząd składa się z pewnej ilości przekaźników elektromagnetycznych, które są uruchamiane napięciem analizowanym. W szereg z każdym przekaźnikiem jest załączony prostownik oraz źródło napięcia prądu stałego, jako napięcie polaryzujące. Dla każdego przekaźnika napięcie polaryzujące ma inną wartość. Po załączeniu badanego napięcia na wejście układu zostaną uruchomione tylko te przekaźniki, dla których różnica chwilowego napięcia analizowanego i napięcia polaryzacji przekroczy pewną wartość dostateczną do uruchomienia przekaźnika. Uruchomienie przekaźników powoduje załączenie elektrycznych mierników czasu, które sumują okresy czasu, odpowiadające przekroczeniom poszczególnych poziomów.

Nieco inne urządzenie było stosowane we Francji podczas badania rozchodzenia się fal o częstotliwości 4000 MHz [10, 31, 35]. W tym urządzeniu napięcie analizowane, wzmocnione we wzmacniaczu prądu stałego, przedostaje się do sześciu lampowych układów spustowych, które

sterują odpowiednio sześć przekaźników elektromagnetycznych. Każdy z sześciu układów spustowych może być ustawiony na dowolny poziom analizowanego napięcia za pomocą potencjometrów. W miarę na przykład obniżania się napięcia analizowanego zostają uruchamiane poszczególne przekaźniki kolejno od 1 do 6. Uruchomienie przekaźników powoduje kolejne załączenie dwudziestoczerogodzinnych zegarów synchronicznych; zegary te wskazują w rezultacie sumy okresów czasu, w których dany poziom jest osiągnięty lub przekroczony. Jednocześnie inne sprężyny przekaźników uruchamiają odpowiednie liczniki, które rejestrują ilość przekroczeń poszczególnych poziomów. Kalibrowanie urządzenia odbywa się drogą porównawczą za pomocą źródła napięcia stałego. Histereza układów spustowych nie przekracza wartości 0,5 V.

Zasada pomiaru czasu znalazła zastosowanie również w kilku innych przyrządach statystycznych, jak np. w amerykańskim przyrządzie do statystycznego badania rozkładu temperatur za pomocą termistorów [3].

5.2. Metody elektrolityczne

Metoda zaproponowana przez Vilbiga [17] polega na rejestrowaniu statystycznych wyników pomiarowych w sposób elektrolityczny przez elektrolizę cieczy, znajdującej się w odpowiednich naczyniach, tzw. kapilarach. Objętość wydzielonego gazu w kapilarach jest proporcjonalna do czasu, w ciągu którego będzie przepływał prąd elektryczny (o stałym natężeniu), wywołujący elektrolizę cieczy. Przyrząd zbudowany na tej zasadzie był połączony z przełącznikiem elektronowym w postaci lampy Brauna o specjalnej konstrukcji. Lampa ta zamiast ekranu fluoryzującego posiada 10 elektrod izolowanych od siebie, służących do odprowadzania prądu. Każda z tych elektrod ma połączenie elektryczne z odpowiednią elektrodą kapilary. Strumień elektronów w lampie, pod wpływem załączonego do niej badanego napięcia wahałego, odchyła się proporcjonalnie do chwilowej wartości napięcia przyłożonego, padając na jedną z elektrod odprowadzających. W wyniku tego przez kapilarę połączoną z elektrodą, na którą pada strumień elektronów, popłynie prąd, wywołując elektrolizę cieczy.

Metoda ta ze względów zasadniczych w praktyce jest niewygodna i rzadko stosowana, niemniej jednak, ze względu na bardzo małą bezwładność przełącznika elektronowego, nadaje się do analizowania przebiegów szybkowahliwych.

5.3. Metody optyczno-elektryczne

Przykładem urządzenia, w którym zastosowano metodę optyczno-elektryczną jest przyrząd opisany poniżej [28]. Napięcie analizowane jest załączane na cewkę ruchomą, znajdującą się w polu elektromagnetycz-

nym. Cewka ruchoma jest sprzęgnięta na stałe z lusterkiem, na które pada promień świetlny z układu optycznego. Lusterko rzuca odbite światło na wygiętą łukiem część urządzenia, na której znajduje się 20 komórek fotoelektrycznych, umieszczonych rzędem obok siebie. Kąt wychylenia promienia świetlnego rzucanego przez lusterko jest proporcjonalny do prądu płynącego przez cewkę. Zależnie od wartości przyłożonego napięcia na cewkę ruchomą plamka świetlna znajdzie się na komórce fotoelektrycznej, odpowiadającej danemu poziomowi. Komórki są połączone z tyratronami oraz licznikami elektromagnetycznymi i mogą być uruchamiane 5, 7,5, 10, 15, 30 lub 60 razy na minutę za pomocą motorka synchronicznego i sprzężonego z nim kontaktu mechanicznego. Zależnie od tego, na jakiej komórce fotoelektrycznej znajdzie się w chwili zwarcia kontaktu plamka świetlna — odpowiadający tej komórce licznik zostanie wprowadzony w ruch. Liczniki mogą podawać wynik w postaci rozkładu prawdopodobieństwa, jak również w postaci dystrybuanty. Przyrząd jest zaopatrzony w automat, który samoczynnie go wyłącza po określonym czasie; okres czasu pomiaru można ustawiać w granicach od 15 minut do 48 godzin.

Na innej zasadzie opiera się metoda stosowana w Ameryce przy wyznaczaniu prawdopodobieństwa trafień pocisków [34]. Metoda ta może być z powodzeniem wykorzystana również do innych celów. Badane napięcie załącza się na wejście oscylografu, którego jasność plamki jest modulowana okresowo impulsami. Powierzchnię ekranu oscylografu pokrywa się nieprzezroczystą zasłoną odpowiednio wyciętą, a przed ekranem umieszcza się komórkę fotoelektryczną, która łączy się ze wzmacniaczem i licznikiem. Zależnie od chwilowej wartości napięcia przyłożonego na wejście oscylografu część plamek świetlnych, pojawiających się w takt impulsowania będzie widoczna na ekranie, pozostała zaś ich część znajdzie się pod nieprzezroczystą zasłoną. Komórka fotoelektryczna i licznik zareagują tylko na te plamki świetlne, które się pojawiają w obszarze nieosłoniętym. Znając całkowitą ilość impulsów oraz wartość odczytaną na liczniku można określić prawdopodobieństwo znalezienia się plamki w danym obszarze. Zależnie od sposobu przysłonięcia ekranu możliwe są rozmaite warianty zastosowań tej metody.

5.4. Metody polegające na ładowaniu kondensatorów

Wymienić tu należy kilka urządzeń wykonanych przez Instytut Telekomunikacyjny w Darmsztacie. W modelu pierwotnym [28, 15] napięcie analizowane jest załączane na uzwojenie ruchomej cewki o oporze 600Ω , która pod wpływem prądu może się obracać w polu magnetycznym. Z cewką jest sprzęgnięta wskazówka, która porusza się po

10 kontaktach, połączonych przez oporniki z 10 kondensatorami o pojemności $8 \mu\text{F}$ każdy. Wskazówka kontaktująca łączy się elektrycznie z generatorem impulsowym, wytwarzającym impulsy o napięciu 220 V, szerokości kilku mikrosekund i częstotliwości powtarzania 50 Hz. Zależnie od wartości napięcia przyłożonego na wejście analizatora, wskazówka znajdzie się na właściwym kontakcie a połączony z nim kondensator będzie ładowany impulsami z generatora impulsowego. W ten sposób na kondensatorach będą się gromadzić ładunki, które będą proporcjonalne do sumy okresów czasu, w których napięcie analizowane osiągnęło lub przekroczyło określone wartości. Aby zabezpieczyć się przed wpływem ładunków z kondensatorów w czasie przerw pomiędzy impulsami, generator impulsowy jest połączony ze wskazówką kontaktującą poprzez diodę.

Po zakończonym pomiarze (1/2 godziny) mierzy się kolejno napięcia na poszczególnych kondensatorach za pomocą woltomierza lampowego. Przełącznik załączający woltomierz lampowy powoduje jednocześnie zwieranie kondensatorów, na których już zostało napięcie pomierzone, a tym samym przygotowuje urządzenie do następnego pomiaru. Pomiar napięć na kondensatorach może być dokonywany w sposób ręczny lub automatyczny za pomocą mechanizmu zegarowego. Równolegle do ruchomej cewki jest załączony przekaźnik posiadający czułość rozruchu 15 mA. Za pomocą oporników włączonych w szereg z przekaźnikiem można tak go ustawić, aby jego uruchomienie następowało po przekroczeniu określonego poziomu przez napięcie wejściowe. W ten sposób licznik elektromagnetyczny uruchamiany przez przekaźnik będzie wskazywał ilość przekroczeń określonego poziomu. Ze wskazań tych można wyciągać wnioski o częstotliwości wahań napięcia badanego. Wynik przeprowadzonego pomiaru jest podany w postaci napięć zmierzonych na dziesięciu kondensatorach. Napięcia te przedstawiają prawdopodobieństwo przekroczeń poszczególnych poziomów, a nie tzw. dystrybucję.

Wadę tego urządzenia stanowią mechaniczne kontakty, które z biegiem czasu wycierają się i powodują wadliwą pracę urządzenia. Poza tym system mechanicznych kontaktów ogranicza analizowanie przebiegów szybkowahliwych (wartość graniczna około 0,5 Hz).

Wady powyższe zostały usunięte w innym urządzeniu opartym również na zasadzie ładowania kondensatorów [26]. Zasada pracy tego urządzenia jest następująca: analizowane napięcie wahliwe jest wzmacniane w wejściowym wzmacniaczu prądu stałego i kierowane do dziesięciu układów spustowych. Pod wpływem doprowadzonego napięcia następuje przerzut układów spustowych w drugi stan równowagi. Każdy z układów spustowych jest spolaryzowany innym napięciem, wskutek czego przerzut poszczególnych układów następuje przy innej wartości

napięcia analizowanego. Przerzut układu spustowego powoduje otwarcie bramki dla impulsów ładujących z generatora impulsowego. Pierwszy kondensator jest ładowany impulsami stale przez cały czas pomiaru, wobec czego napięcie na nim będzie odpowiadało stuprocentowemu przekroczeniu poziomu; pozostałe kondensatory są ładowane wtedy, gdy poziom napięcia osiąga lub przekroczy określoną dla niego wartość.

Po zakończonym pomiarze wynik można otrzymać mierząc napięcia na kondensatorach, albo może on być zarejestrowany automatycznie na taśmie papierowej w postaci krzywej schodkowej, której obwiednia przedstawia szukaną dystrybuantę rozkładu prawdopodobieństwa. Histeresa układów spustowych wynosi 0,1 V. Impulsy wytwarzane przez generator posiadają amplitudę 200 V, szerokość 0,5 μ s i częstotliwość powtarzania 500 Hz. Dla zapewnienia możliwie liniowej charakterystyki pracy urządzenia wykorzystuje się tylko część charakterystyki ładowania kondensatorów. Podczas półgodzinnej pracy urządzenia napięcia na kondensatorach wzrastają maksimum do wartości 20 V; tę część charakterystyki można praktycznie uważać za liniową. Oprócz wyżej opisanych układów spustowych i kondensatorów, urządzenie zawiera jeszcze jeden dodatkowy układ spustowy i kondensator, które służą do rejestrowania liczby przekroczeń pewnego określonego poziomu. Urządzenie powyższe zdolne jest do analizowania przebiegów o częstotliwości wahań do 10 kHz.

Na zbliżonej zasadzie opiera się budowa radzieckiego statystycznego analizatora zakłóceń atmosferycznych [30]. W przyrządzie tym ładowanie kondensatorów, w tzw. integratorach, następuje nie pod wpływem impulsów z generatora impulsowego, jak to ma miejsce w urządzeniu wyżej opisanym, lecz bezpośrednio pod wpływem impulsów powstałych przez przerzut układów spustowych. Amplituda tych impulsów jest jednakowa, natomiast szerokości ich są równe okresom czasu, w których napięcie wejściowe przekracza wartość ustaloną dla danego układu spustowego. W ten sposób ładunki zgromadzone na kondensatorach będą proporcjonalne do sumy okresów czasu przekroczeń poszczególnych poziomów.

W innym urządzeniu [17], wykorzystującym metodę ładowania kondensatorów, układy spustowe mające na celu segregowanie chwilowych wartości napięć na przedziały są zastąpione przez przełącznik elektronowy w postaci lampy Brauna o specjalnej konstrukcji. Lampa ta zamiast ekranu posiada 10 odizolowanych od siebie elektrod, które są połączone z kondensatorami układu ładującego. Zależnie od chwilowej wartości napięcia przyłożonego na lampę strumień elektronów ulegnie pewnemu odchyleniu i padnie na jedną z elektrod, co powoduje z kolei wysłanie impulsu ładunku do określonego kondensatora. Obrótowy prze-

łącznik walcowy załącza automatycznie na kondensatory, w pewnych odstępach czasu, woltomierz lampowy, który w swoim obwodzie anodowym zawiera opornik R . Z woltomierzem lampowym jest połączony tyratron w ten sposób, że opornik anodowy R jest jednocześnie opornikiem siatkowym tyratronu. Przy dostatecznym spadku napięcia na oporniku R tyratron zapali się, a licznik znajdujący się w obwodzie anodowym tyratronu to zarejestruje. Ten sam, wyżej wymieniony obrotowy przełącznik walcowy załącza kolejno odpowiednie liczniki w obwód anodowy tyratronu, wynik zatem liczbowy odczytany na licznikach daje rozkład prawdopodobieństwa przekroczenia poziomów przez napięcie analizowane.

Wadą ogólną wszystkich urządzeń opartych na zasadzie ładowania kondensatorów jest trudność utrzymania bardzo dobrej izolacji kondensatorów ładowanych. Ze względu na wpływ ładunków, który zależy od wielu czynników, jak wilgotność powietrza, temperatura, starzenie się materiałów izolacyjnych itp. — pomiary mogą być obarczone błędem.

5.5. Metody oparte na zliczaniu impulsów w sposób elektromechaniczny

Te metody są dość rozpowszechnione. Istnieje szereg odmian przyrządów [44], różniących się między sobą pewnymi szczegółami konstrukcyjnymi, lecz opierających się na jednakowej zasadzie. Zasada ta polega na tym, że zależnie od wartości analizowanego napięcia zostają zwierane za pomocą przekaźników, czy też w inny sposób odpowiednie kontakty, które uruchamiają liczniki. Jako liczniki stosowane są albo liczniki elektromagnetyczne uruchamiane impulsami elektrycznymi, albo liczniki mechaniczne napędzane motorkami.

W jednym z urządzeń tego typu [1, 17] zastosowano aparat piszący Neumanna, w którym taśmę zapisową zastąpiono dziesięcioma płytkami kontaktującymi, uszeregowanymi wzdłuż kierunku ruchu piórka kontaktującego. Płytki kontaktujące są połączone z dziesięciopiętrowym przełącznikiem, który pozwala na połączenie ich z jedną z dwóch grup liczników elektromagnetycznych. Zależnie od tego, z jaką płytką łączy się w danej chwili piórko kontaktujące — zostaje załączony odpowiadający jej licznik. Liczniki są uruchamiane impulsami elektrycznymi za pomocą przerywacza mechanicznego, napędzanego motorkiem synchronicznym. Częstotliwość impulsów wynosi 7 Hz. Podział liczników na dwie grupy (po 10 sztuk) pozwala na pracę nieprzerwaną, na dwie zmiany, gdyż odczyty z jednej grupy liczników można wykonywać podczas pracy drugiej grupy.

W innym bardzo podobnym urządzeniu zastosowano w połączeniu

z aparatem piszącym serwomotor, który powoduje zwieranie z ziemią poszczególnych kontaktów [28]. Reszta urządzenia jest analogiczna do poprzedniego.

Bardzo prostym przyrządem jest analizator szwedzki [28]. Analizowane napięcie wahliwe załącza się na dzielnik oporowy, składający się z dziewięciu szeregowo połączonych oporników. Poszczególne oporniki są kolejno załączane na siatkę tyratronu. Synchronicznie z załączaniem oporników na siatkę tyratronu odbywa się kolejno załączanie dziewięciu liczników elektromagnetycznych w obwód anodowy tyratronu. W rezultacie tylko te liczniki będą uruchamiane, które w danej chwili są załączone w obwód anodowy tyratronu, a jednocześnie siatka tyratronu w tej samej chwili znajduje się pod napięciem wystarczającym do zapłonu lampy. Liczniki podają wartość proporcjonalną do sumy okresów czasu, w których dany poziom został przekroczony, podczas gdy dodatkowy dziesiąty licznik wskazuje wartość odpowiadającą całkowitemu okresowi czasu trwania pomiaru. Przyrząd ten odznacza się prostotą, jednak wymaga dużej wartości napięcia analizowanego (około $50 \div 100$ V).

Również proste urządzenie, lecz przeznaczone do analizowania tylko jednego, dowolnie obranego poziomu napięcia, zostało wykonane przez Instytut Telekomunikacyjny w Darmsztacie (NRF) [26]. Wzmocnione napięcie analizowane steruje układ spustowy, który uruchamia motorek synchroniczny napędzający licznik. Gdy napięcie analizowane przekroczy pewną wartość, to układ spustowy zostanie przerzucony w drugi stan równowagi, co spowoduje włączenie motorka synchronicznego, napędzającego pięciocyfrowy licznik mechaniczny. Do uruchamiania licznika zastosowano patentowany układ firmy Tritzschler, który pozwala na momentalny rozruch i zatrzymanie licznika. Częstotliwość przeskoku cyfr w liczniku wynosi $\sim 2,78$ Hz, dzięki czemu po jednogodzinnej nieprzerwanej pracy licznik wskaże liczbę „10000”. Drugi motorek synchroniczny ma za zadanie wyłączenie licznika i siebie dokładnie po upływie jednej godziny czasu oraz włączenie dzwonka alarmowego, sygnalizującego koniec pomiaru. Licznik podaje wartość czasu w procentach, w którym obrany poziom został przekroczony.

We Francji opracowano urządzenie przeznaczone do statystycznego analizowania zaników radiowych [20, 22, 35]. Zawiera on 12 liczników, które są napędzane stale obracającym się motorkiem synchronicznym. Sprzęgła mechaniczne łączące liczniki z motorkiem mogą być włączane i wyłączane za pomocą przekaźników różnicowych. Te ostatnie są połączone z wyjściami odpowiednich wzmacniaczy prądu stałego. Napięcie analizowane załącza się równolegle na wejście wszystkich wzmacniaczy, każdy jednak ze wzmacniaczy jest spolaryzowany innym napięciem.

Jeżeli chwilowa wartość analizowanego napięcia przekroczy wartość u , to wszystkie te sprzęgła połączone ze wzmacniaczami, których napięcie polaryzujące jest mniejsze od wartości u , zostaną uruchomione i włączą odpowiednie liczniki. Czas załączania i wyłączania sprzęgieł jest stosunkowo mały, co umożliwi analizowanie przebiegów o czasie trwania począwszy od 0,1 sek.

Należałoby jeszcze wspomnieć o dwóch przyrządach amerykańskich, w których do uruchamiania liczników użyto tyratrony. Jeden z tych przyrządów pod nazwą „SLVTI” („Signal Level Versus Time Indicator”) [8] posiada 10 kanałów liczących, z których każdy składa się ze stopnia wejściowego z lampą 6SN7, tyratronu 2050, przekaźnika oraz motorca synchronicznego, napędzającego licznik. W braku sygnału na wejściu, lampa 6SN7 przewodzi, a tyratron jest zgaszony. Jeżeli natomiast na wejściu pojawi się i będzie wzrastać ujemne napięcie, to po przekroczeniu pewnej wartości uwarunkowanej ustawieniem opornika w katodzie lampy 6SN7 — lampa ta zostanie zatkana, co spowoduje zapłon tyratronu; tyratron zaś z kolei uruchomi motorek napędzający licznik. Wygaszanie tyratronu odbywa się automatycznie dzięki temu, że anoda jego jest zasilana napięciem zmiennym. Do ustawienia kanałów liczących na żądany poziom napięcia analizowanego służą oporniki regulacyjne w katodach lamp 6SN7. Przyrząd umożliwia analizowanie przebiegów napięciowych na 10 poziomach, podając wynik liczbowy na licznikach; poza tym jest on zaopatrzony w dodatkowy sprzęt do automatycznego rejestrowania wyników w sposób fotograficzny na taśmie kinematograficznej.

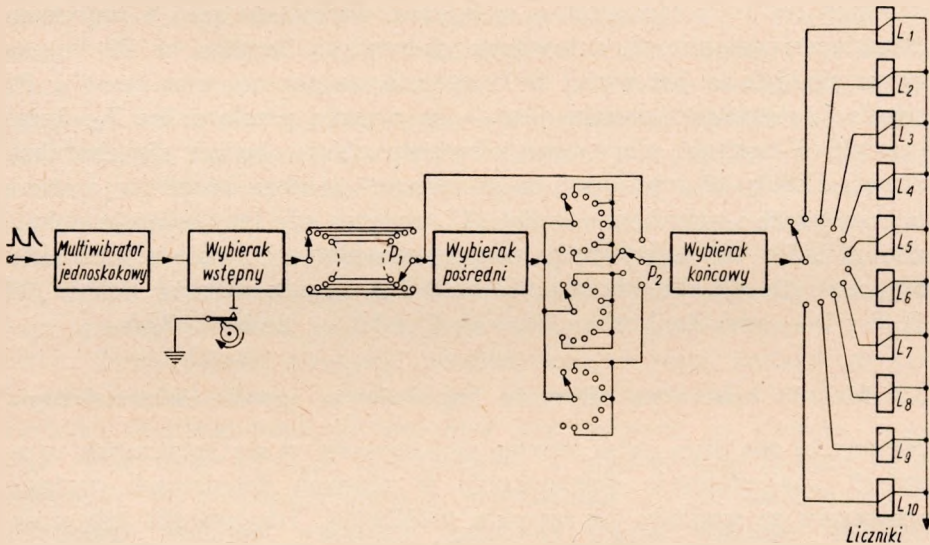
Na tej samej zasadzie opiera się drugi przyrząd amerykański [4], który może analizować przebieg napięcia wahliwego na 12 poziomach.

Firma Ferrari produkuje przyrządy wskazówkowe, np. amperomierze, połączone na stałe z zespołem liczników impulsów elektrycznych [36]. Pod wskazówką przyrządu znajduje się 18 styków, które dzielą obszar mierniczy przyrządu na równe przedziały. Co pewien okres czasu (np. co 36 sek lub 6 min) wskazówka przyrządu jest dociskana do styków, powodując zwarcie odpowiedniego obwodu i przeskok licznika o jedną cyfrę. W ten sposób wartości odczytane z liczników dają rozkład częstości występowania różnych wartości prądu wskazanych przez amperomierz. Przyrządy tego rodzaju są używane przede wszystkim w energetyce.

W praktyce w pewnych przypadkach jest pożądanym, aby wynik pomiarowy, np. dystrybuanta rozkładu prawdopodobieństwa analizowanego przebiegu, był przedstawiony w sposób szybki i obrazowy. Zrealizowane to zostało w przyrządzie produkowanym przez firmę AEG [36, 38, 40]. Przyrząd ten oprócz liczników, podających wynik liczbowy, posiada

również urządzenie, które przedstawia statystyczny wynik pomiarowy w postaci świetlnego wykresu wyobrażającego dystrybuantę rozkładu prawdopodobieństwa.

Większość urządzeń opisanych powyżej była przystosowana do statystycznego analizowania napięcia wahlowego przychodzącego w postaci przebiegu ciągłego. Poniżej opiszemy przyrząd [33] firmy Masing pod nazwą M121 przystosowany do statystycznego analizowania zbioru (uszerzewanego w czasie), składającego się z szeregu ciągów impulsowych. Elementem badanego zbioru jest ciąg impulsów, a miarą jego jest ilość impulsów zawarta w pojedynczym ciągu impulsowym. Schemat tego urządzenia jest pokazany na rys. 3. Wartości pomiarowe mogą być podawane na wejście urządzenia w postaci impulsów napięciowych (o mak-



Rys. 3. Schemat ideowy przyrządu M121 firmy Masing

symalnej częstotliwości 20 Hz), albo za pomocą zwierania kontaktu mechanicznego. W pierwszym przypadku impulsy wejściowe sterują multiwibratorem jednokokowym z tyratronem, który napędza wybierak wstępny. Wybierak ten zostaje wprowadzony w ruch i będzie się obracał aż do momentu, gdy zostanie zrealizowany kontakt ze szczotką przełącznika P_1 . Ten przełącznik służy do ustawienia poziomu wartości elementów analizowanego zbioru; dzieje się to w ten sposób, że wyznacza on liczbę impulsów, od której dopiero następujące przychodzące impulsy uruchamiają właściwe urządzenia analizujące. Wybierak wstępny po zatrzymaniu się w pozycji uwarunkowanej ustawieniem przełącznika P_1 kieruje następne kolejne impulsy do kilkupiętrowego wybieraka po-

średniego. Każde piętro tego wybieraka odpowiada pewnej szerokości przedziału. Ustawieniem przełącznika P_2 można regulować szerokość przedziału, załączając końcowy wybierak na odpowiednie piętro wybieraka pośredniego. Zależnie od ustawienia przełącznika P_2 końcowy wybierak otrzymuje impulsy co każdy, albo co 2, 3, 4, 6 lub 12 impulsów przychodzący na wybierak pośredni. Końcowy wybierak łączy się z 10 licznikami elektromagnetycznymi, które podczas ruchu tego wybieraka są przerzucane kolejno o jedną cyfrę.

Jeżeli na przykład podczas analizowania zbioru jest spodziewany rozrzut ilości impulsów w poszczególnych ciągach od 60 do 100, to należy tak ustawić urządzenie, aby pierwszy licznik reagował na 60 impulsów, drugi na 64, trzeci na 68 itd., i dziesiąty licznik na 96 impulsów. W ten sposób cały możliwy w danym przykładzie rozrzut impulsów będzie podzielony na 10 przedziałów o szerokości odpowiadającej 4 impulsom. Przesunięcie poziomu, tj. ustawienie pierwszego licznika na 60 impulsów, odbywa się, jak to już wyżej było podane, za pomocą przełącznika P_1 , a regulacja szerokości przedziałów — za pomocą przełącznika P_2 . Jeżeli na przykład wartość pierwszego elementu zbioru będzie się charakteryzowała ilością 86 impulsów, to pierwszych siedem liczników zostanie uruchomionych i wskażą one liczbę „1”, podczas gdy trzy ostatnie wskażą liczbę „0”. Po zarejestrowaniu następnego elementu zbioru, charakteryzującego się np. 71 impulsami, 1, 2 i 3 licznik wskażą liczbę „2”, 4, 5, 6 i 7 — wskażą liczbę „1”, a 8, 9, i 10 — liczbę „0”.

5.6. Metody oparte na zliczaniu impulsów w sposób elektroniczny

Metody te znajdują coraz szersze zastosowanie w statystycznych urządzeniach analizujących, stosowanych w różnych dziedzinach techniki i przemysłu ze względu na szerokie możliwości łatwego ich przystosowania do analizowania wielu zjawisk. Szerokie zastosowanie, szczególnie przy badaniu jakości produkcji rozmaitych wyrobów przemysłowych, znalazły urządzenia produkowane przez firmę Masing (NRF). Firma ta opracowała kilka typów przyrządów przystosowanych do różnych sposobów analizowania. Typ M128 jest przeznaczony do analizowania ciągłych przebiegów napięcia wahliwego [19, 23, 27, 32, 33, 37].

Analizowane napięcie zostaje w pewnych odstępach czasu (1, 2, 5 lub 10 razy na sek) sondowane i przekazywane do dalszej części urządzenia. Sondowanie odbywa się za pomocą generatora impulsowego, który wytwarza impulsy o szerokości 0,1 ms. Impulsy te powodują załączenie napięcia analizowanego na układ składający się z 11 tyratronów. Zależnie od wartości, jaką posiada w danym momencie napięcie analizowane oraz od wartości napięć polaryzujących, nastąpi zapłon tych

tyratronów, których siatki znalazły się pod dostatecznym potencjałem potrzebnym do zapłonu lampy. Za pomocą zmiany napięć polaryzujących można przesuwać poziomy napięcia analizowanego, na których pragniemy przeprowadzić analizę przebiegu napięciowego. Po upływie 40 ms. następuje wygaszenie tyratronów za pomocą impulsów wytwarzanych przez tzw. generator gaszący i urządzenie jest przygotowane na przyjęcie następnego impulsu sondującego. Aparat M128 posiada jeszcze zespół 11 przycisków, naciśnięcie których powoduje przeskok o jedną cyfrę odpowiadającego mu licznika. W ten sposób można wykorzystać przyrząd do ręcznego statystycznego analizowania zbioru liczbowego.

Do innego nieco sposobu analizowania jest pomyślany przyrząd M129 tejże, wyżej wymienionej firmy [33]. Przyrząd ten jest przeznaczony do statystycznego analizowania zbioru, składającego się z impulsów napięciowych o różnych amplitudach rozłożonych w czasie. Przyrząd zawiera 10 tyratronów odpowiadających 10 poziomom napięcia, rozgraniczającym przedziały, na które pragniemy podzielić badany zbiór impulsów. Napięcie zapłonu wszystkich tyratronów jest jednakowe, ale każdy z nich jest spolaryzowany innym napięciem. W stanie początkowym wszystkie tyratrony są zgaszone. Po naciśnięciu odpowiedniego przycisku, względnie po przyłożeniu dodatniego impulsu do siatki dodatkowej lampy uruchamiającej przekaźnik, zostaje on włączony, co powoduje przeskok licznika, rejestrującego całkowitą ilość impulsów, o jedną cyfrę. Jednocześnie sprężyny przekaźnika włączają badane napięcia na układ tyratronów. Podobnie jak w przyrządzie M128, zależnie od wartości amplitud napięcia impulsów przyłożonych na wejście, pewna ilość tyratronów zostanie uruchomiona, a odpowiednie liczniki to zarejestrują. Po rozwarciu sprężyn przekaźnika, tj. po zakończeniu pojedynczego impulsu, wszystkie tyratrony gasną. Wartości odczytane z liczników elektromagnetycznych, załączonych w obwody anodowe tyratronów, dają dystrybuantę rozkładu prawdopodobieństwa występowania zmiennych losowych w badanym zbiorze. Szerokość przedziałów (klas), jak również ich położenie można regulować za pomocą specjalnych potencjometrów.

W Szwajcarii opracowano tzw. integrator, przyrząd do bezpośredniego statystycznego analizowania napięcia wahlowego w postaci przebiegu ciągłego [18, 28]. Na wejściu znajduje się stabilny wzmacniacz prądu stałego, który wzmacnia napięcie wejściowe 125 razy i doprowadza je do dzielnika oporowego, składającego się z 10 potencjometrów. Potencjometry te łączą się z 10 triodami spełniającymi rolę przekaźników elektronicznych, które załączają odpowiednie liczniki elektromagnetyczne. Liczniki są uruchamiane za pomocą impulsów, których częstotliwość

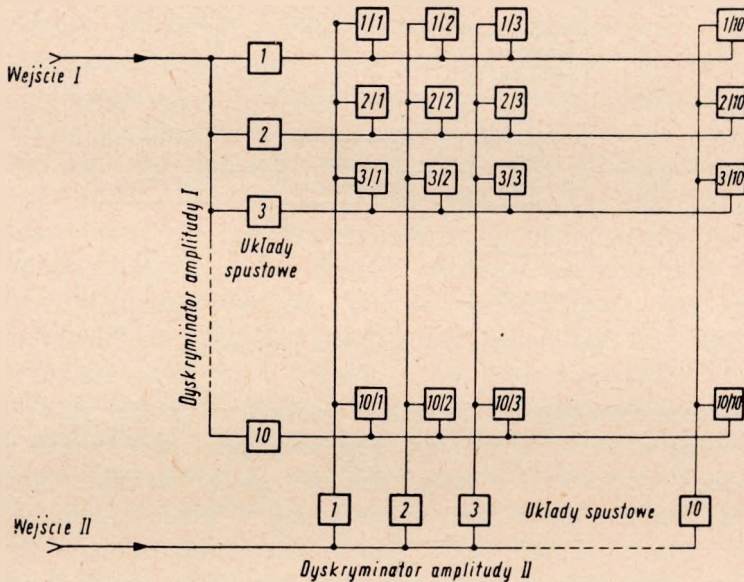
powtarzania można regulować w granicach od 0,4 do 30 sekund. Oprócz zliczania chwilowych wartości, przyrząd umożliwia również zliczanie średnich wartości napięcia w pewnych określonych przedziałach czasowych. Do tego celu służy wbudowany układ całkujący Millera, który całkuje badany przebieg napięcia wahliwego w przedziałach czasowych, odpowiadających okresom powtarzania impulsów.

Firma Siemens produkuje tzw. licznik sum częstości, oparty na zasadzie zliczania ilości impulsów [21]. Znalazł on zastosowanie w teletransmisji przy badaniu szumów i zakłóceń. Przyrząd ten może badać napięcie wahliwe na 10 poziomach, sondując wartości tego napięcia w odstępach jednosekundowych. Liczniki elektromagnetyczne podają wartość sum okresów czasu, w których został przekroczony dany poziom. Zastosowanie liczników pięciocyfrowych umożliwia wykonywanie pomiarów długotrwałych (do 1 doby).

Analizator amerykański [28] składa się z 10 jednostek, z których każda zawiera wzmacniacz prądu stałego, układ spustowy, przekaźnik i motorek synchroniczny napędzający licznik. Układ spustowy każdej jednostki jest tak ustawiony, że przerzut jego w drugi stan równowagi zachodzi przy innym napięciu wejściowym. Po przekroczeniu określonego dla układu spustowego danej jednostki napięcia wejściowego, następuje przerzut układu spustowego i uruchomienie motorka napędzającego licznik. Znajdujący się w analizatorze generator impulsowy wysyła okresowo ujemne impulsy na wejściowe siatki lamp układów spustowych wszystkich jednostek, sprowadzając w ten sposób te układy w pierwotny stan równowagi. Sposób ten eliminuje zjawisko histerezy układu spustowego, wskutek czego zmniejsza się błąd pomiaru.

Inne amerykańskie urządzenie analizujące [13], którego budowa jest zbliżona do poprzedniego, pozwala nie tylko na analizowanie wolnozmiennych przebiegów na 10 poziomach, lecz również i badanie korelacji pomiędzy dwoma przebiegami. Badane napięcia załącza się na dyskryminator amplitudy, składający się z 10 układów spustowych, których przerzut jest uwarunkowany napięciem odpowiadającym danemu poziomowi. Wszystkie układy spustowe są jednocześnie połączone z generatorem impulsowym, wytwarzającym impulsy jednakowej amplitudy i o częstotliwości dającej się regulować od 1 do 18 Hz. Dyskryminator amplitudy jest tak zaprojektowany, że może on być uruchamiany tylko wtedy, gdy na wejście jego oprócz napięcia badanego przychodzą jednocześnie impulsy z generatora impulsowego. Każdy układ spustowy dyskryminatora amplitudy jest połączony z jedną z dwóch siatek, odpowiadającego mu tyratronu typu 5696. Druga siatka tyratronu w tym przypadku jest uziemiona. Pod wpływem każdego impulsu przychodzą-

cego z dyskryminatora następuje jego zapłon, co powoduje zarejestrowanie tego impulsu na liczniku elektromagnetycznym. W ten sposób wskazania liczników będą proporcjonalne do okresów czasu przekroczeń poziomów. Dodatkowe trzy liczniki służą do pomocniczych celów, a mianowicie: jeden zlicza całkowitą ilość impulsów podczas pełnego okresu trwania pomiaru, drugi podaje wartość okresu czasu pomiaru, trzeci zaś wskazuje numer serii pomiaru, gdy się stosuje automatyczne fotografowanie wskazań liczbowych na licznikach. Przy pomiarze korelacji, zachodzącej pomiędzy dwoma badanymi przebiegami napięcia,



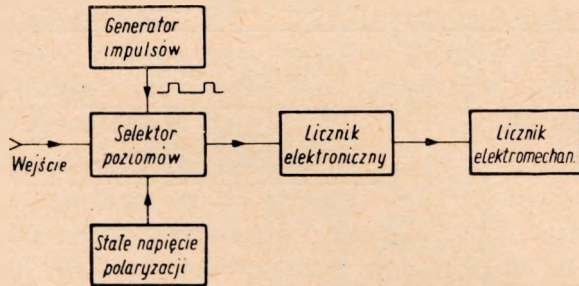
Rys. 4. Sposób połączenia dyskryminatorów amplitudy z licznikami przy pomiarze współczynnika korelacji

każde z tych napięć załącza się na osobny dyskryminator amplitudy. Układy spustowe jednego dyskryminatora mają połączenie z pierwszymi siatkami tyratronów; drugie natomiast siatki tyratronów łączą się z układami spustowymi drugiego dyskryminatora. W tym przypadku zapłon tyratronów następuje tylko wtedy, gdy na obu ich siatkach jednocześnie pojawiają się impulsy pochodzące z dyskryminatorów amplitudowych. Oba dyskryminatory są połączone z polem liczników elektromagnetycznych w liczbie 100 (10×10) w sposób podany na rys. 4, tworząc tzw. tablicę korelacyjną, z której oblicza się współczynnik korelacji.

Na podobnej zasadzie opiera się przyrząd amerykański stosowany do badań geofizycznych i meteorologicznych [7]. Pozwala on również analizować przebiegi wahlwne na 10 poziomach, a także badać korelację pomiędzy dwoma, a nawet czterema przebiegami. Tyratrony nie są

uruchamiane za pomocą układów spustowych, jak w urządzeniu poprzednim, lecz za pomocą przekaźników różnicowych. Częstotliwość impulsów próbkujących można zmieniać w granicach od 1 do 10 Hz.

Na VIII Konferencję C. C. I. R. w Warszawie w 1956 r. zgłoszono opis przyrządu, przeznaczonego do statystycznego analizowania natężenia pola elektromagnetycznego [24, 29]. Przyrząd ten pozwala analizować przebiegi, których najkrótsze wahania mogą wynosić 1 ms. Schemat ideowy jest przedstawiony na rys. 5. Głównymi częściami urządzenia są: selektor poziomów, generator impulsów, licznik elektroniczny oraz



Rys. 5. Schemat blokowy analizatora

licznik elektromagnetyczny. Selektor poziomów składa się z szeregu tyratronów, na siatki których jest doprowadzone analizowane napięcie wzmocnione i odpowiednio indywidualnie spolaryzowane. Anody tyratronów są zasilane impulsami wytwarzanymi przez generator impulsowy. Ten ostatni składa się z generatora sinusoidalnego typu RC, wzmacniacza oraz układu kształtującego. Impulsy prostokątne są różniczkowane i z kolei wzmacniane. W rezultacie otrzymuje się impulsy o amplitudzie 100 V, częstotliwości powtarzania 1 kHz, szerokości $\sim 180 \mu\text{s}$ i o nachyleniu zboczy 10^7 V/s. Impulsy te zasilają anody tyratronów. Te tyratrony, których siatki w danej chwili znajdują się pod potencjałem wyższym od napięcia zapłonu tyratronu, zostaną zapalone a impulsy przekazane do właściwego kanału liczącego. Każdy kanał liczący składa się z licznika elektronicznego o 3 dekadach, zbudowanych na dekatronach i pięciodekadowego licznika elektromechanicznego. Największą zatem szybkość licznika mechanicznego wynosi 1 impuls na sekundę.

Jednym z najnowszych przyrządów przeznaczonych do statystycznego analizowania przebiegów napięciowych jest tzw. analizator sygnałów rozproszonych [43], wykonany w Anglii i stosowany z powodzeniem przy badaniach fal rozproszonych w jonosferze i troposferze. Zasluguje on na uwagę ze względu na to, że umożliwia zastosowanie różnorodnych

sposobów analizowania statystycznego. Za pomocą tego analizatora można określać rozkład prawdopodobieństwa nie tylko jednego przebiegu napięciowego, lecz jednocześnie dwóch lub kilku przebiegów, co może mieć duże znaczenie praktyczne. Poza tym analizator umożliwia zliczanie ilości przekroczeń poziomów, jak również przeprowadzanie pomiarów korelacji skrośnej i autokorelacji oraz wyznaczanie funkcji korelacyjnej.

Podstawową część analizatora stanowi tzw. komparator, którego zadaniem jest porównywanie badanego przebiegu napięciowego z określonym poziomem napięcia. Na wejście komparatora jest przyłożona suma dwóch napięć: badanego przebiegu napięcia wahlowego, wzmacnionego we wzmacniaczu wstępnym, oraz szeregu ciągów impulsów prostokątnych, pochodzących z dodatkowego generatora. Szerokość impulsów wynosi 50 μ s, a częstotliwość powtarzania 1000 Hz. Jeden ciąg impulsowy składa się z 10 impulsów, z których każdy odpowiada poziomowi, dla którego ma być znalezione prawdopodobieństwo jego przekroczenia przez badany przebieg napięciowy. Amplitudy poszczególnych impulsów mogą być regulowane; w ten sposób odbywa się ustawianie poziomów analizatora na żadaną wartość. W czasie nieobecności napięcia wahlowego na wejściu analizatora komparator jest nieczynny, gdyż amplituda nawet największego z impulsów nie jest dostateczna do uruchomienia komparatora. Gdy pojawi się na wejściu napięcie badane, a suma amplitud tego napięcia oraz napięcia impulsu pojawiającego się w danej chwili przekroczy wartość napięcia porównawczego komparatora — ten ostatni spowoduje wysłanie impulsu, który zostanie zarejestrowany przez właściwy, dekadowy licznik elektroniczny.

Podczas trwania jednego ciągu impulsowego następuje porównanie chwilowej wartości napięcia badanego kolejno z dziesięcioma poziomami określonego napięcia, a wynik jest rejestrowany przez odpowiednie liczniki. W celu zapewnienia zliczania impulsów przez właściwy licznik przed wejściem każdego licznika znajdują się układy bramkowe, które są kolejno uruchamiane i synchronizowane z odpowiadającymi im impulsami ciągu impulsowego.

Rozwiązanie powyższe ma tę zaletę, że do analizowania przebiegu napięciowego na 10 poziomach może być użyty tylko jeden i ten sam komparator, co zwiększa stabilność pracy i upraszcza urządzenie. Poza tym, ponieważ porównanie napięć w komparatorze zachodzi zawsze przy tym samym kierunku zmiany napięcia — zostaje wyeliminowany, podobnie jak w analizatorze amerykańskim [28], błąd spowodowany zjawiskiem histerezy układu spustowego komparatora.

Analizator umożliwia również w pewnych okolicznościach pomiar korelacji skrośnej pomiędzy dwoma przebiegami napięciowymi, jak rów-

nież pomiar autokorelacji. Przy pomiarach korelacji skrośnej badane przebiegi napięciowe załącza się na wejście dwóch niezależnych komparatorów. Impulsy otrzymane na wyjściu obu komparatorów są kierowane do układu koincydencyjnego, który wytwarza impuls wyjściowy tylko wtedy, gdy na wejściu pojawią się jednocześnie dwa impulsy z obu komparatorów. Impulsy wyjściowe z układu koincydencyjnego są zliczane w licznikach elektronicznych. Z otrzymanych wyników w pewnych okolicznościach można obliczyć współczynnik korelacji. Przy pomiarach autokorelacji odpowiednie przesunięcie w czasie uzyskuje się nie drogą przesunięcia fazowego badanego przebiegu napięciowego na wejściu analizatora, lecz drogą przesunięcia w czasie ciągu impulsowego na wyjściu komparatora. Do tego celu służy tzw. rejestr opóźniający, stosowany w technice elektronicznych maszyn liczących. Rejestr składa się z 22 stopni, dzięki czemu przesunięcie może być regulowane od zera do 21 odcinków czasowych. Z wyjścia rejestru impulsy są skierowane do układu koincydencyjnego, który pracuje podobnie jak przy pomiarach korelacji skrośnej. W ten sposób podczas jednego okresu pomiarowego można uzyskać do 22 punktów krzywej funkcji autokorelacyjnej.

Na zasadzie zliczania impulsów w sposób elektroniczny jest oparte również urządzenie do pomiaru statystycznego rozkładu amplitud zakłóceń radiowych zbudowane przez Radio Research Station Slough w Wielkiej Brytanii [39].

6. PORÓWNANIE METOD I URZĄDZEŃ

Powyższy przegląd metod i urządzeń pomiarowych daje obraz tego co dotychczas w tym kierunku zostało zrobione. Jak widzimy, ilość różnorodnych typów statystycznych przyrządów analizujących jest dość pokaźna. Trudno jest ustalić wyraźny podział ich na kategorie, gdyż zasady, na których się one opierają, często się ze sobą pokrywają, a różnice pomiędzy przyrządami niekiedy są niewyraźne i nieuchwytnie.

Przystępując do projektowania budowy lub kupna przyrządu pomiarowego należy zdać sobie sprawę z szeregu czynników, od których będzie zależał udany wybór metody lub przyrządu. Takimi główniejszymi czynnikami, na które należy zwrócić uwagę, będą: cel, do jakiego ma służyć przyrząd, a więc rodzaj przebiegów napięciowych, które mają być analizowane (ciągłe czy impulsowe), przewidywana częstotliwość wahań napięcia badanego, szybkość posiadania wyników pomiarowych, dokładność pomiaru, koszt przyrządu, wymiary jego i poręczność oraz szereg innych. Oczywiście trudno jest zrealizować wszystkie wyma-

gania w jednym urządzeniu jednocześnie, dlatego też należy kierować się rozsądnym kompromisem.

Ogólnie metody pomiarowe możemy scharakteryzować w sposób następujący: istotną wadą metod pośrednich jest to, że wynik pomiarowy otrzymuje się z dużym opóźnieniem; wymagają one dużo materiału rejestracyjnego w postaci np. taśmy papierowej, a dokładność ich niekiedy pozostawia wiele do życzenia. Poza tym metody pośrednie mogą być stosowane tylko do analizowania przebiegów wolnozmiennych, wskutek bezwładności aparatów piszących, która ogranicza analizowanie przebiegów szybkowahliwych. Zaletą metod pośrednich jest natomiast to, że podział na poziomy zarejestrowanego przebiegu na taśmie można przeprowadzić bardziej celowo, gdyż cały przebieg jest z góry znany, jak również to, że część zarejestrowanego przebiegu, w którym stwierdzono niepożądane zakłócenia mogące wprowadzić mylną interpretację wyników pomiarowych może być usunięta przed analizowaniem. Metody pośrednie są chętnie stosowane wtedy, gdy oprócz poszukiwanego rozkładu prawdopodobieństwa jest pożądana również znajomość charakteru przebiegu napięcia badanego lub także, gdy chodzi o pozostawienie trwałego dokumentu w postaci zarejestrowanego przebiegu na taśmie. Metody bezpośrednie nie posiadając tych zalet górują jednak tym, że wyniki pomiarowe mogą być otrzymane prawie natychmiast po zakończeniu pomiaru, co w niektórych przypadkach ma bardzo duże znaczenie; przykładem tego może być badanie jakości produkcji wyrobów przemysłowych, przy którym ma miejsce natychmiastowe wykorzystanie zdobytych informacji w celu podniesienia produktywności przedsiębiorstwa.

Spśród metod pośrednich najprostszą, ale zarazem najbardziej żmudną i pracochłonną, a także niezbyt dokładną wskutek nieuwagi i zmęczenia operatora, jest metoda ręczna bez wykorzystania pomocniczych przyrządów. Metody ręczne z wykorzystaniem przyrządów pomocniczych znacznie zaoszczędzają czas operatorowi, niemniej jednak też wymagają pewnego wkładu pracy i skoncentrowanej uwagi. Ponieważ jednak przyrządy pomocnicze są na ogół proste i niewielkie, metody te są często stosowane, gdy nie zależy na szybkości otrzymania wyników pomiarowych. Inne metody pośrednie mają swoje specyficzne cechy, tak np. metody oparte na zachowaniu tzw. stałej wartości energii ze względów zasadniczych nadają się szczególnie do zastosowań w energetyce, gdyż uruchamianie sztancy wybijającej otwory w taśmie wymaga pewnej mocy; przyrząd z metalizowaną taśmą papierową pracuje niezbyt pewnie wskutek niedokładnego wypalania się taśmy, zwłaszcza przy szybkim przesuwie taśmy, względnie gdy wahania przebiegu są zbyt ostre, natomiast metoda optyczno-elektryczna z bębniem obrotowym

i komórką fotoelektryczną ma tę wadę, że wymaga ściśle określonych długości odcinków taśmy do analizowania.

Spośród metod bezpośrednich na szczególną uwagę zasługują metody oparte na zliczaniu impulsów. Te metody pozwalają otrzymywać wynik w postaci liczbowej, co jest najbardziej wygodną formą przedstawiania wyniku. Łatwe jest również otrzymanie wyniku wyrażonego bezpośrednio w procentach. Przyrządy oparte na zliczaniu impulsów mogą być łatwo przystosowane do analizowania przebiegów ciągłych, jak również przebiegów impulsowych. Elektroniczne metody zliczania impulsów mają tę jeszcze ważną zaletę, że pozwalają na badanie przebiegów szybkowahliwych, co nie można powiedzieć o innych metodach, z nielicznymi wyjątkami, ze względu na bezwładność elementów mechanicznych. Do tych nielicznych wyjątków można zaliczyć metody i urządzenia oparte na ładowaniu kondensatorów, które również umożliwiają analizowanie przebiegów szybkowahliwych; mają one jednak tę wadę, że wymagają posiadania kondensatorów bardzo dobrej jakości, o dobrej izolacji. A nawet i w tym przypadku wskutek wilgoci, zmian temperatury lub starzenia się materiałów izolacyjnych poszczególne kondensatory mogą tracić ładunek w niejednakowy sposób, wskutek czego mogą powstać błędy w pomiarze. Przy krótkotrwałych pomiarach powstałe błędy mogą być niedostrzegalne, lecz przy pomiarach trwających dłuższy okres czasu mogą one przekraczać dopuszczalną wartość. Poza tym odczyt wyników pomiarowych w tych metodach nie jest wygodny, gdyż odbywa się zwykle przez pomiar napięć na kondensatorach za pomocą woltomierza.

7. STATYSTYCZNY ANALIZATOR PRZEBIEGÓW WAHLIWYCH

W Instytucie Łączności znajduje się obecnie w opracowaniu duże urządzenie przeznaczone do statystycznego analizowania przebiegów wahliwych. Urządzenie to, czyli tzw. statystyczny analizator przebiegów wahliwych, będzie posiadało charakter uniwersalny; budowę jego zaprojektowano na zasadzie elektronicznego zliczania impulsów ze względu na przewidywane zastosowania jego do analizowania przebiegów szybkowahliwych. Analizator będzie zawierał przeszło 300 lamp oraz urządzenia pomocnicze przeznaczone do wykonywania dodatkowych zadań.

Analizator będzie umożliwiał analizowanie przebiegów wahliwych przychodzących w postaci przebiegu napięcia ciągłego na 13 dowolnie ustawianych poziomach. Będzie ono polegało na obliczaniu sumy okresów czasu, w których badane napięcie przekroczy określony poziom podczas pewnego dostatecznie długiego czasu trwania pomiaru. Wyniki pomia-

rowe w postaci liczb odczytanych na licznikach będą przedstawiały, zależnie od potrzeby, albo rozkład prawdopodobieństwa (częstość), albo dystrybuantę (sumę częstości). Normalna praca będzie się odbywała automatycznie, tj. po naciśnięciu przycisku startowego analizator rozpocznie pracę i po określonym czasie samoczynnie wyłączy się, podając wynik liczbowy bezpośrednio w procentach. Oprócz pracy zautomatyzowanej analizator będzie umożliwiał pracę z ręcznym wyłączeniem.

Analizator będzie zdolny reagować na zmiany przekroczeń poziomów trwających 100 μ s. Czas trwania pomiaru będzie mógł być regulowany w szerokich granicach. Analizator będzie mógł również badać przebiegi wahlowe przychodzące w postaci impulsów o różnych amplitudach. Analizowanie takiego zbioru impulsów będzie polegało na segregowaniu impulsów pod względem wartości ich amplitud.

Analizator będzie jednocześnie wyposażony w szereg dodatkowych urządzeń pomocniczych, umożliwiających bardziej wnikliwe przeprowadzanie badań statystycznych. Jednym z takich urządzeń jest licznik ilości przekroczeń poziomu, który pozwoli na zliczanie, ile razy analizowane napięcie przekroczyło dany dowolnie obrany poziom. Innym takim urządzeniem jest segregator przekroczeń poziomu, który będzie zliczał ilości przekroczeń poziomów, segregując je pod względem czasu ich trwania na kilkanaście przedziałów. Poza tym analizator będzie umożliwiał badanie dwóch przebiegów jednocześnie i określanie, przez jaki procent czasu okresu pomiarowego określony poziom był przekroczony przez oba analizowane przebiegi napięć wahlowych jednocześnie. Możliwe będzie również przybliżone wyznaczenie współczynnika korelacji pomiędzy dwoma przebiegami napięciowymi. Specjalne urządzenie oscylograficzne będzie umożliwiała obserwowanie wyniku pomiarowego, tj. rozkładu prawdopodobieństwa lub dystrybuanty na ekranie oscylografu w postaci 13 punktów świetlnych, odpowiadających poszczególnym poziomom. Obserwacja rozkładów na ekranie oscylografu będzie mogła być prowadzona na bieżąco podczas pomiaru, co pozwoli na zdobycie szybkich informacji i wyciągnięcie dodatkowych wniosków z obserwacji. Oprócz tego obserwacja rozkładów na oscylografie pozwoli na przybliżone, ale szybkie, wyznaczenie parametrów rozkładu, jak wartości średniej i odchylenia standardowego.

Ze względu na uniwersalny charakter analizatora i bogaty asortyment sposobów analizowania przebiegów — analizator będzie mógł znaleźć szerokie zastosowanie nie tylko w telekomunikacji, ale również i w wielu innych dziedzinach. Opis szczegółowy statystycznego analizatora przebiegów wahlowych będzie tematem osobnego artykułu po zakończeniu jego budowy.

WYKAZ LITERATURY

1. *Grosskopf J., Vogt K.*: Das statistische Verfahren in der Ausbreitungsforschung. ENT, 1941, nr 1/2, s. 8—11.
2. *Smith W. B.*: Recording Sky-Wave Signals. Electronics, 1947, nr 11, s. 112—116.
3. *Gerhardt J. R.*: A Simple Integrating Device for the Routine Statistical Analysis of Recorded Data. Transactions, American Geophysical Union, 1950, nr 2, s. 183—186.
4. *George R. W.*: Signal Strenght Analyser. Electronics, 1951, nr 1, s. 75—77.
5. *Kronjäger W.*: Über eine einfache Anordnung zur Ermittlung der statistischen Verteilung unregelmässiger elektrischer Vorgänge. FTZ, 1951, nr 2, s. 85—87.
6. *Schwartz A.*: Messmotor als Integrator und Messwandler. ETZ, 1951, nr 4, s. 113—114.
7. *Kassander A. R., Stebbins D. W.*: The Application of Electrical Counting to the Compilation of Frequency Distributions and Correlations Tables. Transactions, American Geophysical Union, 1951, nr 3, s. 341—346.
8. *Decker R. P.*: Notes on the Analysis of Radio-Propagation Data, P.I.R.E., 1951, nr 11, s. 1382—1388.
9. *Ferrari F.*: Registrieren und Auswerten. Verfahren, Geräte und Anwendungen der statistischen Messtechnik, Z. VDI, 1952, nr 4, s. 101—107, oraz nr 10, s. 274—279.
10. *Bray W. J., Corke R. L.*: A Technique for 4000 Mc/s Propagation Testing for Radio-Relay Systems. P.I.E.E., part IIIa, 1952, nr 18, s. 281—289.
11. *Ferrari F.*: Registrierung von Zähl- und Messgrössen und ihre Auswertung in der Elektrotechnik. ETZ, 1952, nr 5, s. 113—119.
12. *Kronjäger W.*: Ausmessung der statistischen Verteilung unregelmässiger elektrischer Vorgänge (Häufigkeitszähler), ETZ, 1952, nr 8, s. 269.
13. *Stewart R. M., Kassander A. R.*: An Electronic Statistical Tabulator. Proceedings of the National Electronics Conference. Chicago 1952, Vol. VIII, s. 657—667.
14. *Boré G., Rappaport W.*: Über die Eignung des Festmengen registrierverfahrens für die Ausbreitungsforschung. FTZ, 1953, nr 1, s. 33—36.
15. *Grosskopf J.*: Statistische Untersuchungen an Kurzwellen-übertragungswegen, FTZ, 1953, nr 8, s. 372—378.
16. *Grosskopf J.*: Die Grundlagen der Feldstärke-Messtechnik und Messverfahren. IX. Die Messung veränderlicher Felder. Der Fernmelde-Ingenieur, 1953, nr 8, s. 9—13.
17. *Vilbig F.*: Hochfrequenz-messtechnik. 1953, München, s. 241—242, 519—521, 573, 576—580.
18. *Fontanellaz G., Wey E.*: Zwei neue Geräte für statistische Messungen. Technische Mitteilungen PTT, 1954, nr 3, s. 87—94.
19. *Masing W.*: Ein elektronisches Gerät zur Schnell-Ermittlung statistischer Kenngrössen. Mitteilungsblatt für Mathematische Statistik, 1954, nr 3, s. 233—238.
20. *Chavance P., Boithias L., Blassel P.*: Étude de propagation d'ondes centimétriques dans la région méditerranéenne. Annales des Télécommunications, 1954, nr 6, s. 158—185.
21. *Wüld W., Schulz E.*: Neue Messgeräte für Arbeiten in Beeinflussungsfragen. Elektrizitätswirtschaft, 1954, nr 6, s. 161—165.

22. Szawans [Chavance P.], Buatia [Boithias L.], Blassel [Blassel P.]: Rasprostranjenje santimietrowych wołn w rajonie średziemnego moria. Analizator urowniej. Woprosy radiolokacionnoj tiechniki. 1955, nr. 1, s. 115—116.
23. Masing W.: Ein Verfahren zur statistischen Auswertung kontinuierlich anfallender Messwerte. Textil Praxis, 1955, nr 4, s. 357—362.
24. Cappucini F., Chinni A., Francini G.: Un contatore elettronico per il rilievo statistico della intensita di campo elettromagnetico. L'Elettrotecnica, 1955, nr 11, s. 610—615.
25. Fleischer H.: Internationale Funküberwachung II, 2. Zeitliche Abhängigkeit der Feldstärke. Der Fernmelde-Ingenieur, 1955, nr 12, s. 8—9.
26. Grosskopf J., Kappelhoff K. H., Kopte J.: Neue Geräte zur Ermittlung der statistischen Verteilung unregelmässiger elektrischer Vorgänge. NTZ, 1956, nr 1, s. 34—39.
27. Masing W.: Die Auswertung kontinuierlich anfallender Messwerte für die statistische Qualitätskontrolle. Draht, 1956, nr 3, s. 87—91.
28. Fritz W.: Probleme und Methoden der Analyse zeitlich variabler Pegel. Technische Mitteilungen PTT, 1956, nr 5, s. 209—216.
29. C.C.I.R.: Electronic Computer for the Statistical Measurement of the Electromagnetic Field Strength. Warszawa, 1956, Dok. 489-E.
30. Lichter Ja. I.: O niekotorych statisticzieskich swojstwach atmosfiernych radiopomiej. Radiotiechnika i elektronika, 1956, nr 10, s. 1295—1302.
31. Smirnow W. A.: Radiorielejnyje linii swiazi. Analizator zamiraniy. Moskwa, 1956, s. 305—309.
32. Mende H. G.: Ein elektronisches Gerät zur unmittelbaren statistischen Auswertung von Messwerten. Elektronik, 1957, nr 2/3, s. 41—42.
33. Vogt H. J., Zimmer E.: Automatische Klassifikation und Speicherung von Messergebnissen. Elektronik, 1957, nr 7, s. 191—197.
34. Thomas B. Van Horne: An Analog Method for the Solution of Probability of Hit and Related Statistical Problems. IRE Transactions on Electronic Computers, Vol. EC-6, 1957, nr 3, s. 170—175.
35. Arenberg A. G.: Rasprostranjenje decimietrowych i santimietrowych wołn. Apparatura dla izuczenija rasprostranienija dmw i smw. Moskwa, 1957, s. 276—292.
36. Obalski J.: Przyrzady do kontroli statystycznej na Wystawie „Interkama 1957”. Pomiary. Automatyka. Kontrola. 1958, nr 3, s. 107—111.
37. Gibas H.: Automatische Klassifikation und Speicherung von Messergebnissen. Bulletin de l'Association Suisse des Electriciens. 1958, nr 6, s. 249—250.
38. Sachse H.: „Interkama 1957”. Zeitschrift für das Post- und Fernmeldewesen. 1958, nr 10, s. 357—364.
39. Harwood J., Nicolson C.: Atmospheric Radio Noise. Electronic and Radio Engineer. 1958, nr 5, s. 183—190.
40. Neue Instrumente. Statistisches Anzeigegerät. ATM, 1958, nr 270, s. R103.
41. Auer W.: Ein neues Registrierprinzip. Elektronische Rundschau. 1958, nr 7, s. 240.
42. Novy registračni princip. Sdélovací technika. 1958, Nr 11, s. 428.
43. Cutler P. H., Williams D. A.: Scatter—Signal Analyser, P.I.E.E., part B Supplement, 1958, nr 8, s. 7—11.
44. Paulsen E.: Ein elektronischer Häufigkeitszähler. Elektronische Rundschau. 1959, nr 3, s. 75—77.

М. Новицки

СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ФЛЮКТУАЦИОННЫХ ПРОЦЕССОВ МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВА

Резюме

Математическая статистика находит в настоящее время всё более широкое применение в технике. Статистические измерительные методы с использованием соответствующих приборов облегчают решение ряда проблем, которые другим образом нелегко или же совсем нельзя решить. В настоящее время существует значительное количество статистических приборов, основанных на различных принципах работы и приспособленных для различных применений.

В статье описаны статистические измерительные методы и соответствующие устройства предназначенные для статистического анализа флюктуационных процессов электрических напряжений. После короткого обзора основных принципов математической статистики, детально рассмотрены используемые в настоящее время приборы, а также произведен сравнительный анализ разных типов этих устройств и измерительных методов.

В заключении описан статистический анализатор флюктуационных процессов, который конструируется в настоящее время Институтом Связи. Этот анализатор, содержащий свыше 300 ламп, будет иметь универсальный характер и будет снабжен рядом добавочных устройств, дающих возможность подробных произведений статистических исследований.

M. Nowicki

STATISTICAL ANALYSIS OF RANDOM PHENOMENA METHODS AND EQUIPMENT

Summary

The application of mathematical statistics in engineering grows more and more extensive nowadays. Methods and apparatus for statistical measurements facilitate the solution of many a problem which otherwise would hardly be soluble, if at all. There are many types of instruments for statistical investigation, based on various principles and intended for various purposes.

The paper brings a survey of methods of statistical measurements along with pertinent apparatus, intended for the analysis of voltages varying in a random manner. After a brief recapitulation of some fundamental concepts of mathematical statistics a more detailed review is given of existing apparatus, as well as a comparative analysis of instruments and corresponding methods.

In conclusion, a statistical analyzer of random processes, actually under development at the Institute of Telecommunication, is given closer consideration. This equipment, comprising more than 300 electronic valves, shall be of general application. Being fitted with many supplementary devices it caters for very precise statistical investigations.

M. Nowicki

ANALYSE STATISTIQUE DES PHÉNOMÈNES ALÉATOIRES
MÉTHODES ET ÉQUIPEMENTS

Résumé

L'application de la statistique mathématique dans la technique devient actuellement de plus en plus importante. C'est grâce aux méthodes des mesures statistiques que la solution de certains problèmes devient plus facile. Contrairement, il y aurait bien des problèmes dont la solution serait très difficile ou même pratiquement impossible. Il existe à l'heure actuelle beaucoup d'appareils statistiques basés sur des divers principes et destinés pour des buts divers.

L'article présente les méthodes statistiques et appareils de mesure y relatifs, destinés à l'analyse statistique des tensions qui varient dans le temps d'une manière fortuite. Un bref rappel de certaines notions fondamentales de la statistique mathématique est suivi d'un examen détaillé des dispositifs de mesure actuels, et d'une comparaison analytique de divers types des dispositifs en question et des méthodes de mesure.

Enfin on décrit un équipement d'analyse statistique des processus aléatoires, actuellement au cours de construction à l'Institut des Télécommunications. Cet équipement, renfermant plus de 300 tubes à vide, aura une application générale. Il contient certains dispositifs supplémentaires qui le rendent utile aux recherches statistiques détaillées.

M. Nowicki

STATISTISCHE ANALYSE VON SCHWANKUNGSVORGÄNGEN
METHODEN UND EINRICHTUNGEN

Zusammenfassung

Das Anwendungsgebiet der mathematischen Statistik in der Technik erweitert sich in immer zunehmendem Masse. Statistische Messmethoden erleichtern, unter Anwendung von geeigneten Geräten, die Lösung von manchen Problemen, die sonst schwer zu behandeln oder gar unlösbar wären. Es gibt sehr viele statistische Messgeräte, von verschiedener Wirkungsweise und für verschiedene Zwecke.

Im vorliegenden Aufsatz werden statistische Messmethoden und entsprechende Einrichtungen zur statistischen Analyse von zeitlich schwankenden Spannungen besprochen. Nach einer kurzgefassten Übersicht der Grundlagen der mathematischen Statistik, werden bereits vorhandene Messeinrichtungen eingehend besprochen und verschiedene Typen von Einrichtungen sowie betreffende Messmethoden vergleichsweise untersucht.

Es wird schliesslich ein im Fernmeldetechnischen Institut entwickelter statistischer Messplatz für Schwankungsvorgänge beschrieben. Das Gerät enthält mehr als 300 Elektronenröhren und soll einen vielseitigen Charakter haben. Mehrere zusätzliche Vorrichtungen, mit denen es ausgestattet sein soll, werden sehr eingehende statistische Untersuchungen ermöglichen.

WILHELM ROTKIEWICZ
RYSZARD GRZEGORZ STRUŻAK

621.396.82

ZAKŁÓCENIA ODBIORU RADIOWEGO POWODOWANE PRZEZ OŚWIETLENIOWE LAMPY JARZENIOWE W ZAKRESIE CZĘSTOTLIWOŚCI OD 0,15 DO 30 MHz¹⁾

Rękopis dostarczono do IL 20.11.58

Praca zawiera opisy układów pomiarowych i wyniki pomiarów napięcia i natężenia pola zakłóceń, wytwarzanych przez lampy jarzeniowe.

Zbadano 25 lamp. Zmierzono poziomy zakłóceń w funkcji częstotliwości dla różnych czasów pracy i różnych ilości włączeń.

Opracowano i zbadano filtr przeciwzakłóceńowy, ponieważ bez filtru lampy te wytwarzają zbyt duże zakłócenia odbioru radiofonicznego w zakresie fal długich i średnich.

Z przeprowadzonych badań wynika, że poziom zakłóceń wytwarzanych przez daną świetlówkę może osiągać 60 dB (w odniesieniu do 1 μ V) i ulegać wahaniom w granicach ± 20 dB w czasie pracy. Poziomy zakłóceń wytwarzanych przez poszczególne egzemplarze lamp tego samego typu i tej samej partii produkcyjnej mogą różnić się między sobą o 40 dB.

Ze wzrostem ilości włączeń lampy zakłócenia te na ogół maleją. Rozrzut amplitud widma zakłóceń w funkcji częstotliwości jest malejący.

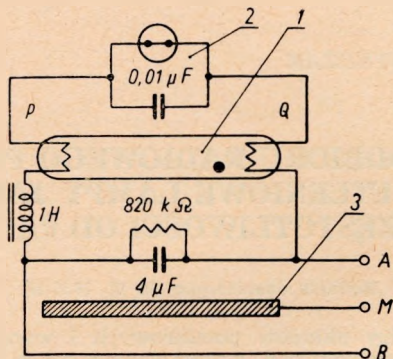
1. WSTĘP

Ze względu na dość duże rozpowszechnienie jarzeniowych lamp oświetleniowych i znaczne zakłócenia przez nie wywoływane w Instytucie Łączności zostały przeprowadzone badania tych zakłóceń. Zbadano również możliwości zmniejszenia napięć zakłócających do dopuszczalnych granic. Poddano próbom świetlówki krajowego wyrobu, typu „White” o mocy 40 W, przy napięciu 220 V, 50 Hz. Świetlówki tego typu pracują zazwyczaj bez filtru przeciwzakłóceńowego w układzie pokazanym na rys. 1. W takich warunkach pracy świetlówki te wywołują duże zakłócenia odbioru radiofonicznego, zwłaszcza w zakresie fal długich. Poziom zakłóceń ulega znacznym wahaniom w czasie pracy

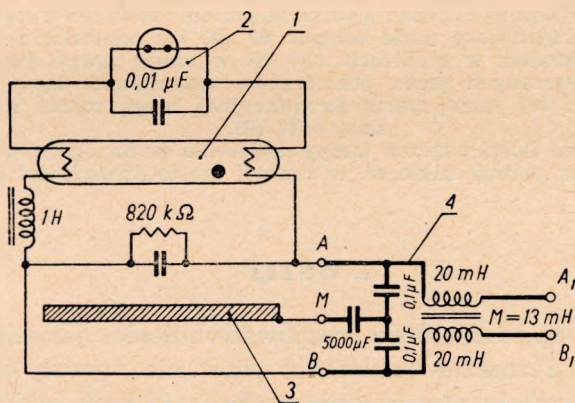
¹⁾ Na podstawie tej pracy został zgłoszony dokument (dotyczący zagadnienia Nr 75/I) na zebranie robocze I Komisji Studiów Międzynarodowego Radiokomunikacyjnego Komitetu Doradczego C.C.I.R. (Genewa, sierpień 1958) oraz na Zgromadzenie Ogólne C.C.I.R. (Stany Zjednoczone A. P. 1959).

i w dużym stopniu zależy od użytego egzemplarza lampy. Wyniki badań zakłóceń wytwarzanych przez lampy jarzeniowe oraz ich zależność od czasu pracy i ilości włączeń lampy omówione są w rozdz. 5 i 6.

Opracowano możliwie prosty i dostatecznie skuteczny filtr przeciw-



Rys. 1. Układ badanej lampy
1 — świetlówka, 2 — zapłonnik,
3 — metalowa obudowa



Rys. 2. Układ lampy z filtrem
1, 2, 3 — jak na rys. 1, 4 — filtr
przeciwzakłóceńowy

zakłóceńowy, pracujący w układzie pokazanym na rys. 2, który spełnia warunki bezpieczeństwa dotyku. Wyniki badań lamp pracujących z filtrem podano w rozdz. 7.

2. POWSTAWANIE ZAKŁÓCEŃ

W normalnych warunkach pracy, przy zasilaniu prądem zmiennym 50 Hz, świetlówka gaśnie i zapala się 100 razy w ciągu sekundy. Do chwili zapłonu napięcie na świetlówce szybko narasta a następnie po zapłonie szybko maleje, tworząc impulsy o stromych zboczach i cza-

się trwania rzędu kilku milisekund. Ponadto każdy zapłon i zgaśnięcie może wywoływać zanikające oscylacje w układzie. W czasie świecenia elektrody świetlówki są intensywnie bombardowane cząsteczkami gazu i w zjonizowanej plazmie zachodzą fluktuacje energii. Wszystkie te zjawiska powodują, iż prądy i napięcia występujące w układzie zajmują bardzo szerokie widmo częstotliwości, wywołując zakłócenia odbioru radiowego.

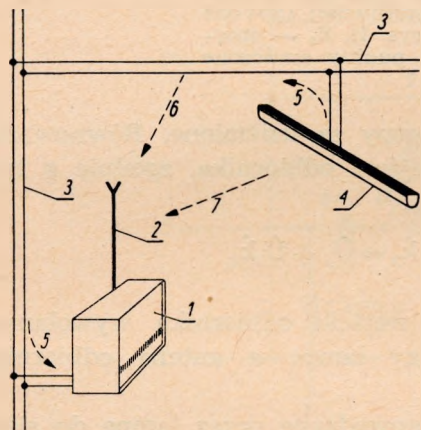
Oprócz zakłóceń powstających w normalnych warunkach pracy mogą występować zakłócenia wywołane zaburzeniami w pracy lamp. Stwierdzono, że zły styk pomiędzy nóżkami świetlówki a oprawą często może spowodować łuk, który pomimo niedostrzegalnego wpływu na właściwości oświetleniowe lampy zwiększa poziom zakłóceń o 20 do 30 dB. Podobnie pojawienie się jasnych, ruchomych plam na powierzchni świetlówki związane jest ze wzrostem napięć zakłócających o około 30 dB.

Należy zaznaczyć, że w obserwowanych przypadkach zaburzenia te pojawiały się i znikwały często nieoczekiwanie, samoistnie, bez widocznych przyczyn zewnętrznych.

3. PRZENIKANIE ZAKŁÓCEŃ DO ODBIORNIKA

Zakłócenia powstające w lampach jarzeniowych mogą przenikać do urządzenia odbiorczego głównie następującymi drogami:

- 1) po przewodach wspólnej sieci zasilającej lampę i odbiornik,
- 2) na skutek sprzężenia pomiędzy przewodami sieci a obwodem anteny odbiornika,



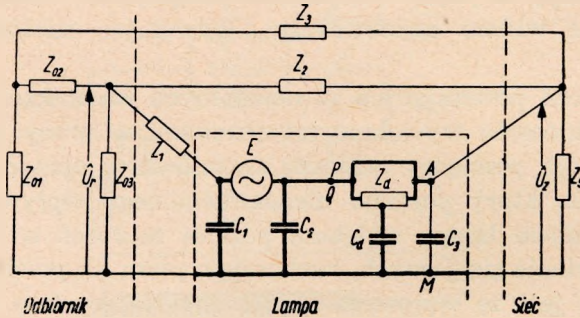
Rys. 3. Główne drogi przenikania do odbiornika zakłóceń wytwarzanych przez świetlówkę
1 — odbiornik, 2 — antena odbiorcza, 3 — sieć zasilająca, 4 — lampa zakłócająca, 5 — przenikanie zakłóceń po przewodach wspólnej sieci zasilającej lampę i odbiornik, 6 — przenikanie zakłóceń na skutek sprzężenia pomiędzy przewodami sieci a obwodem anteny, 7 — przenikanie zakłóceń na skutek sprzężenia pomiędzy lampą a obwodem anteny odbiornika

3) na skutek sprzężenia pomiędzy lampą a obwodem anteny odbiornika.

Drogi te są przedstawione poglądowo na rys. 3. Bezpośrednie oddziaływanie pola zakłóceń na obwód odbiornika jak również promienio-

wanie energii zakłóceń są na ogół pomijalne ze względu na występujące wymiary geometryczne, zakres częstotliwości i poziom zakłóceń.

Na rysunku 4 przedstawiony jest uproszczony układ zastępczy dla składowej niesymetrycznej zakłóceń, odpowiadający rys. 3. Dla pro-



Rys. 4. Uproszczony układ zastępczy lampy i odbiornika dla składowej niesymetrycznej zakłóceń

Z_1 — zastępcza oporność pomiędzy lampą a wejściem odbiornika, Z_2 — zastępcza zewnętrzna oporność pomiędzy siecią a wejściem odbiornika, Z_3 — oporność przewodów sieci, C_1, C_2 — pojemności pomiędzy zastępczym generatorem zakłóceń a masą, Z_{o1} — oporność odbiornika widziana od strony sieci, Z_{o2} — oporność odbiornika między wejściem a siecią, Z_{o3} — oporność wejściowa odbiornika, C_d — pojemność dławika do masy, C_3 — pojemność przewodów do masy, Z_d — oporność dławika w rozpatrywanym zakresie częstotliwości (jest ona zwarta przewodem QA z rys. 1), Z_s — oporność sieci, P, Q, A, B — punkty oznaczone na rys. 1

stoty na rys. 4 masy odbiornika i lampy są uziemione. Równoważne napięcie zakłóceń \hat{U}_r działające na wejściu odbiornika, zgodnie z tym rysunkiem, można przedstawić w postaci: ¹⁾

$$\hat{U}_r = \hat{U}_p + \hat{U}_z \hat{k}_1 + \hat{U}_s \hat{k}_2 = \hat{U}_p + \hat{U}_z \hat{k}_3$$

gdzie:

\hat{U}_p — jest napięciem zakłóceń na wejściu odbiornika wywołanym jedynie sprzężeniem pomiędzy lampą a anteną odbiornika (polem zakłóceń),

\hat{U}_z — oznacza napięcie zakłóceń wprowadzane przez lampę do sieci,

\hat{k}_1 — oznacza współczynnik określający stopień przenikania zakłóceń po przewodach sieci. Zależy on od typu i długości sieci oraz od wrażliwości odbiornika na zakłócenia od strony sieci.

¹⁾ [3].

k_2 — oznacza współczynnik określający stopień przenikania zakłóceń na skutek sprzężenia pomiędzy siecią a anteną odbiornika. Zależy on od typu, wymiarów oraz wzajemnej konfiguracji anteny i przewodów sieci.

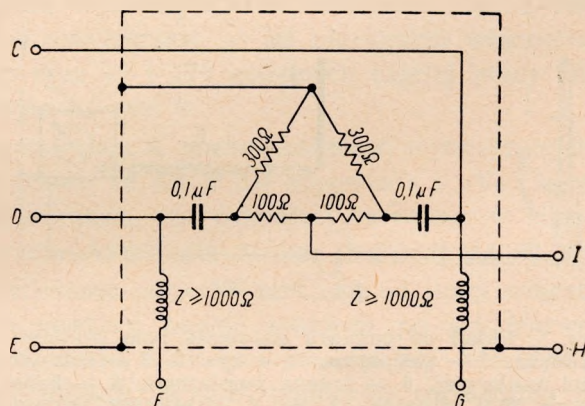
$$k_3 = k_1 + k_2$$

Zakłócenia przenikające do odbiornika dają na jego wyjściu nieprzyjemny efekt akustyczny. Może on być różny dla różnych egzemplarzy lamp oraz dla różnych częstotliwości dostrojenia odbiornika. Zawsze jednak stanowi on kombinację przydźwięku 100 Hz, szumu i stosunkowo nieregularnych trzasków.

Efekt ten może uniemożliwiać odbiór stacji dalekich oraz zakłócać odbiór stacji bliskich. Zaobserwowano, że omawiane lampy jarzeniowe umieszczone w pobliżu odbiornika zakłócały odbiór wszystkich stacji długofalowych oraz większości średniofalowych. Ze stacji Polskiego Radia jedynie stacja lokalna odbierana była bez zakłóceń. Dla ścisłości podać należy, że próby odbywały się we Wrocławiu, a zmierzone natężenia pola wewnątrz budynku (II piętro) wynosiły: Warszawa I — około 600 $\mu\text{V}/\text{m}$ i Wrocław — około 4 mV/m .

4. POMIARY NAPIĘĆ I PÓL ZAKŁÓCAJĄCYCH

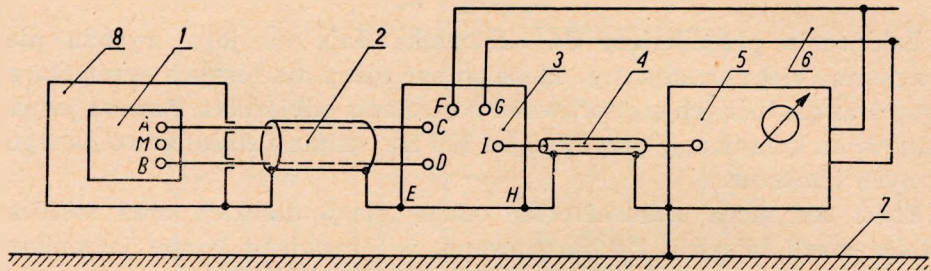
Wszystkie pomiary, zarówno napięć, jak i pól, wykonywano w kabine ekranowanej o wymiarach $2,5 \times 3,5 \times 2,5$ m. Tłumienie obcych niepożądanych napięć i pól, które mogłyby zakłócać pomiary, było dosta-



Rys. 5. Układ sieci sztucznej stosowanej w pomiarach

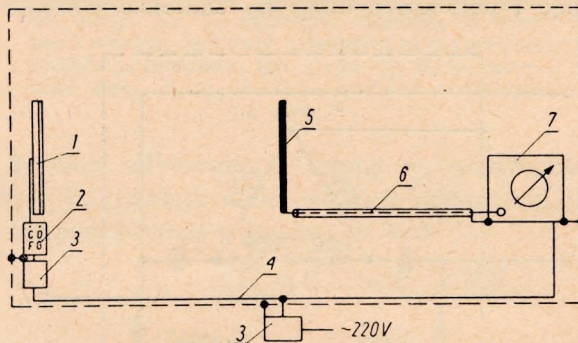
tecnie duże w całym rozpatrywanym zakresie częstotliwości. We wszystkich pomiarach stosowano miernik poziomy zakłóceń opisany w literaturze [6] oraz sieć sztuczną przedstawioną na rys. 5 i odpowia-

dającą zaleceniom C.I.S.P.R. [2]. Najmniejsze mierzalne napięcie wynosiło $1 \mu\text{V}$. W czasie wszystkich pomiarów napięcie sieci było utrzymywane na stałym poziomie 220V z dokładnością ok. 5 V . Temperatura otoczenia w czasie pomiarów wynosiła od 16° do 24°C .



Rys. 6. Układ do pomiarów napięcia zakłóceń
 1 — badana świetlówka, 2 — ekranowana linia zasilająca o długości 1 m, 3 — sieć sztuczna z rys. 5, 4 — kabel koncentryczny (oporność falowa 75Ω , długość 1,5 m), 5 — miernik poziomu zakłóceń, 6 — sieć zasilająca, 7 — metalowa podłoga kabiny pomiarowej, 8 — rura ekranująca

Składową niesymetryczną napięcia zakłóceń wytwarzanych przez lampę jarzeniową mierzono w układzie pomiarowym pokazanym na rys. 6. Badane urządzenie umieszczano w rurze ekranującej, co pozwalało wyeliminować niepożądane wpływy uboczne i uzyskać powtarzalne warunki pomiarów. Wyniki pomiarów pokrywały się z wynikami uży-



Rys. 7. Układ do pomiaru natężenia pola zakłóceń
 1 — badana świetlówka, 2 — sieć sztuczna z rys. 5, 3 — filtr dolnoprzepustowy, 4 — przewody sieci zasilającej, 5 — antena pomiarowa, 6 — kabel koncentryczny (oporność falowa 75Ω , długość 1,5 m), 7 — miernik poziomu zakłóceń

skiwany w układach zalecanych w normach polskich [5] i radzieckich [4].

Pomiary pól zakłócających wykonywano w układzie z rys. 7. Badane urządzenie, anteny pomiarowe, kable i miernik zakłóceń były

umieszczone w płaszczyźnie symetrii równoległej do większych ścian kabiny. Do pomiarów składowej elektrycznej pola zakłóceń używano anteny prętowej o długości geometrycznej 1 m i średnicy 14 mm. Pomiar składowej magnetycznej wykonywano anteną ramową o kształcie kwadratu (długość boku 50 cm, 20 zwojów), umieszczoną w ekranie elektrostatycznym. Obie używane anteny pomiarowe posiadały wymiary odpowiadające zaleceniom C.I.S.P.R. [1].

Każda z anten i badana lampa były umieszczone równoległe do siebie, przy czym ich środki znajdowały się na jednakowych wysokościach i były odległe o 1 m. Taka odległość pomiarowa była konieczna ze względu na małą wartość mierzonego natężenia pola.

Ze względu na małą odległość pomiarową i małe wymiary lampy (bardzo małe w porównaniu z długością fali) oraz ze względu na niejednorodność pola zakłóceń nie posługiwano się pojęciem wysokości skutecznej anteny, a operowano proporcjonalnym do natężenia pola napięciem na wejściu miernika zakłóceń. Ogólnie można podać, iż wysokość skuteczna anteny prętowej wynosiła około 0,5 m, a ramowej

ok. $\frac{31,4}{\lambda}$ [m], gdzie λ — długość fali w metrach.

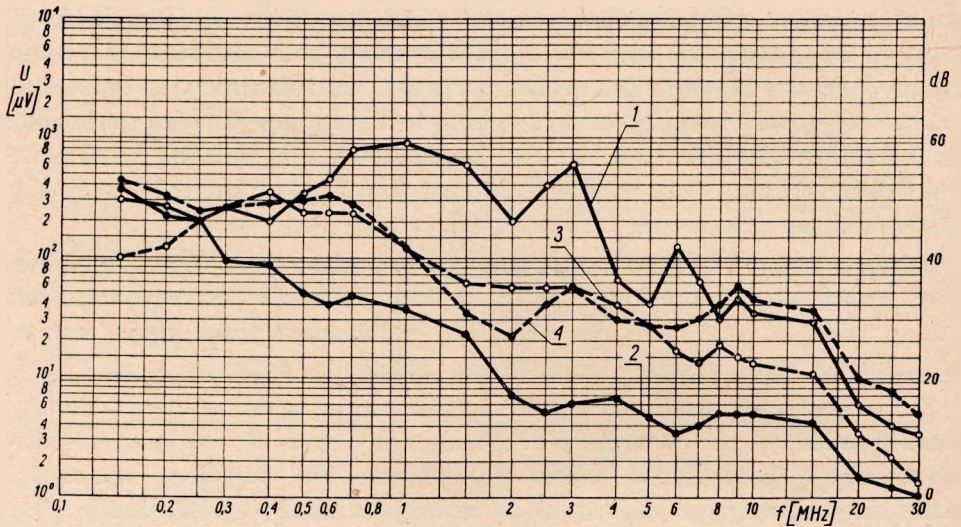
5. WYNIKI BADAŃ ŚWIETŁÓWKI WYBRANEJ LOSOWO

Dla określenia poziomu zakłóceń i jego zmian w czasie pracy lampy przeprowadzono pomiary napięć zakłócających w funkcji częstotliwości wywołanych przez wybraną losowo, fabrycznie nową świetlówkę. Pomiary wykonano natychmiast po jej pierwszym włączeniu, a następnie po 15 minutach oraz 10 i 100 godzinach ciągłej pracy. Wyniki pomiarów przedstawiono na rys. 8.

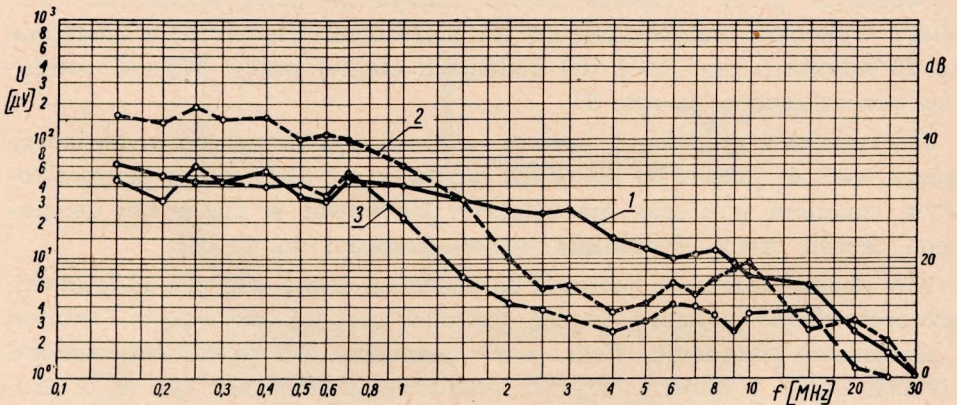
Jak wynika z rysunku 8, poziom zakłóceń wytwarzanych przez lampę osiąga wartość prawie 60 dB (0 dB odpowiada 1 μ V) i ulega przypadkowym zmianom w czasie, nie ustalając się nawet w ciągu 100 godzinowego okresu pracy. Amplituda wahań dochodzi do 40 dB.

Aby zbadać zależność poziomu zakłóceń od ilości włączeń świetlówki, przeprowadzono pomiary napięć zakłóceń po jej pierwszym, setnym i pięćsetnym włączeniu. Czas pracy pomiędzy kolejnymi włączeniami wynosił około 1 minuty. Wyniki pomiarów uwidacznia rys. 9, z którego wynika, że napięcie zakłóceń przy pewnych częstotliwościach ulega zmianom o około 20 dB.

Wyniki pomiarów natężenia pola zakłóceń przedstawia rys. 10, na którym podano w funkcji częstotliwości napięcie zakłóceń mierzone na wyjściu kabla koncentrycznego (rys. 7). Jak wynika z rys. 10, war-

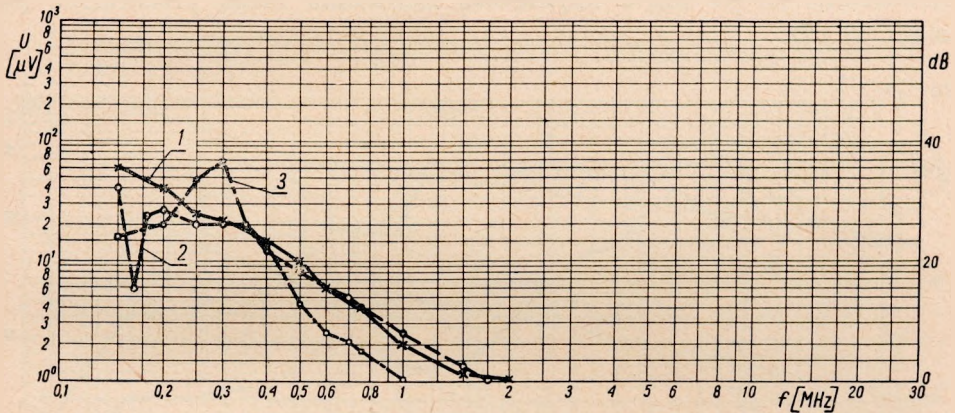


Rys. 8. Przebiegi napięć zakłócających U w funkcji częstotliwości f dla jednej świetlówki po różnych okresach pracy
 krzywa 1 — świetlówka fabrycznie nowa, krzywa 2 — ta sama świetlówka po 15 minutach ciągłej pracy, krzywa 3 — ta sama świetlówka po 10 godzinach ciągłej pracy, krzywa 4 — ta sama świetlówka po 100 godzinach ciągłej pracy



Rys. 9. Przebiegi napięć zakłócających U w funkcji częstotliwości f dla jednej świetlówki po różnych ilościach włączeń
 krzywa 1 — świetlówka po 100 godzinach pracy, krzywa 2 — ta sama świetlówka po 100 godz. pracy i 100 włączeniach, krzywa 3 — ta sama świetlówka po 100 godz. pracy i 500 włączeniach

tości zarówno składowej elektrycznej, jak i magnetycznej maleją ze wzrostem częstotliwości i już przy 1 MHz są praktycznie pomijalne. Pomiary wykazały, że napięcia na zaciskach anteny zależą w znacznym stopniu od wzajemnej konfiguracji anteny i świetlówki. Łączenie me-



Rys. 10. Przebiegi napięć zakłóceń proporcjonalne do natężeń pól na wyjściu kabla koncentrycznego z rys. 7
 krzywa 1 — antena prętowa, masa lampy połączona z masą kabiny, krzywa 2 — antena prętowa, masa lampy nieziemiona, krzywa 3 — antena ramowa

talowych części oprawy lampy z masą kabiny (uziemiające oprawy) spowodowało zmniejszenie wartości składowej elektrycznej natężenia pola na dolnym krańcu zakresu, przy zupełnym braku zmian składowej magnetycznej.

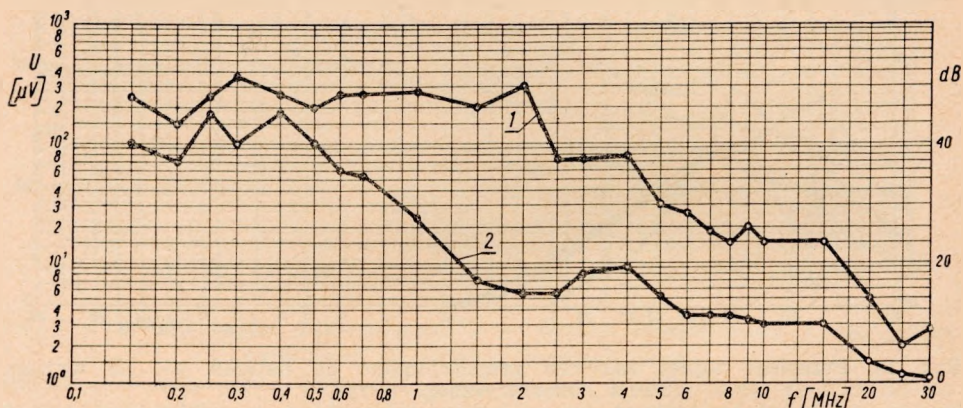
6. WYNIKI BADANIA 25 ŚWIETŁÓWEK

Pomiary napięć zakłócających, wykonane dla dwóch świetlówek wybranych losowo z tej samej partii produkcyjnej, wykazały duże różnice poziomów zakłóceń wytwarzanych przez poszczególne świetlówki przekraczające 30 dB (rys. 11). W związku z tak dużymi rozrzutami nasunęły się pytania, jakie są najczęściej występujące największe i najmniejsze wartości zakłóceń wytwarzanych przez omawiane lampy, oraz jaki procent używanych lamp wytwarza zakłócenia o niedopuszczalnej wartości?

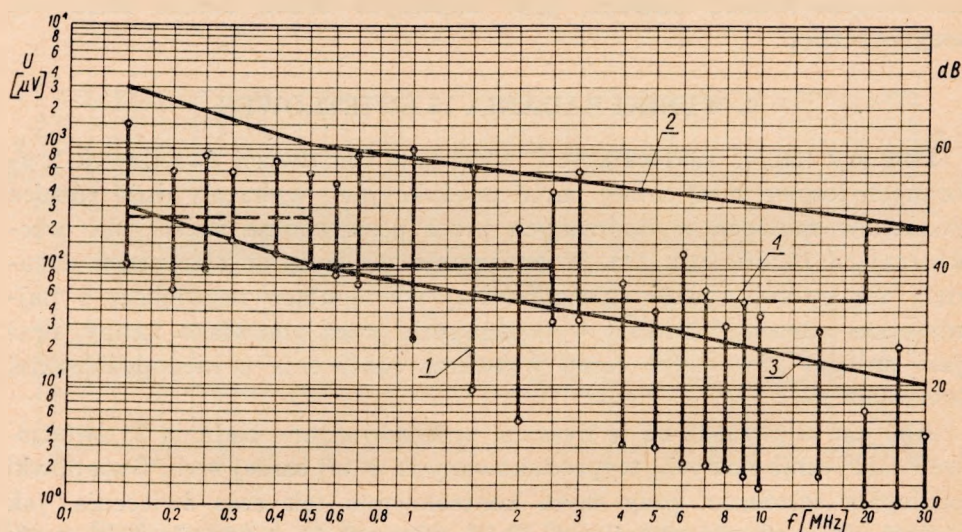
Aby dać odpowiedź na te pytania, przeprowadzono badania 25 świetlówek fabrycznie nowych, wyprodukowanych w tej samej serii. Świetlówki podlegały starzeniu, przy czym kontrolowano tak czas świecenia, jak i ilość włączeń. Po określonej ilości włączeń i po określonym czasie świecenia świetlówki podlegały pomiarom w układzie z rys. 6.

Zaznaczyć należy, iż w 80% badanych świetlówek elektrody uległy uszkodzeniu (4% przy pierwszym włączeniu i 40% po 300 godz. pracy).

Wyniki przeszło 5000 pomiarów przedstawiono graficznie. Rysunek 12 przedstawia wyniki pomiarów świetlówek fabrycznie nowych. Widać na nim, że różnice poziomów zakłóceń pomiędzy poszczególnymi, fabrycznie nowymi świetlówkami mogą dochodzić przy pewnych częstotliwościach do 40 dB, a największe zakłócenia mogą przekraczać poziom 60 dB.

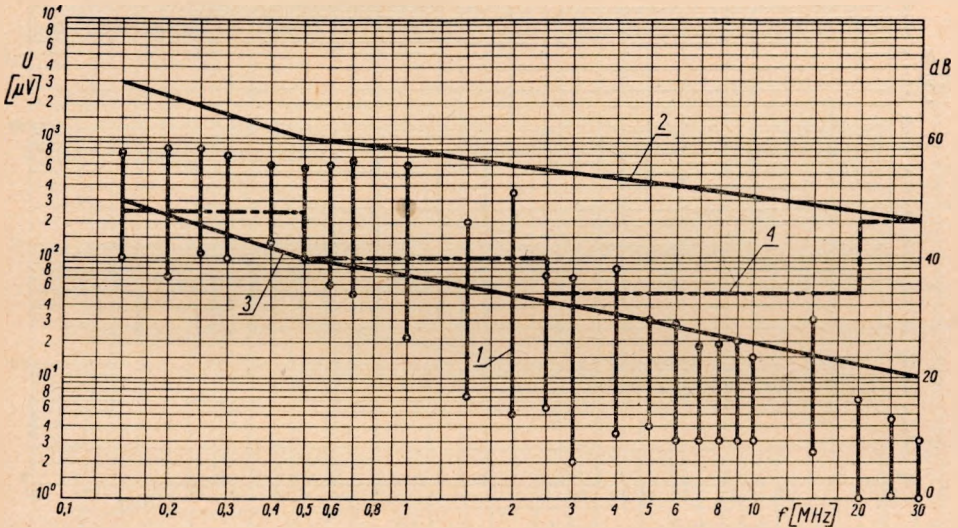


Rys. 11. Przebiegi napięć zakłócających dwu różnych świetlówek po 10 godzinach pracy
krzywa 1 — świetlówka nr 7, krzywa 2 — świetlówka nr 15

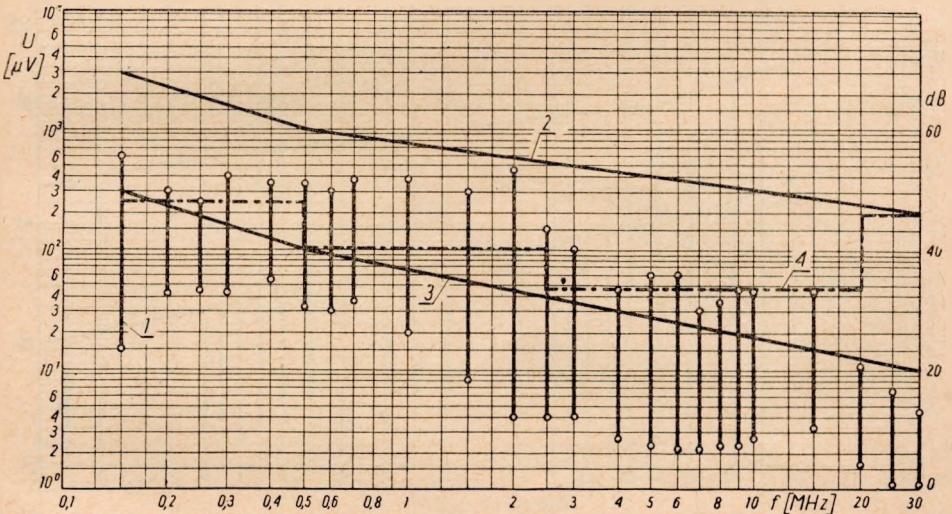


Rys. 12. Wartości napięć zakłócających U dla różnych częstotliwości f uzyskane z pomiarów 24 świetlówek fabrycznie nowych
1 — wyniki pomiarów, 2 — normalny dopuszczalny poziom zakłóceń wg [7],
3 — mały dopuszczalny poziom zakłóceń wg [7], 4 — dopuszczalny poziom zakłóceń wg [4] i [5]

Wpływ czasu pracy na poziom wytwarzanych zakłóceń uwidoczniiony jest na rys. 13 i rys. 14, gdzie przedstawiono wyniki pomiarów tych samych świetlówek po 10 i 100 godzinach ciągłej pracy. Widać, że różnice pomiędzy poszczególnymi świetlówkami są prawie takie same, jak



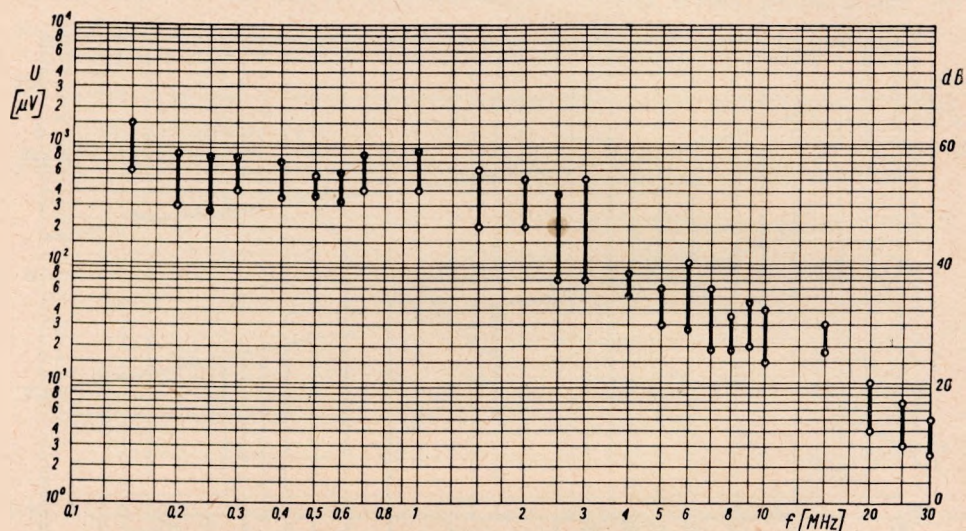
Rys. 13. Wartości napięć zakłócających U dla różnych częstotliwości f uzyskane z badania 24 świetlówek po 10 godzinach ciągłej pracy; oznaczenia jak na rys. 12



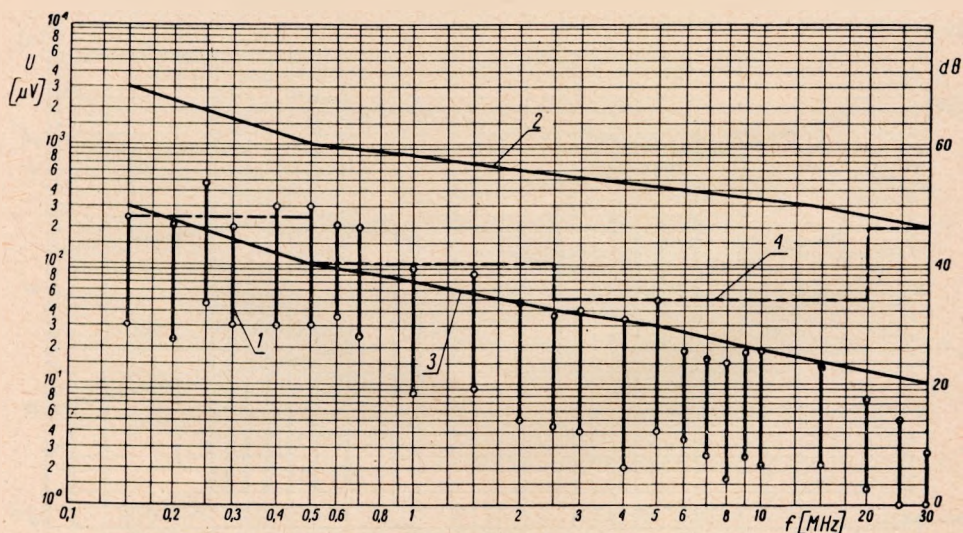
Rys. 14. Wartości napięć zakłócających U dla różnych częstotliwości f uzyskane z pomiarów 24 świetlówek po 100 godzinach ciągłej pracy; oznaczenia jak na rys. 12

u świetlówek nowych, a poziom maksymalny zakłóceń ulega stosunkowo niewielkim zmianom w czasie nie przekraczającym 15 dB, co uwidacznia rys. 15.

Zależność zakłóceń od ilości włączeń jest większa. Przedstawiona

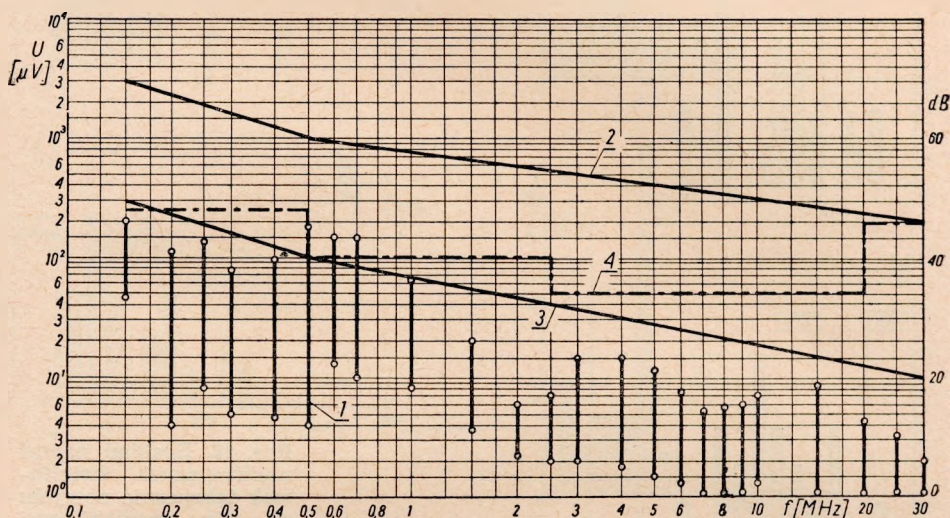


Rys. 15. Maksymalne wartości napięć zakłócających U dla różnych częstotliwości f i dla różnych czasów pracy, uzyskane z rys. 12, 13 i 14

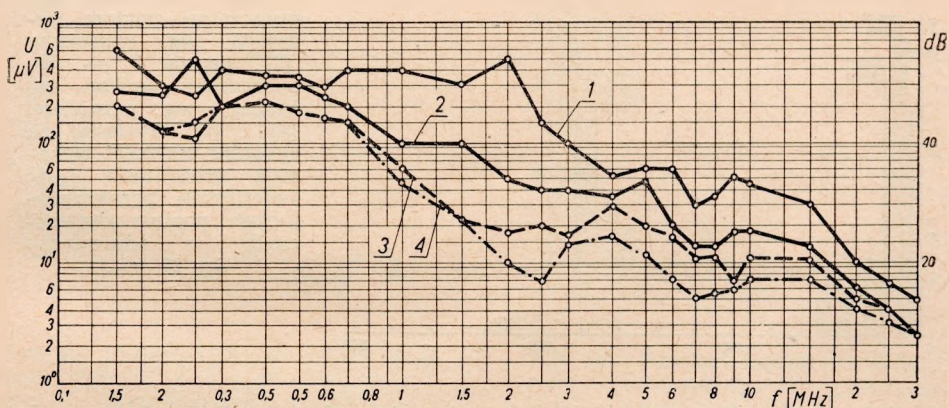


Rys. 16. Wartości napięć zakłócających U dla różnych częstotliwości f uzyskane z pomiarów 24 świetlówek po 100 godzinach pracy i 100 włączeniach; oznaczenia jak na rys. 12

jest ona na rys. 16, rys. 17 i rys. 18. Rysunki 16 i 17 wskazują, że, podobnie do poprzednich przypadków, różnice pomiędzy poszczególnymi świetlówkami nie ulegają istotnym zmianom i nadal dochodzą do 30 dB. Natomiast wartości maksymalne maleją wraz z ilością włączeń. Należy przy tym zaznaczyć, że największe zmiany zachodzą w ciągu pierwszych stu włączeń. Rysunek 18 pokazuje zależność największej wartości napięć zakłóceń od ilości włączeń lampy.

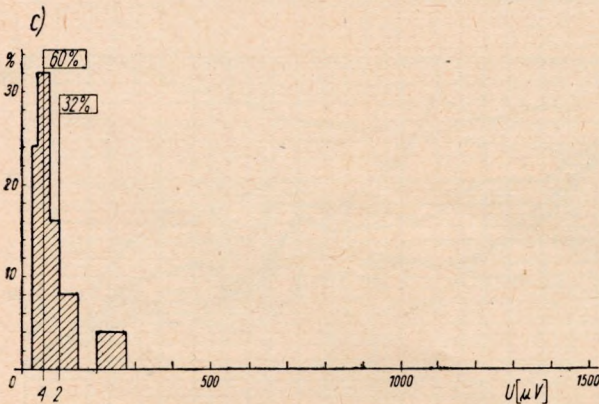
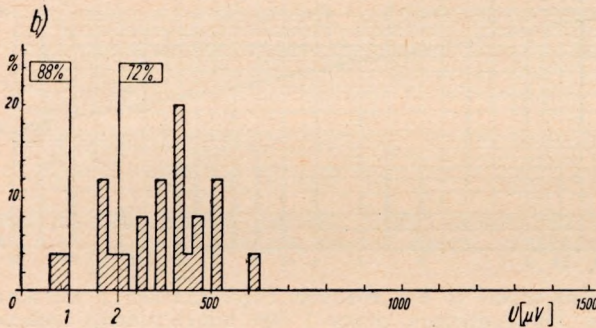
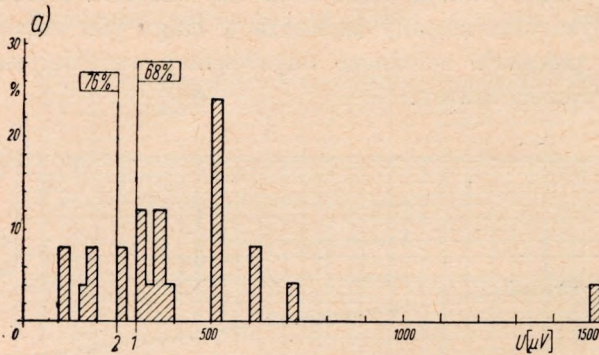


Rys. 17. Wartości napięć zakłócających U dla różnych częstotliwości f uzyskane z pomiarów 23 świetlówek po 100 godzinach pracy i 500 włączeniach; oznaczenia jak na rys. 12



Rys. 18. Maksymalne wartości napięć zakłócających U w funkcji częstotliwości f uzyskane z pomiarów 23 świetlówek po 100 godzinach ciągłej pracy dla różnych ilości włączeń
 krzywa 1 — po 1 włączeniu, krzywa 2 — po 100 włączeniach, krzywa 3 — po 300 włączeniach, krzywa 4 — po 500 włączeniach

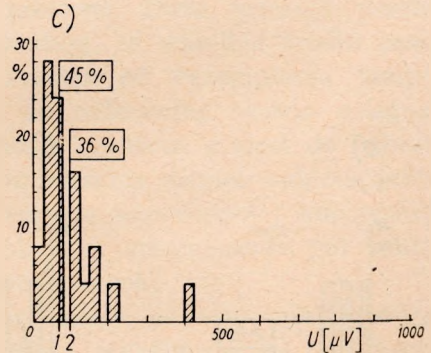
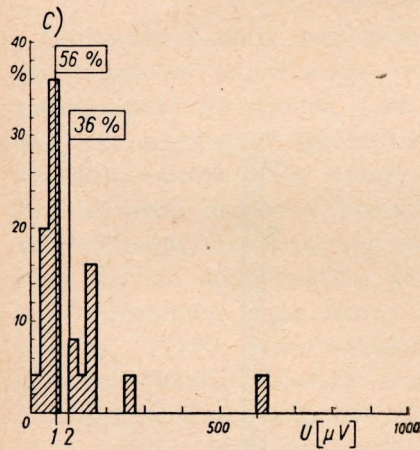
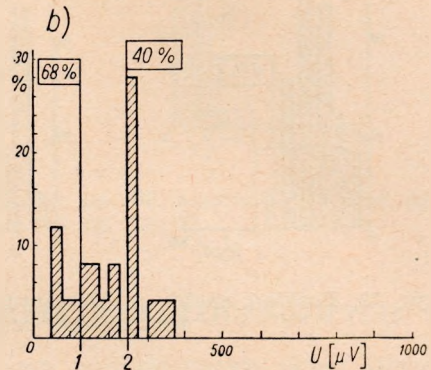
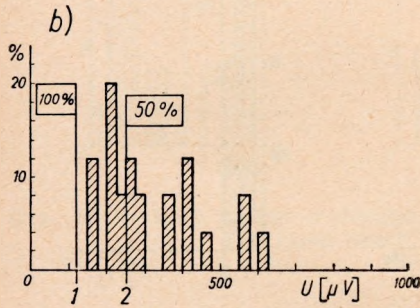
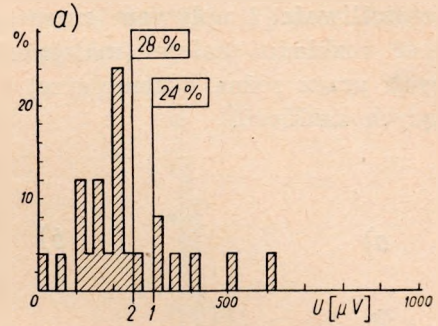
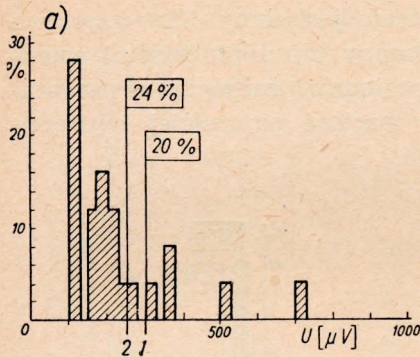
Rysunki: 19, 20, 21, 22, 23 i 24 w sposób poglądowy przedstawiają rozkład zakłóceń i jego zależność od częstotliwości, czasu pracy i ilości włączeń. Na osi poziomej odłożone jest napięcie zakłóceń w μV , zaś na



Rys. 19. Rozkład napięć zakłócających świetlówek fabrycznie nowych: a) dla częstotliwości 0,15 MHz, b) dla częstotliwości 0,40 MHz, c) dla częstotliwości 1,0 MHz

prosta 1 — mały dopuszczalny poziom zakłóceń wg przepisów [7], prosta 2 — dopuszczalny poziom zakłóceń wg przepisów [4] i [5]. Podane na rysunku wartości wskazują procentową ilość świetlówek przekraczających poziom dopuszczalny (w odniesieniu do 25 szt.)

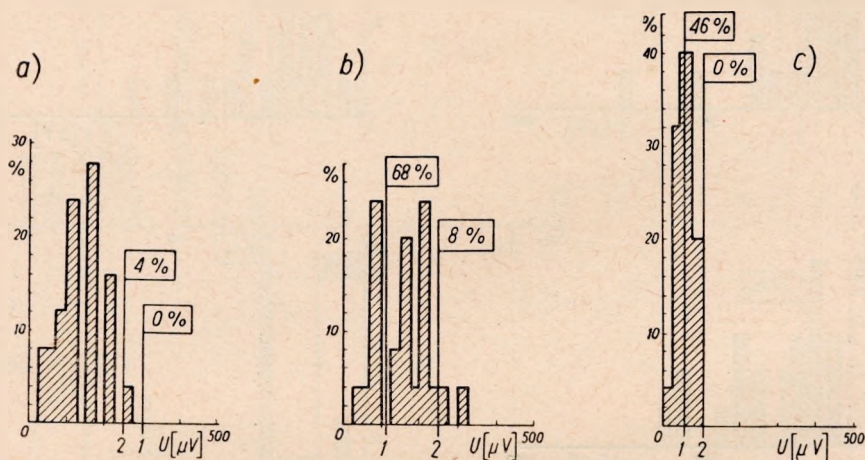
osi pionowej procentowa ilość lamp (w stosunku do ilości lamp całej badanej partii), wytwarzających zakłócenia określonej wartości (zawarte w przedziale o szerokości $25 \mu V$). Z rysunków tych wynika, że dla każdej częstotliwości i każdego momentu życia lampy, charakte-



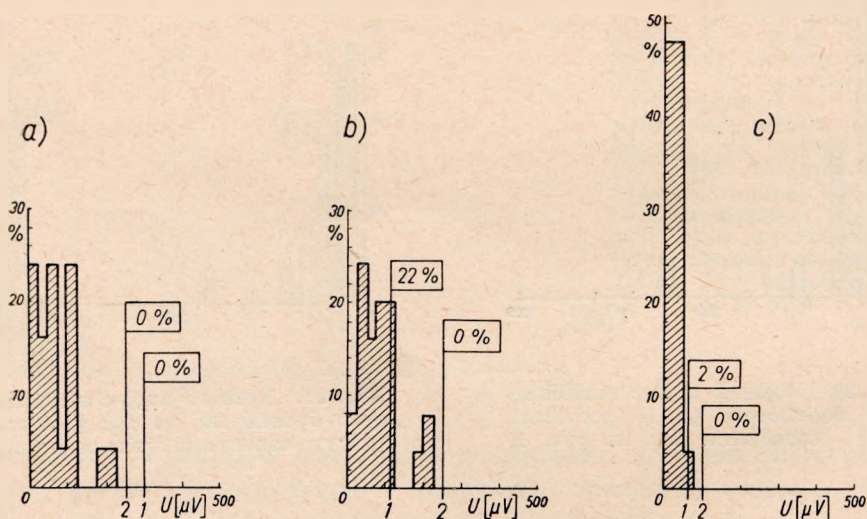
Rys. 20. Rozkład napięć zakłócających świetlówek po 10 godzinach pracy; oznaczenia jak na rys. 19

Rys. 21. Rozkład napięć zakłócających świetlówek po 100 godzinach pracy; oznaczenia jak na rys. 19

rystyczny rozkład wartości napięć zakłóceń jest inny. Ze wzrostem częstotliwości i upływem czasu „życia” lampy (do 1000 godzin) szerokość rozkładu maleje (maleją różnice poziomów zakłóceń wytwarzanych przez różne egzemplarze) i maleje wartość najczęściej występujących zakłóceń.

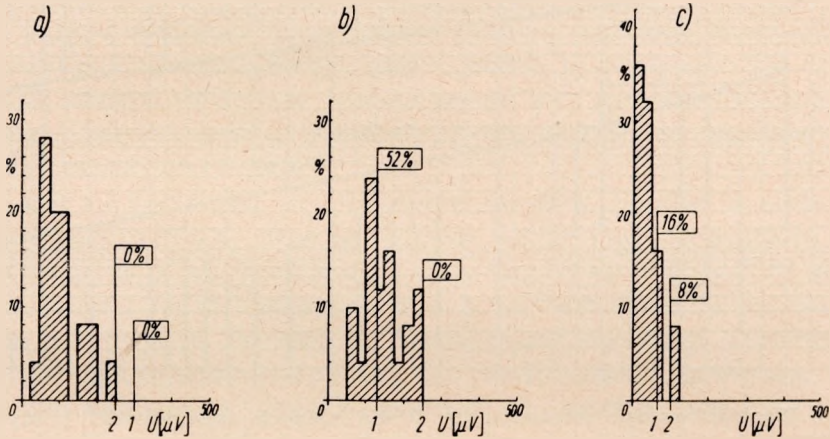


Rys. 22. Rozkład napięć zakłócających świetlówek po 100 godzinach pracy i 100 włączeniach; oznaczenia jak na rys. 19



Rys. 23. Rozkład napięć zakłócających świetlówek po 100 godzinach pracy i 500 włączeniach; oznaczenia jak na rys. 19

Przy pomocy dwóch pionowych linii na rysunkach tych zaznaczono poziomy zakłóceń dozwolonych przez przepisy [4], [5], [7] oraz podano procent lamp przekraczających te poziomy.



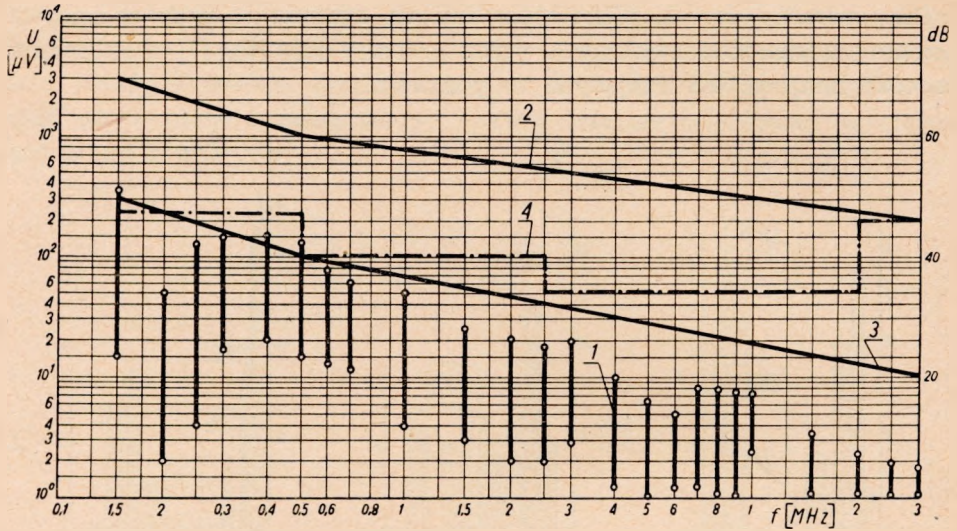
Rys. 24. Rozkład napięć zakłócających świetlówek po 500 włączeniach i 1000 godzinach pracy; oznaczenia jak na rys. 19

7. WYNIKI BADAŃ ŚRODKÓW PRZECIWKŁÓCENIOWYCH

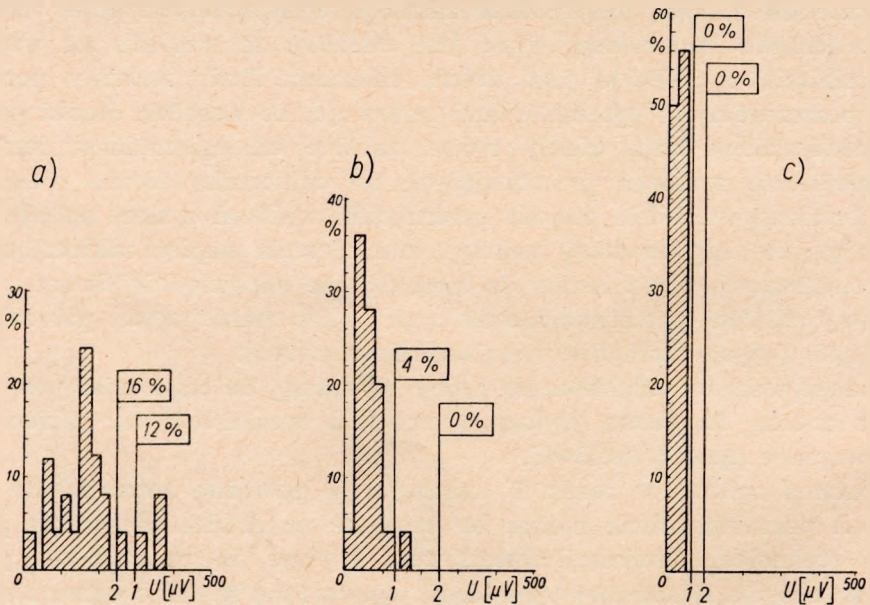
Skuteczne i tanie zmniejszenie zakłóceń wytwarzanych przez lampy oświetleniowe omawianego typu jest niełatwe ze względu na wielką niestabilność świetlówki jako źródła zakłóceń. Duże rozrzuty pomiędzy poszczególnymi egzemplarzami powodują, że wszelkie środki przeciwzakłóceniami dają efekty różne, zależne od egzemplarza lampy. Zmniejszenie zakłóceń przenikających do odbiornika można osiągnąć na drodze ograniczenia stopnia przenikania zakłóceń z sieci do odbiornika (użycie odpowiedniej anteny), zmniejszenia napięć zakłócających wprowadzanych przez lampy do sieci (użycie odpowiedniej konstrukcji oprawy, filtrów przeciwzakłóceniami), oraz zmniejszenia pól zakłócających (użycie ekranów przeciwzakłóceniami).

Przeprowadzone odpowiednie próby wykazały, że odbiorniki pracujące z anteną ferrytową wykazują mniejszą wrażliwość na zakłócenia wytwarzane przez świetlówki.

Badania opisane w rozdz. 6 wskazują, że poważne zmniejszenie zakłóceń prawdopodobnie można by osiągnąć na drodze ulepszenia procesu technologii produkcji świetlówek. Wydaje się to możliwe, gdyż i przy obecnie stosowanej technologii wytwarzane są takie egzemplarze, które wywołują bardzo małe zakłócenia, obok egzemplarzy bardzo zakłócających.



Rys. 25. Wartości napięć zakłócających U dla różnych częstotliwości f uzyskane z pomiarów 24 świetlówek z tym samym filtrem przeciwwakłóceniovym (rys. 2) po 100 godzinach pracy; oznaczenia jak na rys. 12



Rys. 26. Rozkład napięć zakłócających świetlówek z filtrem przeciwwakłóceniovym po 100 godzinach pracy; oznaczenia jak na rys. 19

Ponadto z przeprowadzonych pomiarów wynika, iż dodatkowy proces starzenia polegający na wielokrotnym (około 100-krotnym) włączaniu świetlówek pozwala w prosty sposób zmniejszyć poziom napięć zakłócających, lecz poprawa ta jest niewielka, rzędu 10 dB.

Z punktu widzenia ograniczenia poziomu zakłóceń korzystna jest symetryzacja układu oprawy lampy. Można ją przeprowadzić np. wykonując dławiki zapłonowe posiadające po dwa symetryczne uzwojenia.

Dalsze zmniejszenie zakłóceń zapewnia stosowanie ekranów i filtrów przeciwzakłóceńowych.

Należy tu podkreślić, że stosowanie ekranów, chociaż zmniejsza natężenie pola zakłóceń, może powodować wzrost napięcia zakłóceń wprowadzanego do sieci. Zjawisko to daje się łatwo wyjaśnić w oparciu o uproszczony układ zastępczy z rys. 4, bowiem działanie ekranu sprowadza się na tym rysunku do zmniejszenia oporności sprzężenia Z_1 i zwiększenia pojemności do masy C_1 . Obie te zmiany prowadzą w wyniku do zwiększenia napięcia zakłóceń U_z między przewodami sieci a ziemią. Wynika stąd, że stosowanie ekranów bez jednoczesnego użycia filtrów przeciwzakłóceńowych może w efekcie przynieść więcej szkody niż korzyści.

Budowa skutecznych filtrów przeciwzakłóceńowych jest utrudniona przez konieczność spełnienia warunków bezpieczeństwa dotyku. Uziemianie metalowych części oprawy lampy nie jest przewidziane, co również utrudnia ograniczanie poziomu zakłóceń.

Filtr pracujący w układzie podanym na rys. 2 umożliwia dostateczne stłumienie napięcia zakłóceń, przenikającego do sieci, bez konieczności zmian wewnętrznego układu oprawy lampy. Wyniki pomiarów napięć zakłócających, przeprowadzonych dla 25 lamp, przedstawiono graficznie na rys. 25 i rys. 26. Podane są tam analogicznie do poprzednich rysunków wyniki pomiarów całej partii świetlówek, pracujących z tym samym filtrem przeciwzakłóceńowym.

* * *

Na zakończenie autorzy dziękują kolegom mgr inż. Tadeuszowi Babijowi, mgr inż. Władysławowi Moroniowi i inż. Tadeuszowi Kultysowi za udział w pracach pomiarowych.

WYKAZ LITERATURY

1. Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques (C.I.S.P.R.) Doc. 367/Secr., Mediolan 1957.
2. Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques (C.I.S.P.R.) Doc. 302/Secr./B.
3. J. Meyer de Stadelhofen: Le deparasitage des tubes d'éclairage à fluorescence dans la gamme de 150 à 1500 kHz. Bulletin Technique PTT, nr 8, 1952 r.

4. Normy Priedielno Dopustimych Industrialnych Radiopomiech, Świązizdat, 1954.
5. Projekt Normy Polskiej PN/T 05201.
6. W. Rotkiewicz: Miernik poziomu zakłóceń, Prace Instytutu Łączności zeszyt 1 (3), 1956.
7. Norma niemiecka VDE 0875, 11/57, § 7.

B. Rotkiewicz i P. G. Strużak

ПОМЕХИ РАДИОПРИЕМУ ПРОИЗВОДИМЫЕ ОСВЕТИТЕЛЬНЫМИ
ЛЮМИНЕСЦЕНТНЫМИ ЛАМПАМИ В ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ
ОТ 0,15 ДО 30 МГГЦ

Резюме

Работа содержит описание измерительных схем и результаты измерений напряжения и напряженности поля помех производимых люминесцентными лампами.

Исследовано 25 ламп. Измерены уровни помех в зависимости от частоты для различных продолжительностей работы и различного количества включений.

Разработан и исследован защитный фильтр, так как без фильтра эти лампы создают слишком сильные помехи радиоприёму в длинно- и средневолновом диапазонах.

Из произведенных исследований результирует, что уровень помех, создаваемый одной люминесцентной лампой может достигнуть 60 дБ (по отношению к 1 мкВ) и колеблется в пределах ± 20 дБ во-время работы. Уровни помех создаваемых отдельными лампами того же типа и принадлежащими к одной производственной серии могут отличаться на 40 дБ.

С увеличением количества включений лампы эти помехи в большинстве случаев уменьшаются. Разброс амплитуд спектра помех в функции частоты является снижающимся.

W. Rotkiewicz and R. G. Strużak

INTERFERENCE OF RADIO RECEPTION CAUSED BY GLOW LAMPS
IN THE FREQUENCY RANGE BETWEEN 0,15 AND 30 MHz

Summary

The paper contains a description of measuring equipment along with results of measurements of voltage and intensity of the interference field, caused by glow lamps.

25 lamps have been tested. The levels of interference have been measured as a function of frequency, for different times of operation and different numbers of switchings.

An interference suppressing filter has been developed and tested. Without this filter the interference caused by glow lamps in the range of long and medium waves is excessive.

The tests performed show that the level of interference caused by a given glow lamp may reach the value of 60 dB (reference 1 μ V) and may vary within the limits of ± 20 dB during operation. The interference levels corresponding with particular lamps of the same type and of the same lot may differ by as much as 40 dB.

On the whole, the interference decreases as the number of switchings rises. The dispersion of the interfering spectrum is a decreasing function of frequency.

W. Rotkiewicz et R. G. Strużak

BROUILLAGE DE LA RADIORÉCEPTION PAR LES LAMPES
À LUMINESCENCE DANS LA BANDE DES FRÉQUENCES
DE 0,15 À 30 MHz

Résumé

On décrit les dispositifs et les résultats de mesure de la tension et de l'intensité du champ perturbateur provoqué par les lampes à luminescence.

25 lampes ont été examinées. Les niveaux de brouillage en fonction de la fréquence ont été mesurés pour des divers temps de fonctionnement et divers nombres d'enclenchements.

On a développé et examiné un filtre anti-parasites. Sans filtre le brouillage provenant des lampes à luminescence est excessif dans la bande des ondes longues et moyennes.

Il résulte des expériences effectuées que le niveau de brouillage provoqué par une lampe à luminescence donnée peut atteindre la valeur de 60 dB (par rapport à 1 μ V) et peut varier dans les limites de ± 20 dB au cours du fonctionnement. Les niveaux de brouillage provenant des divers exemplaires des lampes de même type et de même partie de fabrication peuvent différer entre eux de 40 dB.

D'une façon générale, le brouillage décroît pour le nombre croissant d'enclenchements. La dispersion du spectre de brouillage est une fonction décroissante de la fréquence.

W. Rotkiewicz und R. G. Strużak

DIE VON GLIMMLAMPEN VERURSACHTE STÖRUNGEN
DES RUNDfunkEMPFANGS IM FREQUENZBEREICH VON 0,15 BIS 30 MHz

Zusammenfassung

Der Aufsatz enthält die Beschreibung von Messeinrichtungen und Messergebnisse der von Glimmlampen verursachten Störspannung und Störfeldstärke.

25 Glimmlampen sind untersucht worden. Der Störpegel als Funktion der Frequenz wurde gemessen für verschiedene Betriebszeiten und verschiedene Zahlen der Einschaltungen.

Ein Störschutzfilter ist entworfen und untersucht worden. Ohne diesen Filter sind die von Glimmlampen herrührende Störungen im Lang- und Mittelwellenbereich übermäßig.

Die durchgeführten Versuche zeigen, dass der von einer gegebenen Glimmlampe verursachte Störpegel den Wert von 60 dB (bezogen auf 1 μ V) erreichen und zeitliche Schwankungen von ± 20 dB während des Betriebes aufweisen kann. Die von einzelnen Exemplaren der Glimmlampen, von derselben Type und von derselben Fabrikationsmenge, herrührenden Störpegelwerte können voneinander um 40 dB abweichen.

Mit wachsender Anzahl der Einschaltungen vermindert sich im allgemeinen die Störung. Die Streuung des störenden Spektrums vermindert sich mit wachsender Frequenz.

RYSZARD GRZEGORZ STRUŻAK

621.319.4

ZACHOWANIE SIĘ KONDENSATORÓW ZWIJANYCH PRACUJĄCYCH W SZEROKIM PAŃMIE CZĘSTOTLIWOŚCI

Rękopis dostarczono do IŁ 20.11.58

Omówiono różne układy zastępcze kondensatorów zwijanych, podane w literaturze oraz ich zasadnicze wady. Podano nowy układ i jego analizę. Rozpatrzono dwa uproszczone przypadki: kondensatora bez strat i kondensatora pracującego przy małych częstotliwościach.

Porównano nowy układ z opisanymi w literaturze oraz omówiono przy czyny występujących rozbieżności.

Na przykładzie liczbowym uwidoczniło wpływ umiejscowienia doprowadzeń i ich indukcji na przebieg oporności kondensatora w funkcji częstotliwości.

1. WSTĘP

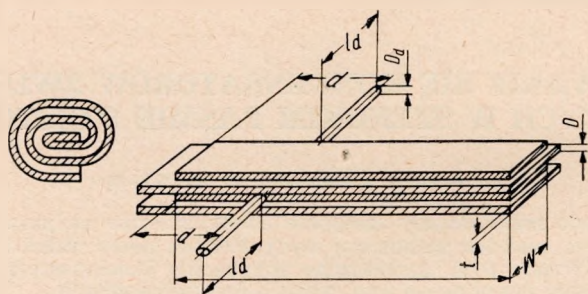
Zastosowania kondensatorów są bardzo liczne i różnorakie. Stosunkowo duża i stale wzrastająca ilość kondensatorów jest używana dla ograniczania przemysłowych zakłóceń odbioru radiowego. Działanie kondensatorów używanych do tego celu jest skuteczne wtedy, gdy ich oporność dla częstotliwości pracy (zasilania) jest duża, natomiast dla wszelkich innych niepożądanych bardzo mała.

W przypadku kondensatorów przeciwzakłóceńowych często wchodzi w rachubę bardzo szerokie zakresy częstotliwości, od dziesiątków kHz do dziesiątków MHz i szersze. W tak szerokim zakresie częstotliwości, a zwłaszcza w górnej części tego zakresu, przebieg oporności kondensatora w funkcji częstotliwości odbiega od teoretycznego przebiegu hiperbolicznego.

Znajomość przebiegu oporności kondensatora w szerokim pasmie częstotliwości oraz czynników, od których ona zależy, jest bardzo przydatna przy projektowaniu i budowie skutecznych filtrów przeciwzakłóceńowych.

Przebieg oporności kondensatora w funkcji częstotliwości zależy od jego pojemności, wymiarów, użytych materiałów, sposobu wykonania oraz montażu. W niniejszej pracy jest omówione zachowanie się kondensatorów zwijanych, wykonanych w postaci dwu zwiniętych pasków

metalowych, tworzących okładziny przedzielone warstwą dielektryka. Końcówki takiego kondensatora dołączone są do obu okładzin na ogół w dowolnych, uwarunkowanych wygodą produkcji, miejscach. Rozpatrywany jest wyłącznie kondensator bez przesunięcia doprowadzeń, taki jaki pokazano na rys. 1.



Rys. 1. Konstrukcja rozpatrywanego kondensatora
 W — szerokość pasków folii tworzących okładziny,
 t — grubość pasków folii tworzących okładziny,
 l — długość pasków folii tworzących okładziny,
 D — grubość dielektryka, l_d — długość końcówek,
 D_d — średnica końcówek, d — odległość punktu dołączenia doprowadzeń od jednego z końców zwijki

Oporność kondensatora Z_k można podzielić na dwie składowe:

- oporność doprowadzeń Z_d ,
- oporność zwijki Z_z , mierzona pomiędzy okładzinami w miejscu dołączenia doprowadzeń:

$$Z_k = Z_d + Z_z \quad (1)$$

Obliczenie oporności doprowadzeń kondensatorów zwijanych nie przedstawia trudności, jeżeli wziąć pod uwagę spotykane wymiary i częstotliwości. wynosi ona ¹⁾:

$$Z_d = j \omega L_d \quad (2)$$

gdzie ²⁾:

$$L_d = 4 l_d \left(2,303 \lg \frac{4 l_d}{D_d} - 1 \right) 10^{-9} \text{ H} \quad (3)$$

Oznaczenia podane są na rys. 1. Wymiary doprowadzeń we wzorze (3) wyrażać należy w metrach.

Nieco większe trudności napotyka się przy obliczaniu oporności zwijki. Co prawda w literaturze technicznej istnieje wiele prac na ten temat,

¹⁾ [5], [8], [9].

²⁾ [8].

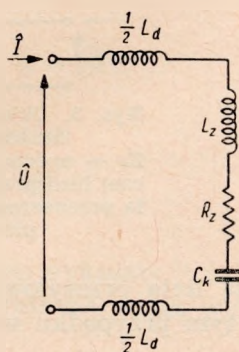
publikowanych od dawna, jednakże napotyka się w nich pewne rozbieżności i nieścisłości. Z tego powodu wydaje się celowe przytoczyć tu wnioski wynikające z najważniejszych prac poświęconych zachowaniu się kondensatorów w szerokim pasmie częstotliwości.

2. UKŁADY ZASTĘPCZE KONDENSATORA OPISANE W LITERATURZE

Większość ³⁾ opublikowanych prac podaje układ zastępczy kondensatora w postaci szeregowego obwodu rezonansowego, pokazanego na rys. 2. Według tego układu oporność kondensatora wynosi:

$$Z_k = j\omega L_k - j\frac{1}{\omega C_k} + R_k \quad (4)$$

Rys. 2. Układ zastępczy kondensatora wg [2] i [3]
 L_d — indukcyjność doprowadzeń, L_z — zastępcza indukcyjność zwiłki, R_z — zastępcza oporność zwiłki, C_k — pojemność kondensatora



Indukcyjność kondensatora L_k równa jest sumie indukcyjności doprowadzeń L_d (3) i indukcyjności zwiłki L_z , równej ⁴⁾:

$$L_z = \mu \frac{2t + 3D}{3W} \bar{l} \cong \mu \frac{D}{W} \bar{l} \quad (5)$$

gdzie μ oznacza przenikalność magnetyczną dielektryka, a pozostałe oznaczenia, jak na rys. 1.

Pojemność zwiniętego kondensatora, równa w przybliżeniu podwojonej pojemności kondensatora rozwiniętego o tych samych wymiarach okładzin, wynosi ⁵⁾:

$$C_k = 2\epsilon_0\epsilon l \frac{W}{D} = 17,7\epsilon \frac{W}{D} l \cdot 10^{-12} \text{ F} \quad (6)$$

³⁾ [2], [3], [7], [5].

⁴⁾ [2], [3].

⁵⁾ [5].

Taki układ zastępczy daje tylko jedną częstotliwość rezonansową:

$$f_{rk} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_k C_k}} \quad (7)$$

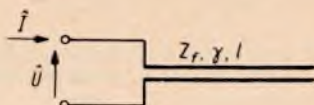
Przy $L_d = 0$ otrzymuje się najwyższą częstotliwość rezonansu danego kondensatora, równą częstotliwości rezonansu zwijki f_{rz} .

Z (5), (6) i (7) mamy:

$$f_{rz} = \frac{33,6 \cdot 10^6}{\sqrt{\varepsilon \cdot l}} \quad (8)$$

Dla l wyrażonego w metrach uzyskuje się częstotliwość w Hz.

Zupełnie inną zależność na częstotliwość rezonansową podana jest w pracy Lindera i Schnidermanna, gdzie kondensator zastąpiony jest roz-



Rys. 3. Układ zastępczy kondensatora wg [1]

Z_f — oporność falowa zastępczej linii przesyłowej, γ — stała przenoszenia zastępczej linii przesyłowej

wartą jednorodną linią przesyłową, przedstawioną na rys. 3. Oporność kondensatora w tym przypadku wynosi ⁶⁾:

$$Z_k = \frac{\dot{U}}{\dot{I}} = Z_f \operatorname{ctgh} \gamma l \quad (9)$$

lub

$$Z_k = -j \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \sqrt{\frac{1 - j \operatorname{tg} \delta_L}{1 - j \operatorname{tg} \delta_c}} \operatorname{ctg} [\omega l \sqrt{L_0 C_0 [(1 - j \operatorname{tg} \delta_L)(1 - j \operatorname{tg} \delta_c)]}] \quad (10)$$

gdzie:

$$\operatorname{tg} \delta_L = \frac{R_0}{\omega L_0}, \quad \operatorname{tg} \delta_c = \frac{G_0}{\omega C_0}$$

a

$$L_0 = \frac{\mu}{3} \frac{2t + 3D}{W} \cong \mu \frac{D}{W} \quad \text{i} \quad C_0 = \frac{C_k}{l} \quad (11)$$

⁶⁾ [1].

Przy małych stratach

$$Z_k \cong -j \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \operatorname{ctg}(\omega l \sqrt{l_0 C_0}) \quad (12)$$

Według zależności (12) oporność kondensatora Z_k posiada szereg częstotliwości rezonansów f_{rk} i antyrezonansów f_{ak} , odpowiednio równych:

$$f_{rk} = \frac{2k+1}{4} \frac{1}{l\sqrt{L_0 C_0}}, \quad k = 0, 1, 2 \dots \quad (13)$$

$$f_{ak} = \frac{2k}{4} \frac{1}{l\sqrt{L_0 C_0}}, \quad k = 0, 1, 2 \dots \quad (14)$$

Korzystając ze związków (6) i (11) otrzymujemy:

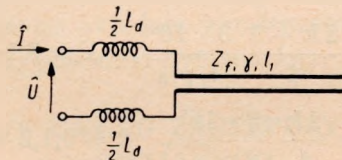
$$f_{rk} = \frac{2k+1}{4\sqrt{2}} \frac{3 \cdot 10^8}{l\sqrt{\epsilon}}, \quad k = 0, 1, 2 \dots \quad (15)$$

$$f_{ak} = \frac{2k}{4\sqrt{2}} \frac{3 \cdot 10^8}{l\sqrt{\epsilon}}, \quad k = 0, 1, 2 \dots \quad (16)$$

Częstotliwość pierwszego rezonansu wynosi:

$$f_{rk} = \frac{53,05 \cdot 10^6}{l\sqrt{\epsilon}} \quad (17)$$

Pomiary opisane przez Manswelda i Weisa wykazały ⁷⁾, że istotnie w kondensatorach zwijanych, zwłaszcza małostratnych, mogą występować wyż-



Rys. 4. Układ zastępczy kondensatora wg [9]
Oznaczenia jak na poprzednim rysunku

sze rezonanse i antyrezonanse, których układ pokazany na rys. 2 nie dopuszcza.

Układ zastępczy kondensatora proponowany przez Weisa przedstawiono na rys. 4. Według niego oporność zwijki jest równa oporności wejściowej jednorodnej rozwartej linii przesyłowej o długości l_1 , a oporność kondensatora jest sumą oporności doprowadzeń i oporności zwijki ⁸⁾:

⁷⁾ [3], [9].

⁸⁾ [9], [6].

$$Z_k = \frac{\dot{U}}{\dot{I}} = j\omega L_d + Z_z \quad (18)$$

$$Z_z = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{j\omega C_0}} \operatorname{ctgh} [l_1 \sqrt{j\omega C_0 (R_0 + j\omega L_0)}] \quad (19)$$

Dla pomijalnych strat

$$Z_z \cong -j \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \operatorname{ctg} [l_1 \omega \sqrt{L_0 C_0}] \quad (20)$$

Według Weisa oporność zwijki kondensatora o małych stratach posiada rezonanse przy częstotliwościach

$$f_{rz} = \frac{2k+1}{4} \frac{1}{l_1 \sqrt{L_0 C_0}}, \quad k = 0, 1, 2 \dots \quad (21)$$

i antyrezonanse przy częstotliwościach

$$f_{az} = \frac{2k}{4} \frac{1}{l_1 \sqrt{L_0 C_0}}, \quad k = 0, 1, 2 \dots \quad (22)$$

Ponieważ Weis nie podaje wzorów na pojemność i indukcyjność jednostkową zastępczej linii, korzystamy ze znanej zależności dla linii bez strat ⁹⁾:

$$\frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} = \frac{3 \cdot 10^8}{\sqrt{\epsilon}} \quad (23)$$

W ten sposób uzyskujemy wartości liczbowe:

$$f_{rz} = \frac{2k+1}{4} \frac{3 \cdot 10^8}{l_1 \sqrt{\epsilon}}, \quad k = 0, 1, 2 \dots \quad (24)$$

$$f_{az} = \frac{2k}{4} \frac{3 \cdot 10^8}{l_1 \sqrt{\epsilon}}, \quad k = 0, 1, 2 \dots \quad (25)$$

Częstotliwość pierwszego najniższego rezonansu oporności zwijki wynosi obecnie:

$$f_{rz} = \frac{75 \cdot 10^6}{l_1 \sqrt{\epsilon}} \quad (26)$$

Posługując się zależnościami (18) i (19) można obliczyć częstotliwości rezonansów i antyrezonansów oporności kondensatora. Częstotliwości rezonansów oporności kondensatora stanowią rozwiązania równania:

$$\psi f_{rk} = \frac{l_1 L_0}{L_d} \operatorname{ctg} \psi f_{rk} \quad (27)$$

⁹⁾ [4].

gdzie:

$$\psi = \frac{2\pi\sqrt{\varepsilon} \cdot l_1}{3 \cdot 10^8} [\text{sek}] = 2,09 \cdot 10^{-8} \cdot \sqrt{\varepsilon} \cdot l_1 [\text{sek}]$$

Jest oczywiste, że przy $L_d \neq 0$ częstotliwość rezonansu kondensatora różni się od częstotliwości rezonansu zwijki, natomiast częstotliwości antyrezonansów są sobie równe;

$$f_{ak} = f_{az} = \frac{2k}{4} \frac{3 \cdot 10^8}{l_1 \sqrt{\varepsilon}}, \quad k = 0, 1, 2 \dots \quad (28)$$

Długość linii zastępczej l_1 , występująca w zależnościach (19) do (28) według Weisa jest równa długości kondensatora. Porównując związki (9), (18) i (19) dla $L_d = 0$, dochodzimy do wniosku, że długość linii zastępczej l_1 powinna być równa długości zwijki l .

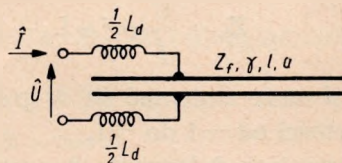
Porównując podane układy zastępcze kondensatora pomiędzy sobą, łatwo stwierdzić, że każdy następny układ jest doskonalszy od poprzedniego. Układ pokazany na rys. 2 może być stosowany aż do częstotliwości w okolicy pierwszego rezonansu, podobnie układ z rys. 3 może być przydatny do wyższych częstotliwości, a układ z rys. 4 aż do częstotliwości, przy których długość fali jest porównywalna z długością doprowadzeń.

Wynika stąd, że częstotliwości pierwszego rezonansu obliczane w oparciu o wszystkie trzy układy zastępcze powinny mieć równe lub zbliżone wartości. Jednakże z porównania zależności (8), (17) i (26) widać, że częstotliwości te różnią się znacznie.

Pomijając tak wielkie rozbieżności wyników, należy stwierdzić, że żaden z przytoczonych układów zastępczych nie uwzględnia wpływu miejsca dołączenia doprowadzeń do okładzin kondensatora, który, jak to nawet intuicyjnie się wyczuwa, powinien być znaczny.

3. PROPONOWANY UKŁAD ZASTĘPCZY KONDENSATORA ZWIJANEGO

Proponowany układ zastępczy kondensatora zwijanego przedstawiony jest na rys. 5. W układzie tym zwijkę zastąpiono jednorodną rozwartą linią przesyłową, przy czym oporność jej jest mierzona w punktach dołą-



Rys. 5. Proponowany poprawny układ zastępczy kondensatora
Oznaczenia jak na poprzednim rysunku

czenia doprowadzeń (a nie na początku, jak u Lindera lub Weisa). Długość linii jest równa długości zwijki. Dla ominięcia trudności rachunkowych założymy istnienie w linii poprzecznego pola elektromagnetycznego TEM

wyłącznie w tej objętości dielektryka, która jest zawarta pomiędzy sąsiednimi okładzinami, oraz że promień krzywizny zwijki jest dużo większy od grubości dielektryka. Założenia te na ogół spełnione w praktyce pozwalają na bezpośrednie stosowanie zależności znanych z teorii linii przesyłowych.

Niech d oznacza mierzoną wzdłuż okładziny odległość punktu dołączenia doprowadzeń od jednego z końców zwijki. Wtedy oporności obu części zwijki, widzianych na prawo i na lewo od punktu dołączenia doprowadzeń, wynoszą odpowiednio;

$$Z_1 = Z_f \operatorname{ctgh} \gamma d \quad (29)$$

$$Z_2 = Z_f \operatorname{ctgh} \gamma (l - d) \quad (30)$$

gdzie:

$$Z_f = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}} \quad \text{i} \quad \gamma = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)} \quad (31)$$

Ponieważ, zgodnie z założeniami, sprzężenie pomiędzy obydwoma częściami linii jest równe zeru, oporność zwijki wynosi:

$$Z_s = \frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (32)$$

Po przekształceniach z (29), (30) i (32) dostajemy:

$$Z_s = Z_f \frac{\cos h \Gamma + \cos h a \Gamma}{2 \sin h \Gamma} \quad (33)$$

gdzie:

$$\Gamma = \gamma l = a l + j \beta l = A + j B \quad (34)$$

oraz

$$a = 1 - \frac{2d}{l}$$

Oporność kondensatora jest sumą oporności doprowadzeń i oporności zwijki:

$$Z_k = \frac{\hat{U}}{\hat{I}} = j\omega L_a + Z_s \frac{\cos h \Gamma + \cos h a \Gamma}{2 \sin h \Gamma} \quad (35)$$

Ponieważ d może zmieniać się w granicach od 0 do l , przeto a może przybierać wartości od -1 do $+1$.

Wpływ miejsca dołączenia doprowadzeń do okładzin na przebieg oporności zwijki uwidoczniiony jest w tablicy 1, która zawiera wyrażenia na oporność zwijki dla kilku wybranych wartości stosunku d/l , uzyskane z zależności (33).

Tablica 1

Oporność zwijki dla wybranych wartości stosunku d/l

a	d/l	Z_z/Z_f
-1	0	$\operatorname{ctgh} \Gamma$
-0,5	0,25	$\frac{1}{2} \operatorname{ctgh} \Gamma + \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{\sqrt{\cosh \Gamma - 1}}$
0	0,50	$\frac{1}{2} \operatorname{ctgh} \Gamma + \frac{1}{2} \frac{1}{\sinh \Gamma} = \frac{1}{2} \operatorname{ctgh} (\frac{1}{2} \Gamma)$
0,5	0,75	$\frac{1}{2} \operatorname{ctgh} \Gamma + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\cosh \Gamma - 1}}$
1	1	$\operatorname{ctgh} \Gamma$

Dla otrzymania wniosków w przejrzystej postaci i uniknięcia żmudnych rachunków rozpatrzmy dwa szczególne przypadki: kondensator o małych stratach oraz kondensator pracujący przy stosunkowo małych częstotliwościach.

4. UKŁAD ZASTĘPCZY KONDENSATORA O MAŁYCH STRATACH

Jeżeli założyć, że w całym rozpatrywanym zakresie częstotliwości straty kondensatora są małe, to z zależności (6), (11), (23) i (31) otrzymujemy:

$$C_0 = 17,7 \varepsilon_r \frac{W}{D} \text{ [pF/m]} \quad (36)$$

$$L_0 = 0,628 \frac{D}{W} \text{ [}\mu\text{H/m]} \quad (37)$$

$$Z_f = 189 \frac{1}{\sqrt{\varepsilon}} \cdot \frac{D}{W} \text{ [}\Omega\text{]} \quad (38)$$

$$\beta = 2,09 \cdot 10^{-8} \sqrt{\varepsilon} f \text{ [rad/m]} \quad (39)$$

$$= 1,20 \cdot \sqrt{\varepsilon} \cdot f \cdot 10^{-6} \text{ [}^\circ\text{/m]}$$

Po podstawieniu powyższych zależności do (33) i uwzględnieniu, że

$$\sinh j B = j \sin B \quad (40)$$

$$\cosh j B = \cos B \quad (41)$$

dostajemy:

$$Z_z = -j Z_f \frac{\cos B + \cos aB}{2 \sin B} \quad (42)$$

Rezonanse oporności zwijki kondensatora bez strat występują przy

$$\cos B + \cos aB = 0 \quad (43)$$

przy jednoczesnym

$$\sin B \neq 0$$

Z równania (43) otrzymujemy warunek istnienia rezonansów

$$B = \frac{2k+1}{1 \pm a} \pi; \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (44)$$

skąd

$$f_{rz} = \frac{2k+1}{1 \pm a} \frac{1,5 \cdot 10^8}{\sqrt{\epsilon}} \frac{1}{l}; \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (45)$$

Podobnie, zakładając $\sin B = 0$ i $\cos B + \cos aB \neq 0$, znajdujemy warunek występowania antyrezonansów: analogiczny do warunków (22) (25) i (28).

$$B = k\pi, \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (46)$$

Jeżeli licznik i mianownik wyrażenia (42) jednocześnie dążą do zera, wówczas, korzystając z reguły de l'Hospitala obliczamy granicę:

$$\lim_{B \rightarrow k\pi} Z_z = (-1)^k j Z_f / 2 a \cos(ak\pi), \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (47)$$

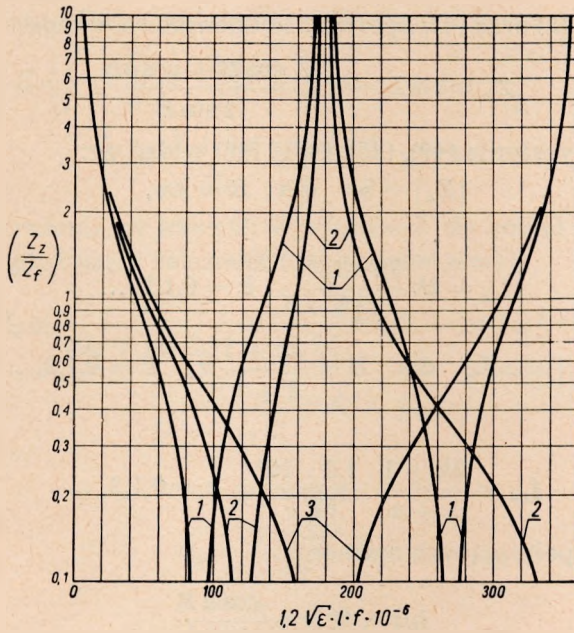
Łatwo spostrzec, że dla

$$B = \frac{2k+1}{2} \pi, \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad \sin B = 1,$$

a

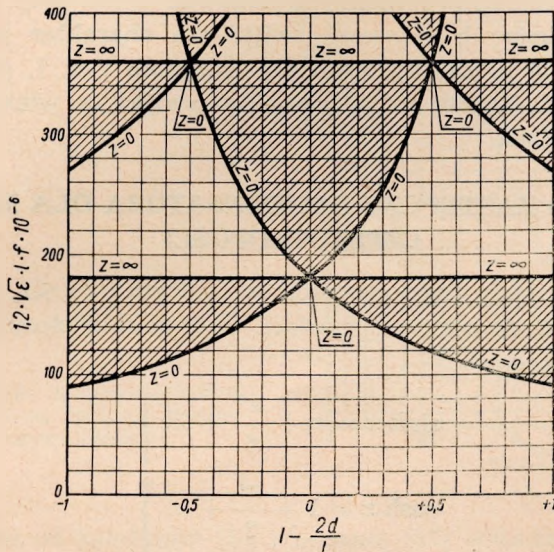
$$Z_z = -j Z_f / 2 \cos[a/2 (2k+1)\pi] \quad (48)$$

Rysunek 6 przedstawia wykreslinie przebieg oporności zwijki kondensatora bez strat w funkcji częstotliwości, dla kilku wybranych wartości parametru a , natomiast rys. 7 pokazuje zależności częstotliwości rezonansów i antyrezonansów od miejsca dołączenia doprowadzeń. Rysunki te zostały wykonane na podstawie zależności (42) i (45). Z rysunku 6 wynika, iż przez odpowiedni dobór miejsca dołączenia doprowadzeń można zmieniać w szerokich granicach przebieg oporności zwijki w funkcji częstotliwości, przy niezmiennej pojemności na małych częstotliwościach. Od miejsca dołączenia doprowadzeń zależy zarówno nachylenie krzywej oporności, jak i częstotliwości rezonansów i antyrezonansów, jak również odstępy częstotliwości pomiędzy kolejnymi rezonansami i antyrezonansami. Jak to wyraźnie widać na rys. 7, najwyższą częstotliwość pierwszego rezonansu osiąga się przy doprowadzeniach umieszczonych w połowie długości zwijki, natomiast najniższą (dwukrotnie mniejszą) przy doprowadzeniach wykonanych na początku lub końcu zwijki. Obszary zakreskowane na rys. 7 odpowiadają częstotliwościom, przy których zwijka przedstawia oporność o charakterze indukcyjnym.



Rys. 6. Przebieg oporności bez strat w funkcji częstotliwości

krzywa 1 — doprowadzenia dołączone do końca zwijki, krzywa 2 — doprowadzenia dołączone w 1/4 długości zwijki, krzywa 3 — doprowadzenia dołączone w 1/2 długości zwijki



Rys. 7. Zależność częstotliwości rezonansów i antyrezonansów od miejsca dołączenia doprowadzeń

Zgodnie z (1) i (2) oraz (42) oporność kondensatora wynosi:

$$Z_k = j\omega L_d - jZ_f \frac{\cos B + \cos aB}{2 \sin B} \quad (49)$$

Porównując wyrażenia (49), (45), (43) i (46) widać, że:

$$|Z_k| \rightarrow \infty \quad \text{dla } B = k\pi,$$

skąd

$$f_{ak} = 2k \frac{75 \cdot 10^6}{l\sqrt{\varepsilon}}, \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (50)$$

$$|Z_k| = \omega L_d \quad \text{dla } B = \frac{2k+1}{1 \pm a} \pi, \quad k = 0, 1, 2, \dots$$

skąd

$$f_{Ld} = \frac{2k+1}{1 \pm a} \frac{1,5 \cdot 10^8}{l\sqrt{\varepsilon}}, \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (51)$$

$|Z_k| = 0$ dla B spełniających równanie:

$$bB = \operatorname{tg} B + \frac{\cos aB}{\sin B} \quad (52)$$

gdzie:

$$b = \frac{2L_d C_k}{Z_f^2 l^2} \quad (53)$$

Rezonanse kondensatora mogą występować tylko przy tych częstotliwościach, przy których oporność zwijki ma charakter pojemnościowy, a więc jedynie na niezakreskowanych obszarach rys. 7, przy czym tym bliżej linii odpowiadającej antyrezonansowi zwijki, im większa jest indukcyjność doprowadzeń.

5. UKŁAD ZASTĘPCZY KONDENSATORA DLA MAŁYCH CZĘSTOTLIWOŚCI

W zakresie małych częstotliwości, w którym $|T| < 1$, zależność (33) można sprowadzić do prostszej postaci. W tym celu stosujemy rozwinięcia na szeregi potęgowe:

$$\left. \begin{aligned} \sinh x &= x + \frac{x^3}{6} + \dots \\ \cosh x &= 1 + \frac{x^2}{2} + \dots \\ \frac{1}{1+x} &= 1 - x + \dots \end{aligned} \right\} \quad (54)$$

Po uwzględnieniu (54) w zależności (33) otrzymujemy:

$$\begin{aligned} Z_z &= \frac{1}{2} Z_f \left(\frac{1}{\Gamma} - \frac{\Gamma}{6} + \dots \right) \left(1 + \frac{\Gamma^2}{2} + \dots + 1 + \frac{a^2 \Gamma^2}{2} + \dots \right) = \\ &= \frac{Z_f}{\Gamma} + \frac{1 + 3a^2}{12} Z_f \Gamma + \frac{1}{24} Z_f \Gamma^3 + \dots \end{aligned} \quad (55)$$

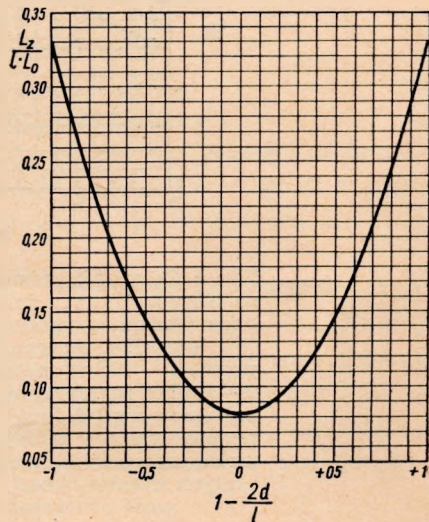
Pomijając wyrażenia, w których występuje Γ do potęgi trzeciej i wyższych, oraz uwzględniając zależność (31) przepisujemy:

$$\begin{aligned} Z_z &\cong \frac{1}{(G_0 + j\omega C_0)l} + \frac{1 + 3a^2}{12} (R_0 + j\omega L_0)l = \\ &= \frac{1}{G_k + j\omega C_k} + R_z + j\omega L_z \end{aligned} \quad (56)$$

gdzie:

$$\begin{aligned} G_k &= G_0 l \\ R_z &= \frac{1 + 3a^2}{12} R_0 l \\ L_z &= \frac{1 + 3a^2}{12} L_0 l \end{aligned} \quad (57)$$

W ten sposób uzyskaliśmy w sposób naturalny przejście od układu zastępczego o stałych rozłożonych do układu o stałych skupionych.



Rys. 8. Zależność zastępczej indukcyjności zwijki od miejsca dołączenia doprowadzeń

W odróżnieniu od zależności (5), równanie (57) wskazuje, że zastępcza indukcyjność zwijki zależy w znacznym stopniu od umiejscowienia doprowadzeń. Zależność ta przedstawiona jest wykreślnie na rys. 8. Łatwo

sprawdzić, że w zależności od miejsca dołączenia doprowadzeń, zastępcza indukcyjność zwijki może zmieniać swą wartość o 400%.

Częstotliwość rezonansowa uzyskana z otrzymanego w ten sposób przybliżonego układu zastępczego zwijki wynosi:

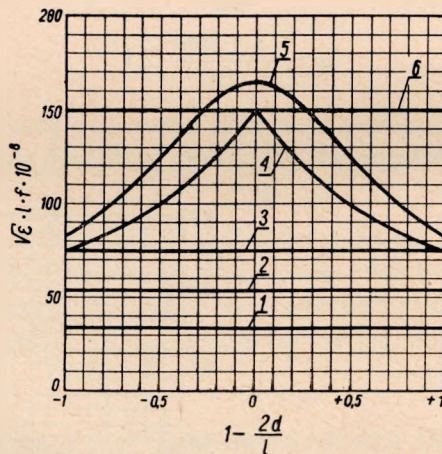
$$f_{r2} \cong \frac{1}{2\pi \sqrt{L_z C_k}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_0 C_0 l}} \sqrt{\frac{12}{1+3a^2}} = \frac{1 \cdot 65 \cdot 10^3}{\sqrt{1+3a^2} \cdot \sqrt{\epsilon} \cdot l} \quad (58)$$

W oparciu o zależność (56) oporność kondensatora jest równa:

$$Z_k = j\omega(L_d + L_z) + \frac{1}{G_k + j\omega C_k} \quad (59)$$

6. PORÓWNANIE Z UKŁADAMI OPISANYMI W LITERATURZE

Porównanie różnych układów zastępczych, opisanych w rozdz. 2, 4 i 5 najłatwiej przeprowadzić biorąc pod uwagę oporność zwijki i częstotliwość jej pierwszego rezonansu. Układy z rozdz. 2 nie uwzględniają wpływu



Rys. 9. Zależność częstotliwości pierwszego rezonansu zwijki bez strat od miejsca dołączenia doprowadzeń uzyskana na podstawie różnych układów zastępczych kondensatora
 prosta 1 — układ zastępczy wg [2] i [3], prosta 2 — układ zastępczy wg [1], prosta 3 — układ zastępczy wg [9], krzywa 4 — układ zastępczy proponowany w niniejszej pracy, krzywa 5 — układ zastępczy kondensatora, przybliżony dla małych częstotliwości, prosta 6 — częstotliwość pierwszego antyrezonansu

umiejscowienia doprowadzeń i można by się spodziewać, że są one słuszne dla jakiegoś jednego miejsca ich dołączenia. Jednakże rys. 9, na którym wykreślono częstotliwość pierwszego rezonansu zwijki w zależności od

umiejscowienia doprowadzeń, pokazuje brak wspólnych punktów przecięcia się poszczególnych krzywych.

Dla lepszego zobrazowania i wyjaśnienia przyczyn tych rozbieżności w tablicy 2 podane są ogólne wyrażenia na częstotliwości rezonansowe zwijki, uzyskane przy wyprowadzeniu zależności (8), (17), (24), (45) i (56). (Wartości parametrów L_0 i C_0 występujących w tablicy określone są wzorami (36) i (37).

Tablica 2

Częstotliwości rezonansowe zwijki wynikające z różnych układów zastępczych

L. p.	Układ wg	Częstotl. rez.	Częstotl. 1. rez. (względna)	$ a = 1$	$a = 0$
1	lit. [2], [3]	$\frac{1}{2\pi l \sqrt{C_0} 2L_0}$	$\frac{1 \pm a}{\pi \sqrt{2}}$	0,450	0,225
2	lit. [1]	$\frac{2k+1}{4l \sqrt{C_0} 2L_0}$	$\frac{1 \pm a}{2\sqrt{2}}$	0,707	0,354
3	lit. [9]	$\frac{2k+1}{4l \sqrt{C_0} L_0}$	$\frac{1 \pm a}{2}$	1,000	0,500
4	autora	$\frac{2k+1}{(1 \pm a) 2 \sqrt{C_0} L_0}$	1,000	1,000	1,000
5	autora przybliżony	$\frac{\sqrt{\frac{3}{1+3a^2}}}{\pi l \sqrt{C_0} L_0}$	$\frac{2(1 \pm a)}{\pi} \sqrt{\frac{3}{1+3a^2}}$	1,110	1,110

Przyczyny tych rozbieżności są dwójakiego rodzaju:

- wywołane błędnym obliczeniem parametrów jednostkowych zwijki,
- wywołane błędnym obliczeniem indukcyjności w układzie zastępczym.

Pierwszy z przytoczonych układów (zal. 4 do 8) zawiera obydwie nieścisłości.

Łatwo stwierdzić, że indukcyjność i pojemność jednostkowa zwijki liczone są dla różnych kształtów linii. Indukcyjność na jednostkę długości obliczona z zależności (5) odnosi się do dwuprzewodowej linii przesyłowej, natomiast pojemność (na jednostkę długości) liczona jest dla linii zbudowanej z trzech równoległych przewodów o tych samych wymiarach (zal. 6). Można sprawdzić, że w tych warunkach ogólna zależność (23) nie jest spełniona.

Powyższa nieścisłość, powtarzająca się od lat w literaturze, wynika prawdopodobnie z rozpowszechnionej błędnej metody rozważania kondensatora rozwiniętego oraz z sugestii, że dwa paski folii muszą zachowywać się jak linia dwuprzewodowa.

Jest jednak sprawą oczywistą, że po zwinięciu kondensatora każdy ¹⁰⁾ zwój folii tworzącej okładzinę znajduje się pomiędzy swymi dwoma — a nie jednym — sąsiadami o przeciwnych niż on potencjałach.

Ponadto łatwo stwierdzić, że przy obliczaniu całkowitej, zastępczej indukcyjności zwijki założono równomierny rozkład prądu wzdłuż pasków folii, tj. że prąd ma tę samą wartość zarówno w miejscu zasilania zwijki, jak i na jej końcach.

Nieścisłość tego założenia jest oczywista.

Następny z kolei układ zastępczy (zależności od 9 do 17) również wykazują dwa braki. Po pierwsze, popełniony jest dyskutowany powyżej błąd w obliczaniu indukcyjności jednostkowej zwijki i po drugie — pominięty jest wpływ indukcyjności doprowadzeń na przebieg oporności kondensatora.

Ostatni z cytowanych z literatury układów — tak jak należało się spodziewać — pokrywa się z układem proponowanym w niniejszej pracy tylko dla jednego ściśle określonego umiejscowienia doprowadzeń (krzywa 4 i prosta 3 na rys. 9).

Proponowany w niniejszej pracy nowy układ zastępczy kondensatora (rozdz. 3 i 4) pozbawiony jest wspomnianych wyżej wad oraz ponadto uwzględnia wpływ miejsca dołączenia doprowadzeń.

Przybliżony układ zastępczy kondensatora (rozdz. 5) jest skorygowany odpowiednikiem układu opisanego w literaturze, jednakże nie uwzględnia wyższych rezonansów i może w pewnych przypadkach dawać fałszywą wartość częstotliwości rezonansowej (powyżej częstotliwości pierwszego antyrezonansu), co widać z rys. 9 (krzywa 5 i prosta 6).

Dla przykładu rozpatrzmy kondensator bez strat o następujących danych: $C_k = 0,626 \mu\text{F}$, szerokość zwijki $W = 33 \text{ mm}$, dielektryk o $\varepsilon = 4$ i grubości $D = 0,07 \text{ mm}$, końcówki o średnicy $D_d = 2,5 \text{ mm}$ i długości około 1 cm (z każdej strony) dołączone w połowie długości zwijki.

W oparciu o zależności (3) oraz (36) do (39) obliczono:

$$\begin{aligned} C_0 &= 3,34 \cdot 10^{-8} \text{ F/m} & L_0 &= 1,33 \cdot 10^{-9} \text{ H/m} \\ Z_r &= 0,2 \ \Omega & B &= (45 \text{ f})^0 \\ L_d &= 1,59 \cdot 10^{-8} \text{ H} & \omega L_d &= 0,1 \text{ f } \Omega \\ l &= 18,85 \text{ m} & \frac{1}{\omega C_k} &= \frac{0,254}{\text{f}} \ \Omega, [\text{f}] = \text{MHz} \end{aligned}$$

Oporność zwijki i całkowita oporność tego kondensatora, obliczone w oparciu o różne układy zastępcze, podane zostały w tablicy 3.

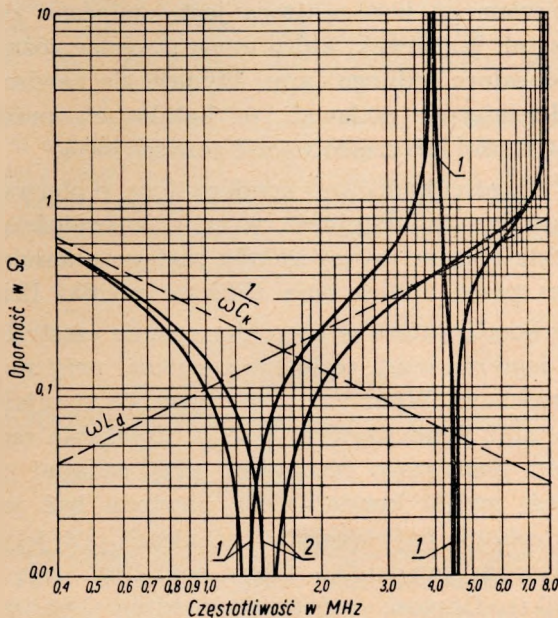
¹⁰⁾ Za wyjątkiem pierwszego i ostatniego; jednakże ich sumaryczna długość jest pomijalna w stosunku do długości zwijki.

Tablica 3

Oporność zwijki i oporność kondensatora w funkcji częstotliwości obliczone w oparciu o różne układy zastępcze

L.p.	Układ wg	Oporność zwijki	f_{rz} [MHz]	Oporność kondensatora	f_{rk} [MHz]
1	lit. [2], [3]	$0,319 f - \frac{0,254}{f}$	0,90	$0,419 f - \frac{0,254}{f}$	0,78
2	lit. [1]	$-0,2 \operatorname{ctg}(63,6 f)^\circ$	1,42	$-0,2 \operatorname{ctg}(63,6 f)^\circ$	1,42
3	lit. [9]	$-0,2 \operatorname{ctg}(45 f)^\circ$	2,00	$0,1 f - 0,2 \operatorname{ctg}(45 f)^\circ$	1,28
4	autora	$-0,1 \operatorname{ctg}(22,5 f)^\circ$	4,00	$0,1 f - 0,1 \operatorname{ctg}(22,5 f)^\circ$	1,50
5	autora przybl.	$0,013 f - \frac{0,254}{f}$	4,40	$0,113 f - \frac{0,254}{f}$	1,51

Z tablicy 3 wynika, że omówione układy dają znacznie różniące się częstotliwości 1. rezonansu zwijki (stosunek częstotliwości może być przeszło czterokrotny), jednakże częstotliwości rezonansowe całego kondensatora różnią się niewiele (stosunek częstotliwości nie przekracza 2).



Rys. 10. Przebieg oporności kondensatora bez strat o danych: $C_k = 0,626 \mu\text{F}$, $W = 33 \text{ mm}$, $\epsilon = 4$, $D = 0,07 \text{ mm}$, $D_d = 2,5 \text{ mm}$, $l_d = 10 \text{ mm}$
 krzywa 1 — doprowadzenia dołączone na końcu zwijki, krzywa 2 — doprowadzenia dołączone w połowie długości zwijki

Łatwo spostrzec, że różnice te zależą od indukcyjności doprowadzeń kondensatora.

Ponieważ układ Weisa pokrywa się z proponowanym dla końcówek kondensatora dołączonych do końca zwijki, przeto pozycje 3 i 4 tablicy 3 można również rozpatrywać jako ilustrację wpływu umiejscowienia doprowadzeń. Przebiegi oporności podane w punktach 3 i 4 tablicy 3 przedstawiono wykreślnie na rys. 10. Widać, że wpływ umiejscowienia doprowadzeń zależy w sposób istotny od ich indukcyjności i wypadku, gdy indukcyjność ta jest duża, wpływ umiejscowienia doprowadzeń jest nieznaczny.

7. ZAKOŃCZENIE I WNIOSKI

Zachowanie się w szerokim pasmie częstotliwości kondensatora zwijanego nie zależy jedynie od jego pojemności znamionowej, a jest funkcją wielu czynników. W pewnych zastosowaniach jest pożądana znajomość przebiegu oporności kondensatora w całym pasmie częstotliwości lub pewnej określonej częstotliwości, ograniczającej zakres jego stosowania. Wydaje się, że najbardziej przydatna do tego celu jest częstotliwość pierwszego rezonansu kondensatora lub jego zwijki. W przypadku posługiwania się częstotliwością rezonansu kondensatora jest konieczne zwrócenie uwagi na wymiary i kształt końcówek, które mogą posiadać różną indukcyjność, nawet dla kondensatora jednego typu. Wydaje się bardzo pożyteczne, aby wytwórcy kondensatorów podawali w katalogach przebieg oporności w funkcji częstotliwości lub częstotliwość rezonansową.

Przy znacznej długości końcówek kondensatora, o pierwszym rezonansie decyduje głównie ich indukcyjność wraz z pojemnością kondensatora; wówczas wszystkie opisane wyżej układy zastępcze kondensatora łącznie z proponowanym przez autora dają zbliżone wyniki liczbowe.

Podczas pracy kondensatora w szerokim pasmie częstotliwości jest bardzo ważne, aby jego pierwszy rezonans zachodził przy możliwie najwyższych częstotliwościach. Wymaganie to narzuca specjalne warunki na konstrukcję i montaż kondensatora. W celu uzyskania możliwie najwyższej częstotliwości pierwszego rezonansu, przy żądanej pojemności znamionowej, długość zwijki kondensatora powinna być jak najmniejsza, a jej szerokość możliwie największa (w granicach przyjętych założeń, bowiem w przeciwnym przypadku może odgrywać rolę rozkład prądu w poprzek zwijki). Długość końcówek powinna być jak najmniejsza, a wymiary poprzeczne tak duże, aby ich indukcyjność była minimalna. Bardzo korzystne wydaje się stosowanie do tego celu odcinków taśmy.

Dołączenie doprowadzeń w połowie długości zwijki jest korzystne, jednakże wypadkowy efekt jest tym mniejszy, im większa jest indukcyjność

doprowadzeń. Jeżeli jest ona równa zeru, to stosunek częstotliwości rezonansowych kondensatorów różniących się między sobą jedynie miejscem dołączenia doprowadzeń jest największy; jeżeli jeden z nich posiada końcówki dołączone w połowie, a drugi na końcu zwijki, to wynosi on 2. Jednakże w miarę wzrostu indukcyjności doprowadzeń stosunek ten maleje i już przy $L_d = 1,59 \cdot 10^{-8}$ H wynosi zaledwie 1,17.

* * *

Na zakończenie autor dziękuje prof. Wilhelmowi Rotkiewiczowi za cenne uwagi udzielone w czasie opracowywania niniejszego artykułu.

WYKAZ LITERATURY

1. *Linder L., Schnidermann J.*: Einfluss der Eigeninduktivität von Wickelkondensatoren auf ihren Scheinwiderstand. ETZ vol 60, 1939, s. 793—798.
2. *Lutow S. A.*: Zakłócenia przemysłowe przy odbiorze radiowym i ich zwalczanie. Warszawa, 1955.
3. *Mansweld W.*: Schichtwiderstände, Kondensatoren, Drosselspulen. Ihr Verhalten im Frequenzgebiet von 10 — 200 MHz. Nachrichtentechnik, 1952, nr 6, s. 185—189 oraz nr 7, s. 201—204.
4. *Ramo S., Whinnery J.*: Pola i wołny w sowremiennoj radiotechnikie. Moskwa, 1950.
5. *Renne W. T.*: Elektriczieskije kondensatory. Leningrad, 1952.
6. *Reuber E. und C.*: NTG Fachtagung Bauelemente. Radio Mentor, 1958, nr 4, s. 217—218.
7. *Rotkiewicz W.*: Technika odbioru radiowego, t. II. Warszawa, 1954.
Rotkiewicz W.: O indukcyjności kondensatorów przy bardzo wielkiej częstotliwości. Wiadomości i prace Instytutu Radiotechnicznego w Warszawie, 1930, nr 5.
8. *Smirenin S. A.*: Sprawocznik po radiotechnikie. Moskwa, 1950.
9. *Weis A.*: Über den Scheinwiderstand von Drosseln, Widerständen und Kondensatoren bei Hochfrequenz. Frequenz, 1955, nr 7, s. 221—227.

P. Г. Стружак

РОБОТА НАМОТАННЫХ КОНДЕНСАТОРОВ В ШИРОКОЙ ПОЛОСЕ ЧАСТОТ

Резюме

Описаны различные схемы замещения намотанных конденсаторов приведенные в литературе и их основные недостатки. Приведена новая схема и произведен ее анализ. Рассмотрены подробно случаи: конденсатора без потерь и конденсатора работающего в диапазоне низких частот. Новая схема сравнена с описанными в литературе и рассмотрены причины выступающих расхождений.

Приведен численный пример в котором наглядно показано влияние локализации выводов и их индуктивности на импеданс конденсатора в зависимости от частоты.

R. G. Stružak

BEHAVIOUR OF ROLL-TYPE CAPACITORS WITHIN A WIDE FREQUENCY BAND

Summary

Various equivalent circuits of rolled capacitors, encountered in the literature, are described and their respective drawbacks discussed. A new suggested equivalent circuit is analyzed. Two particular cases are considered precisely: that of a capacitor without losses and that of a capacitor operating at low frequencies.

The new equivalent circuit is compared with other ones, actually in use, and existing discrepancies are explained.

A numerical example shows the effect of the situation of leads and of their inductance on the behaviour of the capacitor impedance as a function of frequency.

R. G. Stružak

COMPOTEMENT DES CONDENSATEURS ENROULÉS DANS UNE LARGE BANDE DES FRÉQUENCES

Résumé

On considère des divers schémas équivalents des condensateurs enroulés, décrits dans la littérature, et leurs défauts respectifs. Un nouveau schéma équivalent et son analyse sont présentés. Deux cas spéciaux sont examinés en détail: celui du condensateur sans pertes et celui du condensateur aux fréquences basses.

On compare le nouveau schéma équivalent avec d'autres, actuellement utilisés, et on explique les divergences qui en résultent.

Une exemple numérique met en évidence l'influence de l'emplacement des fils de connexion et de leur inductivité sur l'allure de la impedance du condensateur en fonction de la fréquence.

R. G. Stružak

DIE EIGENSCHAFTEN DER WICKELKONDENSATOREN IN BREITEM FREQUENZBEREICH

Zusammenfassung

Verschiedene, im Schrifttum angegebene Ersatzschaltungen der gewickelten Kondensatoren und ihre Nachteile werden besprochen. Eine neue Ersatzschaltung wird vorgeschlagen und ihre Analyse durchgeführt. Zwei einfache Sonderfälle werden behandelt: derjenige des verlustlosen Kondensators und derjenige des Kondensators bei tiefen Frequenzen.

Die neue Ersatzschaltung wird verglichen mit anderen üblichen Ersatzschaltungen und die bestehenden Abweichungen werden erläutert.

Ein numerisches Beispiel zeigt den Einfluss der Zuführungen und ihrer Induktivität auf die Frequenzabhängigkeit des Scheinwiderstandes des Kondensators.

ZESZYT 2 (15)
PRAC INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

zawierać będzie
następujące artykuły:

1. *Zbigniew Godziński* — Pojęcie impedancji powierzchniowej w teorii rozchodzenia się fal radiowych.
2. *Stefan Jasiński* — Ustalenie odpowiedniej dla warunków polskich metody opracowywania mapy skutecznej przewodności gruntów.

ZESZYT 3 (16)
PRAC INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

zawierać będzie
następujący artykuł:

1. *Stefan Borowski* — Rozchodzenie się fal elektromagnetycznych w jonosferze

ZESZYT 4 (17)
PRAC INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

zawierać będzie
następujące artykuły:

1. *Aleksy Brodowski* — Analiza stabilności łącza dwutorowego w przypadku włączenia się obsługi eksploatacyjnej.
2. *Janusz Kobielski* — Projektowanie teletransmisyjnych układów automatycznej regulacji poziomu.

Cena zł 35.-