

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK IX

ZESZYT 3 (28)



WARSZAWA 1962

WYDAWNICTWA NAUKOWO - TECHNICZNE

SPIS TREŚCI

1. <i>Edward Dumania</i> — Impulsowa praca generatora samowzbudnego	3
2. <i>Ryszard Grzegorz Strużak</i> — Charakterystyki kondensatorów przy wielkiej częstotliwości i metody ich pomiaru	41

СОДЕРЖАНИЕ

1. <i>Э. Думаня</i> — Импульсная работа генератора с самовозбуждением	36
2. <i>Р. Г. Стружак</i> — Характеристики конденсаторов при высокой частоте и методы их измерений	66

CONTENTS

1. <i>E. Dumania</i> — Self-starting pulse feeded oscillator	37
2. <i>R. G. Strużak</i> — The high-frequency characteristics of capacitors and their measurement methodes	66

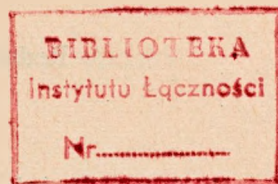
SOMMAIRE

1. <i>E. Dumania</i> — Un oscillateur à autoexcitateur excité d'impulsions	37
2. <i>R. G. Strużak</i> — Les caracteristiques des condensateurs de haute fréquence et leurs méthodes de mesure	67

INHALTSVERZEICHNIS

1. <i>E. Dumania</i> — Impulsbetrieb eines selbsterregten Generators	38
2. <i>R. G. Strużak</i> — Kennlinien von Kondensatoren bei Hochfrequenz und Methoden ihrer Messung	67

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI



PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK IX

ZESZYT 5 (28)

WARSZAWA 1962

WYDAWNICTWA NAUKOWO-TECHNICZNE

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

Redaktorzy działów:
adj. inż. Aleksy Brodowski, doc. mgr inż. Sylwester Jarkowski,
doc. mgr inż. Lesław Kędzierski
Sekretarz Redakcji — *Edward Tomkiel*

Adres Redakcji
Instytut Łączności, Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

WSZELKIE PRAWA ZASTRZEŻONE

Printed in Poland

Rysunki dostarczył Komitet Redakcyjny

WNT. Warszawa 1963. Wydanie 1. Nakład 580 egz. Ark. wyd. 4,9. Ark. druk. 5,65/A.
Format B5. Papier druk. sat. kl. V 70 gr. 70×100/16. Rękopis oddano do składania
13. 11. 1962 r. Podpisano do druku 15. 2. 1963 r. Druk ukończono w lutym 1963 r.
Symbol 80323/RO. Cena zł 18.—

ZAKŁADY GRAFICZNE IM. M. KASPRZAKA W POZNANIU — 2380/62 — P-3.

621.373.421.14 : 621.376.5

EDWARD DUMANIA

IMPULSOWA PRACA GENERATORA SAMOWZBUDNEGO

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 18. 10. 1961 r.

W pracy niniejszej przeanalizowano pracę pobudzanego impulsowo generatora samowzbudnego, ze szczególnym uwzględnieniem narastania drgań. Wnioski z analizy porównywano z wynikami pracy uzyskanymi z wykonanego w Instytucie Łączności nadajnika do aparatury linii radiowej z modulacją impulsową.

Impulsy wielkiej częstotliwości uzyskiwane z generatora są krótsze od impulsów pobudzających.

Drgania w generatorze narastają początkowo eksponencjalnie tym szybciej, im większe jest tłumienie obwodu i silniejsze sprzężenie zwrotne.

Czas narastania drgań i stromość przedniego zbocza zależą również od początkowej wartości napięcia w obwodzie generatora, które w praktycznych układach jest rzędu napięć szumów. Powoduje to, że napięcia szumów mogą modulować położenie przedniej krawędzi impulsu wielkiej częstotliwości i dawać zakłócenia sygnału użytecznego w systemie z modulacją położenia impulsów.

Przednie zbocze impulsu wielkiej częstotliwości, jego kształt i położenie są mało stabilne. Stabilizację przedniego zbocza oraz związane z tym zmniejszenie szumów można uzyskać przez wprowadzenie do obwodów generatora napięcia z dodatkowego generatora pomocniczego. Tylne zbocze impulsu wielkiej częstotliwości mało zależy od warunków pracy generatora. Przy korzystaniu z tylnego zbocza impulsów podczas demodulacji poprawia się jakość transmisji bez konieczności stosowania generatora pomocniczego.

1. WSTĘP

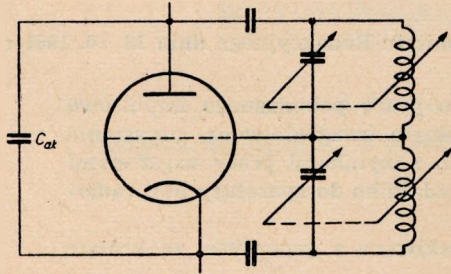
Przy opracowywaniu i próbnej eksploatacji nadajnika linii radiowej o modulacji impulsowej (modulacja fazy impulsów) nasunęły się pewne wnioski o pracy generatora samowzbudnego pobudzanego impulsowo. Generator taki zastosowano w eksperymentalnej aparaturze linii radiowej

zbudowanej w Instytucie Łączności. Stwierdzono pewne jego właściwości odbijające się na jakości teletransmisji.

Praca niniejsza jest próbą wyciągnięcia wniosków z uzyskanych doświadczeń oraz usystematyzowania i uogólnienia zagadnienia.

2. UKŁAD GENERATORA

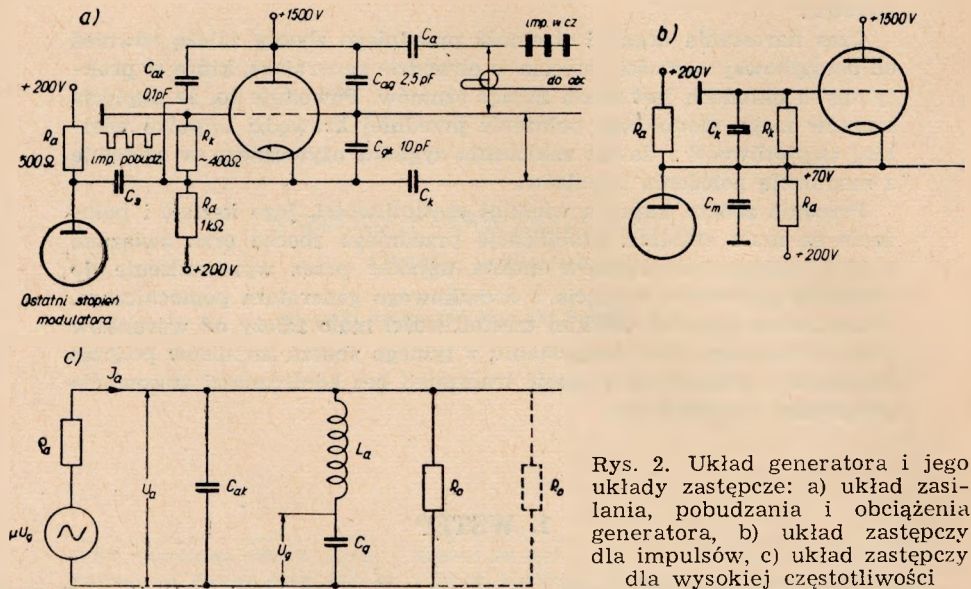
Zastosowano przestrajany w zakresie $1500 \div 1800$ MHz generator samowzbudny, pracujący na lampie LD11, z obwodami w postaci odcinków linii koncentrycznych, w konwencjonalnym układzie generatora o wspólnej siatce (rys. 1), a schemat zasilania, pobudzenia i obciążenia generatora pokazano na rys. 2.



Rys. 1. Uproszczony układ generatora

Poniżej podano uproszczony opis pracy generatora wystarczający do zrozumienia niniejszego artykułu.

Na anodę lampy generatora przyłożone jest napięcie stałe około



Rys. 2. Układ generatora i jego układy zastępcze: a) układ zasilania, pobudzenia i obciążenia generatora, b) układ zastępczy dla impulsów, c) układ zastępczy dla wysokiej częstotliwości

+1500 V. Siatka jest uziemiona. Lampa w stanie spoczynku jest „zatkana” dodatnim napięciem stałym około +75 V, przyłożonym na jej katodę z dzielnika R_k , R_d i nie przewodzi prądu. Obwody rezonansowe

anodowy i katodowy oddzielone od lampy kondensatorami C_a i C_k są dla napięć stałych i dla napięć impulsowych na potencjale „ziemi”.

W czasie trwania impulsów lampa jest „odtykana” przykładanymi na katodę impulsami pobudzającymi ujemnymi o amplitudzie w przybliżeniu równej napięciu zatkana ($U_{imp} = 75$ V), przez co są spełnione warunki wzbudzenia się generatora i lampa wytwarza drgania wielkiej częstotliwości. W przerwach między impulsami pobudzającymi lampa, zatkana napięciem stałym z dzielnika R_g , R_d , nie pracuje.

Generator w czasie trwania impulsów pobudzających wytwarza impulsy drgań wielkiej częstotliwości o czasie trwania i o amplitudzie określonych warunkami pracy lampy. Energia wielkiej częstotliwości pobierana jest z obwodu anodowego za pomocą sprzężenia indukcyjnego w postaci pętli sprzęgającej i przekazywana za pomocą kabla koncentrycznego wprost do obciążenia, którym w normalnych warunkach jest antena nadawcza.

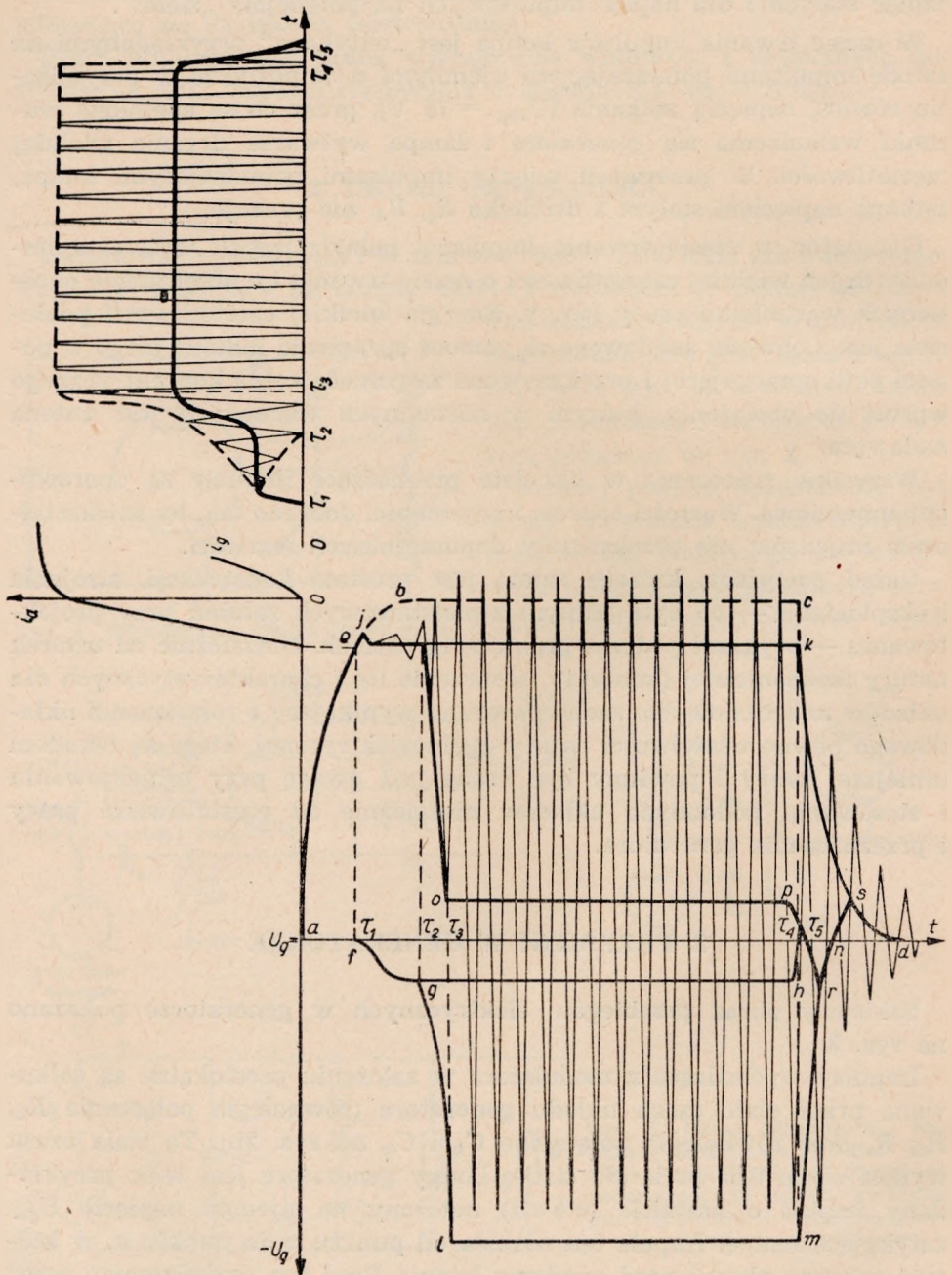
Wszystkie sprzężenia w układzie przenoszące impulsy są oporowo-pojemnościowe. Wartości oporów i pojemności dobrano tak, by zniekształcenia impulsów nie przekraczały dopuszczalnych wartości.

Układ powyższy, którego zaletą jest prostota konstrukcji, strojenia i eksploatacji — co było jednym z podstawowych założeń przy projektowaniu — wykazał podczas prób szereg usterek. Niezależnie od usterek natury mechanicznej (kontakty, srebrzenie itp.) charakterystycznych dla układów mikrofalowych, zaobserwowano wynikające z rozwiązania układowego pewne właściwości natury ogólnoelektrycznej, które są tematem niniejszej pracy i powinny być brane pod uwagę przy projektowaniu i stosowaniu podobnych układów niezależnie od częstotliwości pracy i przeznaczenia generatora.

3. PRZEBIEGI W GENERATORZE

Szkicowy obraz przebiegów elektrycznych w generatorze pokazano na rys. 3.

Impulsy wychodzące z modulatora w założeniu prostokątne są całkowane przez stałe czasu układu generatora (równoległe połączenie R_k , R_d , R_a oraz równoległe połączenie C_k i C_m na rys. 2b). Ta stała czasu wynosi około 0,05 μ sek. Na siatkę lampy generatora jest więc przykładany impuls o kształcie ($a b c d$) nałożony na ujemne napięcie $U_{g=}$ zatykające lampę. Impuls ten narasta od punktu a do punktu e , w którym zaczyna płynąć prąd anodowy lampy. Prąd ten przepływając przez opór katodowy powoduje na nim spadek napięcia w postaci impulsu ujemnego ($f g h i$), który odejmuje się od impulsu ($a b c d$). Gdyby w lam-



Rys. 3. Przebiegi w generatorze

pie nie powstawały drgania wielkiej częstotliwości (np. po rozstrojeniu obwodów) obserwowalibyśmy na siatce impuls o kształcie (*a j k d*). Jeżeli jednak obwody generatora są dostrojone i spełnione są warunki wzbudzenia się generatora, to z chwilą osiągnięcia na siatce po czasie τ_1 napięcia odtykającego lampę (punkt *e*) w obwodach generatora zaczynają narastać drgania. Z chwilą gdy amplituda drgań osiągnie pewną wartość (po czasie τ_2), lampa zacznie pracować nie w klasie *A* jak dotychczas, ale w klasie *AB*, potem *B* i wreszcie *C*. Spowoduje to wzrost prądu anodowego i związany z tym spadek napięcia na oporze R_k . Punkt pracy lampy będzie się coraz bardziej cofał w kierunku ujemnych napięć. Będzie to trwało do czasu τ_3 , kiedy nastąpi ustalenie się warunków pracy lampy. Amplituda drgań i poziom napięcia na siatce będą się utrzymywać na stałym poziomie do chwili τ_4 , gdy spadek napięcia impulsu pobudzającego spowoduje przesuwanie punktu pracy lampy w kierunku ujemnych napięć siatkowych. W chwili τ_5 lampa zostanie zatkana i drgania w obwodzie szybko zanikną. W wyniku nakładania się impulsu pobudzającego (*a b c d*) oraz impulsu pochodzącego od spadku napięcia na oporze R_k (*f g l m n*) spowodowanego przepływem prądu anodowego i prądu siatki na stałe napięcie $U_{g=}$ będziemy obserwować na siatce lampy impuls o kształcie (*a j o p r s d*) oznaczony na rys. 3 grubą linią. Czas trwania impulsu wielkiej częstotliwości jest w przybliżeniu równy czasowi $\tau_4 - \tau_2$; jest więc wyraźnie krótszy od impulsu pobudzającego, a kształt jego znacznie odbiega od kształtu impulsu pobudzającego.

Należy zwrócić uwagę, że kształty przebiegów uzyskiwanych w rzeczywistości (np. obserwowane na oscyloskopie) będą nieco odbiegały od kształtów z rys. 3 na skutek pewnych opóźnień spowodowanych stałymi czasami układu pomiarowego.

4. PRZENOSZENIE IMPULSÓW

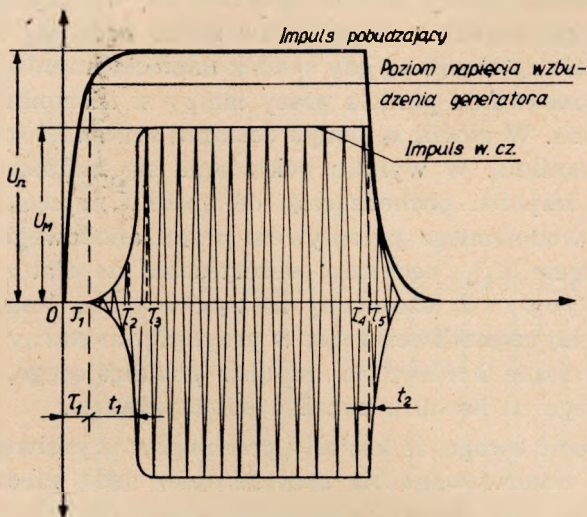
4.1. Narastanie drgań w generatorze samowzbudnym. Przednie zbrocze impulsu wielkiej częstotliwości

Przy pracy samowzbudnego generatora pobudzanego impulsowo zauważono zniekształcenie przenoszonych przez niego impulsów objawiające się skróceniem impulsów w.c.z. na jego wyjściu w stosunku do impulsów pobudzających przykładanych na katodę, powodowane opóźnieniem przedniego zbrocza impulsów w.c.z. w stosunku do impulsu pobudzającego.

Dla uzyskania z generatora impulsów w.c.z., np. o szerokości 1 μ sek, impulsy pobudzające doprowadzone do niego muszą być nieco dłuższe. Pomijając znany wpływ stałych czasu układu, które powodują zniekształ-

cenia i opóźnienia impulsów i które można stosunkowo łatwo przewidzieć, wyraźny wpływ ma opóźnienie wystartowania drgań wielkiej częstotliwości generatora samowzbudnego w stosunku do przyłożonego impulsu.

Pierwszą przyczyną zważania się impulsów w.c.z. uzyskiwanych z generatora jest to, że warunki wzbudzenia się generatora — warunki do powstawania drgań w.c.z. — powstają na ogół dopiero przy pewnej wartości napięcia impulsu pobudzającego. Jeżeli ten nie jest impulsem idealnie prostokątnym, impuls wielkiej częstotliwości będzie krótszy od impulsu pobudzającego, jak pokazano na rys. 4. Drgania wielkiej częstotli-



Rys. 4. Opóźnienie i skrócenie impulsu wielkiej częstotliwości

wości rozpoczną się po czasie τ_1 , gdy napięcie impulsu pobudzającego przewyższy poziom napięcia, przy którym spełnione są warunki wzbudzenia się generatora. Skrócenie o czas τ_1 zależy od kształtu impulsu pobudzającego i stosunku jego napięcia do napięcia potrzebnego do wzbudzenia się generatora.

Impuls wielkiej częstotliwości nie będzie również identyczny co do kształtu i czasu trwania z górną częścią impulsu pobudzającego o napięciu wyższym od napięcia wzbudzenia generatora.

Narastanie i zanikanie drgań impulsu wielkiej częstotliwości uzależnione są nie tylko od kształtu impulsu pobudzającego, ale i od warunków pracy generatora.

Czas i kształt narastania drgań w generatorze samowzbudnym po przyłożeniu do niego napięcia uzależnione są w skomplikowany sposób od doboru warunków wzbudzenia się układu i parametrów lampy.

W czasie narastania drgań w generatorze zmienia się ich amplituda i częstotliwość. W związku z tym zmieniają się wartości parametrów układu. Ujęcie tych zjawisk umożliwiła przeprowadzenie analizy narastania drgań, podaną przez *S. Hahna* [2] metodą częstotliwości zespolonej.

W naszym przypadku ze względu na skomplikowany układ, zastosowanie dokładnej analizy prowadziłoby do bardzo skomplikowanych zależności i dawało wyniki mało przejrzyste dla celów praktycznych.

Przy rozpatrywaniu zagadnienia w dalszych rozważaniach założono dla uproszczenia, że częstotliwość drgań w czasie narastania zmienia się niewiele, a zmienia się wyraźnie tylko ich amplituda. W związku z tym nie są uwzględniane przesunięcia fazowe i operuje się tylko modułami, zgodnie z „klasyczną”, tradycyjną metodą podejścia do zagadnienia.

Jak wiadomo [3], [4] warunkiem wzbudzenia się drgań w generatorze samowzbudnym z dodatnim sprzężeniem zwrotnym jest, by współczynnik sprzężenia zwrotnego był większy od wzmocnienia układu, co wyraża się wzorem

$$b \cdot k \geq 1 \quad (1)$$

gdzie:

b — współczynnik sprzężenia zwrotnego =

$$= \frac{\text{nap. sprzężenia zwrotnego przyłożone między siatki i katodę}}{\text{nap. między anodą i katodą}}$$

k — wzmocnienie układu.

W naszym przypadku (rys. 2c) współczynnik sprzężenia zwrotnego

$$b = \frac{C_g}{C_{ak}} \quad (2)$$

gdzie:

C_g — wypadkowa pojemność, jaką przedstawia sobą obwód katoda-siatka łącznie z pojemnością C_{gk} lampy,

C_{ak} — pojemność anoda-katoda lampy.

Wielkość wypadkowej pojemności C_g można regulować przez zmianę dostrojenia obwodu katoda-siatka. Można tym sposobem zmieniać współczynnik sprzężenia zwrotnego.

Wzmocnienie układu wynosi

$$k = \mu \cdot \frac{R_0}{R_0 + \rho_u} = S \cdot R_r \simeq S \cdot R_0 \quad (3)$$

gdzie:

μ — współczynnik wzmocnienia lampy,

R_r — wypadkowa oporność równoległe połączonych oporności wewnętrznej lampy i obciążenia,

R_0 — oporność obciążenia lampy przetransformowana na oporność równoległą do obwodu, która składa się z oporności wniesionej do obwodu przez obciążenie, oporności strat obwodu i oporności wniesionej do obwodu przez oporność wejściową (siatka-katoda) lampy (praktycznie dla uproszczenia rozważań można przyjąć, że R_0 jest w przybliżeniu równa oporności wniesionej przez obciążenie — wpływ innych oporności R'_0 jest mały),

r_a — oporność wewnętrzna lampy,

S — nachylenie charakterystyki lampy.

Przy założeniu liniowej charakterystyki lampy, jak na rys. 3, wzmocnienie układu dla małych napięć zmiennych przy pracy w klasie A (od czasu τ_1 do τ_2) jest wielkością stałą i

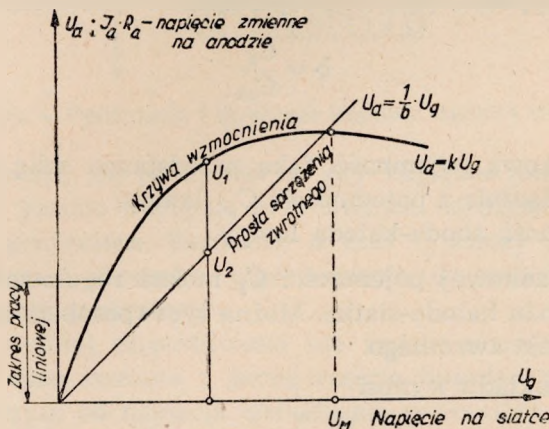
$$b \cdot k > 1$$

Gdy napięcia zaczną wzrastać i lampa przechodzi coraz bardziej do pracy w klasie C (w czasie narastania drgań), efektywna wartość wzmocnienia układu maleje — iloczyn $b \cdot k$ coraz bardziej zbliża się do jedności.

Wreszcie w warunkach ustalonych efektywne wzmocnienie układu osiąga wartość

$$b \cdot k = 1$$

Obrazem powyższego jest znany rys. 5 przedstawiający warunki pracy generatora samowzbudnego w zależności od amplitudy napięcia zmiennego



Rys. 5. Wykres pracy generatora samowzbudnego

nego na siatce. Drgania w generatorze narastają do czasu, gdy amplituda napięcia na siatce (czy na anodzie) osiągnie maksymalną wartość U_M , przy której $1/b = k$, odpowiadającą punktowi przecięcia się krzywych na rys. 5.

Z przeprowadzenia bilansu energii wielkiej częstotliwości oddawanej przez lampę, pochłanianej przez oporność obciążenia i magazynowanej w obwodzie można określić narastanie drgań w obwodzie zależnością [4].

$$\frac{2Q}{\omega} \cdot \frac{dU}{dt} = U_1 - U_2 \quad (4)$$

jako różnicę napięcia U_1 uzależnionego od wzmocnienia i napięcia U_2 uzależnionego od sprzężenia zwrotnego.

Zależność ta może być aproksymowana wzorem

$$\frac{2Q}{\omega \cdot A} \cdot \frac{dU}{dt} \simeq U - \frac{1}{U_M^n} \cdot U^{n+1} \quad (5)$$

gdzie:

Q — dobroć obwodu obciążonego = $R_0 / \sqrt{L/C}$;

$\omega = 2\pi f$ — częstotliwość rezonansowa obwodu;

$\frac{2Q}{\omega} = \frac{Q}{\pi \cdot f} = \frac{1}{\delta}$ — odwrotność współczynnika tłumienia obwodu;

U — amplituda napięcia w obwodzie;

$A = (b \cdot k - 1) = [(b - D) \cdot S \cdot R_0 - 1]$ — określa warunki wzbudzenia się generatora;

b — współczynnik dodatniego sprzężenia zwrotnego;

D — przechwyt lampy;

S — nachylenie charakterystyki lampy;

R_0 — oporność obciążenia lampy;

U_m — maksymalna amplituda drgań w stanie ustalonym;

n — współczynnik zależny od kształtu krzywych na rys. 5.

Zależność między U i t można znaleźć przez całkowanie równania (5).

$$\begin{aligned} t &= \frac{2Q}{\omega A} \cdot \int_{U_0}^U \frac{1}{U - \frac{1}{U_M^n} \cdot U^{n+1}} dU = \frac{2Q}{\omega A} \int_{U_0}^U \frac{dU}{U \left(1 - \frac{1}{U_M^n} U^n\right)} = \\ &= \frac{2Q}{\omega A} \int_{U_0}^U \left(\frac{1}{U^n} + \frac{\frac{1}{U_M^n}}{1 - \frac{U^n}{U_M^n}} \right) dU^n \end{aligned}$$

gdzie U_0 — początkowa wartość amplitudy drgań.

Po wykonaniu całkowania otrzymamy:

$$t = \frac{2Q}{\omega A} \left[\ln \frac{U}{U_0} - \frac{1}{n} \ln \frac{1 - \left(\frac{U}{U_M}\right)^n}{1 - \left(\frac{U_0}{U_M}\right)^n} \right] \quad (6)$$

Zakładając, że $U_M \gg U_0$ (amplituda w stanie ustalonym jest dużo większa od amplitudy w chwili początkowej) otrzymamy z (6)

$$t = \frac{2Q}{\omega A} \left\{ \ln \frac{U}{U_0} - \frac{1}{n} \ln \left[1 - \left(\frac{U}{U_M} \right)^n \right] \right\}$$

lub

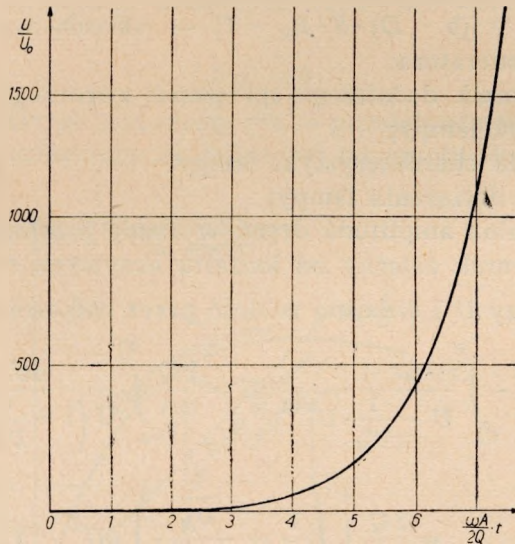
$$t = \frac{1}{\delta A} \left\{ \ln \frac{U}{U_0} - \ln \left[1 - \left(\frac{U}{U_M} \right)^n \right] \right\} \quad (7)$$

Dla zbadania kształtu wzrostu napięcia obliczymy zależność (7) dla dwu założeń:

1. $U \ll U_M$ w krótkim czasie po włączeniu, gdy lampa pracuje jeszcze w układzie liniowym

$$t \simeq \frac{2Q}{\omega A} \cdot \ln \frac{U}{U_0}; \quad U = U_0 \cdot e^{\frac{\omega A}{2Q} \cdot t} \quad (8)$$

Zależność powyższą obrazującą początkowe narastanie drgań pokazano na rys. 6.



Rys. 6. Narastanie drgań w generatorze samowzbudnym

2. $U = U_M$ po upływie dostatecznie długiego czasu, gdy amplituda drgań się ustali

$$t = \frac{2Q}{\omega A} \ln \left(\frac{U}{U_0} + \infty \right); \quad U = U_0 \cdot e^{\frac{\omega A}{2Q} \cdot t + \infty} \quad (9)$$

Przyjmując, że impulsy wielkiej częstotliwości będą wycinane w odbiorniku na poziomie np. 0,63 ich wartości maksymalnej interesujące

będzie obliczyć czas t_1 narastania drgań do tej wartości. W tym celu podstawimy do równania (7)

$$\begin{aligned}
 U &= 0,63 U_M \\
 t &= \frac{2Q}{\omega A} \left\{ \ln \frac{0,63 \cdot U_M}{U_0} - \frac{1}{n} \ln \left[1 - \left(\frac{0,63 \cdot U_M}{U_M} \right)^n \right] \right\} = \\
 &= \frac{2Q}{\omega A} \left\{ \ln \left(\frac{U_M}{U_0} \right) + \ln 0,63 - \frac{1}{n} \ln (1 - 0,63^n) \right\} = \\
 &= \frac{2Q}{\omega A} \left\{ \ln \frac{U_M}{U_0} + f(n) \right\} = \frac{1}{\delta A} \left\{ \ln \frac{U_M}{U_0} + f(n) \right\}
 \end{aligned} \quad (10)$$

Wartość funkcji $f(n) = \ln 0,36 - \frac{1}{n} \ln (1 - 0,63^n)$ zależy od przyjętej wartości n we wzorze (5).

Wynosi ona dla

$n = 1$	2	3	4	5	∞
$f(n) = 0,54$	-0,21	-0,36	-0,42	-0,44	-0,46

Przy zmianie n od 2 do ∞ , $f(n)$ zmienia się od $-0,2$ do $-0,46$.

Można przyjąć średnio $f(n) \approx -0,3$.

Otrzymamy ostateczny wzór na czas narastania drgań do wartości 63% wartości maksymalnej w postaci

$$t_1 = \frac{2Q}{\omega A} \left(\ln \frac{U_M}{U_0} - 0,3 \right) = \frac{1}{\delta A} \left(\ln \frac{U_M}{U_0} - 0,3 \right) \quad (11)$$

Dla $\frac{U_M}{U_0} = 10; 100; 1000; 10000$ amplituda drgań osiągnie wartość 0,63. U_M po czasie

$$t_1 = 2 \cdot \frac{2Q}{\omega A}; \quad 4,3 \frac{2Q}{\omega A}; \quad 6,6 \frac{2Q}{\omega A}; \quad 8,8 \frac{2Q}{\omega A}$$

Obliczona w analogiczny sposób wartość $f(n)$ dla $U = 0,95 U_M$ wynosi około 0,5, a czas narastania drgań do amplitudy równej 0,95 U_M wyraża się wzorem

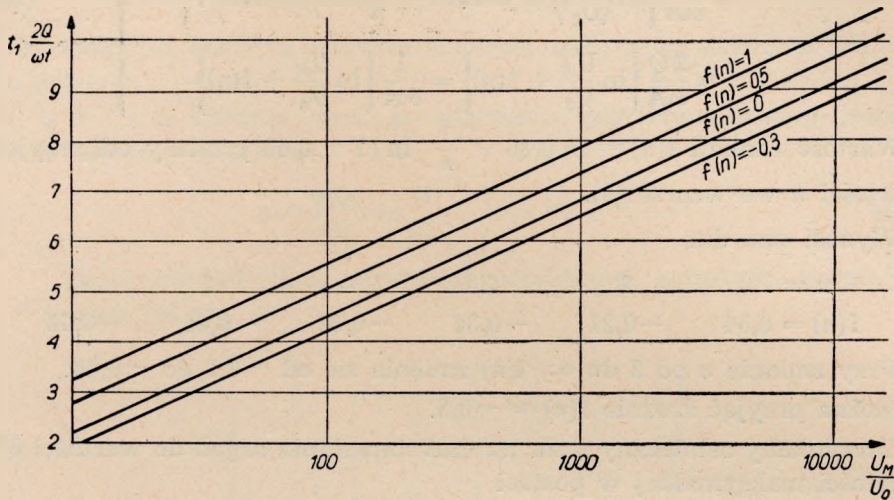
$$t_1 = \frac{2Q}{\omega A} \left(\ln \frac{U_M}{U_0} + 0,5 \right) \quad (11a)$$

Zależność czasu narastania drgań w generatorze od stosunku $\frac{U_M}{U_0}$ pokazano na rys. 7 dla różnych wartości $f(n)$.

Prosta $f(n) = -0,3$ obrazuje czas narastania do 63% U_M , a prosta $f(n) = 0,5$ obrazuje czas narastania do 95% U_M .

Z powyższych rozważań wynika, że narastanie drgań w obwodzie generatora jest opóźnione w stosunku do początku wzbudzenia.

Czas narastania drgań jest tym krótszy i napięcie w obwodzie osiąga maksymalną wartość ustaloną tym szybciej, im większe było początkowe napięcie zmienne w obwodzie U_0 (zależność logarytmiczna) i mniejsza jest wartość wyrażenia $\frac{2Q}{\omega A}$ (zależność wprost proporcjonalna), to znaczy im większy jest współczynnik tłumienia drgań w obwodzie $\delta = \frac{\omega}{2Q}$ oraz „silniejsze” są początkowe warunki wzbudzenia się drgań w generatorze.



Rys. 7. Zależność czasu narastania drgań od stosunku U_M/U_0

Warto przy tym zwrócić uwagę, że narastanie drgań w generatorze jest początkowo (jak wynika ze wzoru 8 i rys. 6) funkcją wykładniczą czasu. Drgania narastają początkowo bardzo wolno. Z upływem czasu szybkość narastania drgań wzrasta dopóki nie zaczną odgrywać roli zjawiska nieliniowe lampy, które powodują ograniczenie amplitudy drgań.

4.2. Narastanie drgań przy pobudzeniu impulsowym

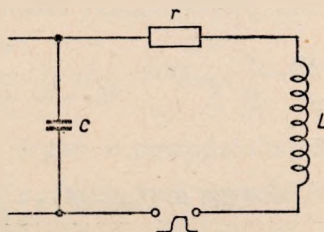
Z powyższych rozważań wynika, że czas narastania drgań zależy między innymi od wartości (U_0) początkowej amplitudy drgań w obwodzie w chwili, w której układ osiąga warunki umożliwiające jego wzbudzenie się. Przy pobudzeniu generatora impulsami, ta początkowa amplituda drgań jest odpowiednią składową widma impulsów pobudzających. Wartość U_0 zależy więc od kształtu impulsów i od sposobu ich doprowadzenia do układu generatora.

Generator jest zwykle pobudzany do drgań impulsami pobudzającymi o określonym kształcie i o określonym, skończonym czasie narastania.

Impulsy te, narastające z reguły eksponencjalnie, doprowadzane są do jednej z elektrod lampy przez obwód rezonansowy (w naszym przypadku impulsy pobudzające doprowadzane są przez obwód rezonansowy katoda-siatka, sprzężony przez pojemność C_{ak} z obwodem rezonansowym anoda-siatka).

Obliczymy wartość U_0 przy założeniu impulsów pobudzających narastających eksponencjalnie doprowadzanych do elektrody lampy przez obwód rezonansowy według układu z rys. 8.

Rys. 8. Pobudzenie obwodu rezonansowego do drgań tłumionych przez impuls eksponencjalny



Dla tego przypadku

$$u_{imp} = U_{imp}(1 - e^{-\alpha t}) \quad (12)$$

gdzie:

- u_{imp} — chwilowa wartość napięcia impulsu pobudzającego;
- U_{imp} — amplituda impulsu pobudzającego;
- α — współczynnik równy odwrotności stałej czasu narastania impulsu pobudzającego.

Napięcie u występujące na pojemności obwodu wynika z zależności

$$U_{imp}(1 - e^{-\alpha t}) = LC \frac{d^2 u}{dt^2} + r \cdot C \frac{du}{dt} + u \quad (13)$$

Podstawiając do (13)

$$\frac{1}{LC} = \omega^2 = (2\pi f)^2 \quad \text{— częstotliwość rezonansowa obwodu,}$$

$$\frac{r}{2L} = \delta = \frac{\omega}{2Q} = \frac{\pi f}{Q} \quad \text{— współczynnik tłumienia drgań w obwodzie,}$$

Q — dobroć obwodu,

otrzymamy

$$U_{imp}(1 - e^{-\alpha t}) = \frac{1}{\omega^2} \frac{d^2 u(t)}{dt^2} + \frac{2\delta}{\omega^2} \frac{du(t)}{dt} + u(t) \quad (14)$$

Wykonując transformację Laplace'a w odniesieniu do równania (14) otrzymamy

$$U_{imp} \cdot \frac{\alpha}{s(s + \alpha)} = \frac{1}{\omega^2} s^2 U(s) + \frac{2\delta}{\omega^2} s U(s) + U(s)$$

stąd

$$U(s) = U_{imp} \frac{\alpha}{s(s+\alpha)} \frac{1}{\frac{1}{\omega^2} s^2 + \frac{2\delta}{\omega^2} s + 1} \quad (15)$$

Celem wykonania transformacji odwrotnej podstawimy

$$\frac{1}{\omega^2} \cdot s^2 + \frac{2\delta}{\omega^2} s + 1 = \frac{1}{\omega^2} (s^2 + 2\delta s + \omega^2) = \frac{1}{\omega^2} [(s+a)^2 + b^2]$$

gdzie:

$$\begin{aligned} a &= \delta \\ b^2 &= (\omega^2 - \delta^2) \\ a^2 + b^2 &= \omega^2 \end{aligned} \quad (16)$$

i otrzymamy

$$U(s) = U_{imp} \cdot \omega^2 \cdot \alpha \frac{1}{s(s+\alpha) [(s+a)^2 + b^2]} \quad (17)$$

Funkcja pierwotna wyrażenia (17) odczytana z tablic będzie

$$\left. \begin{aligned} u(t) = U_{imp} \omega^2 \cdot \alpha \left[\frac{1}{\alpha \cdot (a^2 + b^2)} - \frac{e^{-at}}{\alpha [(a-a)^2 + b^2]} + \right. \\ \left. + \frac{e^{-at}}{b\sqrt{a^2 + b^2} \sqrt{(a-a)^2 + b^2}} \cdot \sin(bt - \varphi) \right]; \\ \varphi = \arctg \frac{b}{-a} + \arctg \frac{b}{\alpha - a} \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Powracając do oznaczeń (16) otrzymamy z (18)

$$\left. \begin{aligned} u(t) = U_{imp} \omega^2 \cdot \alpha \left[\frac{1}{\alpha \cdot \omega^2} - \frac{e^{-at}}{\alpha [(\alpha - \delta)^2 + \omega^2 - \delta^2]} + \right. \\ \left. + \frac{e^{-\delta t}}{\omega \cdot \sqrt{\omega^2 - \delta^2} \cdot \sqrt{(\alpha - \delta)^2 + \omega^2 - \delta^2}} \sin(\sqrt{\omega^2 - \delta^2} \cdot t - \varphi) \right]; \\ \varphi = \arctg \frac{\sqrt{\omega^2 - \delta^2}}{-\delta} + \arctg \frac{\sqrt{\omega^2 - \delta^2}}{\alpha - \delta} \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

Przyjmując dalej, że

$\delta \ll \omega$ — dobroć obwodu duża,

oraz

$\alpha \ll \omega$ — czas narastania impulsu duży w stosunku do okresu drgań, co zwykle zachodzi w układach praktycznych, otrzymamy przybliżone wyrażenie na napięcie na pojemności obwodu

$$u(t) = U_{imp} \cdot \omega^2 \cdot \alpha \left[\frac{1}{\alpha \cdot \omega^2} - \frac{e^{-at}}{\alpha \cdot \omega^2} + \frac{e^{-\delta t}}{\omega^2} \sin(\omega t - \varphi) \right] \quad (20)$$

Otrzymaliśmy składową stałą

$$U_{-} = U_{imp}$$

składową malejącą eksponencjalnie w czasie

$$U_e = U_{imp} \cdot \frac{\omega^2 \cdot \alpha \cdot e^{-\alpha t}}{\alpha[(\alpha - \delta)^2 + \omega^2 - \delta^2]} \simeq U_{imp} \cdot e^{-\alpha t}$$

oraz interesującą nas składową zmienną o częstotliwości

$\sqrt{\omega^2 - \delta^2} \simeq \omega$, równej częstotliwości rezonansowej obwodu

$$U_{\theta}(t) = \frac{U_{imp} \cdot \omega^2 \cdot \alpha \cdot e^{-\delta t}}{\omega \sqrt{\omega^2 - \delta^2} \cdot \sqrt{(\alpha - \delta)^2 + \omega^2 - \delta^2}} \simeq U_{imp} \cdot \frac{\alpha}{\omega} \cdot e^{-\delta t} \quad (21)$$

Ze wzoru (21) wynika, że amplituda drgań w obwodzie wynosi początkowo $U_{imp} \cdot \frac{\alpha}{\omega}$ i maleje eksponencjalnie z czasem tym szybciej, im większe jest tłumienie obwodu (im mniejsza jest jego dobroć). Wartość $U_{imp} \alpha$ równa jest liczbowo nachyleniu zbocza impulsu pobudzającego w chwili początkowej.

Przyjmując za czas narastania impulsu pobudzającego czas τ licząc od jego początku do momentu osiągnięcia wartości równej $0,95 \cdot U_{imp}$ możemy napisać

$$\tau = \frac{3}{\alpha}, \quad \alpha = \frac{3}{\tau} \quad (22)$$

Jeżeli pobudzanie generatora odbywa się wierzchołkami impulsów np. przy napięciu impulsu pobudzającego równym około $0,865 \cdot U_{imp}$ (patrz rys. 3 i 4), generator zacznie startować po upływie czasu

$$t = \tau_1 = \frac{2}{\alpha} = \frac{2}{3} \tau \quad (22a)$$

od początku impulsu pobudzającego.

Uwzględniając powyższe możemy napisać wzór na amplitudę drgań w obwodzie w chwili początkowej wzbudzania się generatora (τ_1) podstawiając powyższe wartości (22) do wzoru (21),

$$U_0 = U_{imp} \cdot \frac{3}{\omega \tau} \cdot e^{\frac{2}{3} \delta \tau} = U_{imp} \cdot \frac{3}{\omega \tau} \cdot e^{\frac{2\pi f \tau}{3Q}} \quad (23)$$

Przyjmując dalej, że amplituda drgań w obwodzie generatora w stanie ustalonym wynosi np. 0,7 amplitudy impulsu pobudzającego, czyli

$$U_M = 0,7 U_{imp} \quad (24)$$

oraz podstawiając powyższe do wzoru (11) otrzymamy czas narastania t_1

drgań w obwodzie generatora pobudzanego impulsami eksponencjalnymi

$$\begin{aligned}
 t_1 &= \frac{2Q}{\omega A} \left(\ln \frac{0,7 U_{imp} \cdot 2\pi \cdot f \cdot \tau}{U_{imp} \cdot 3 e^{-\frac{2}{3} \tau \cdot \delta}} - 0,3 \right) = \\
 &= \frac{Q}{\pi f A} \left[\ln \left(1,465 \cdot f \cdot \tau \cdot e^{\frac{2}{3} \tau \cdot \delta} \right) - 0,3 \right] = \\
 &= \frac{Q}{\pi \cdot f A} \left[\ln (f \cdot \tau) + \frac{2}{3} \tau \cdot \delta \right] \\
 t_1 &= \frac{1}{\delta \cdot A} \left[\ln (f \cdot \tau) + \frac{2}{3} \tau \cdot \delta \right]
 \end{aligned} \quad (25)$$

gdzie:

τ — czas narastania impulsu pobudzającego do wartości 0,95 wartości maksymalnej;

$\delta = \frac{\pi \cdot f}{Q}$ — współczynnik tłumienia drgań w obwodzie przed wzbudzeniem się generatora;

Q — dobroć obwodu przed wzbudzeniem się generatora, pozostałe oznaczenia jak we wzorze (11).

Po założeniu $U_M = U_{imp}$ czyli że amplituda drgań osiąga wartość amplitudy impulsu pobudzającego otrzymamy

$$\begin{aligned}
 t_1 &= \frac{2Q}{\omega A} \left[\ln \left(\frac{2 \pi f \cdot \tau}{3 \cdot e^{-\frac{2}{3} \tau \cdot \delta}} \right) - 0,3 \right] = \\
 &= \frac{2Q}{\omega A} \left[\ln \left(f \cdot \tau \right) + \frac{2}{3} \tau \cdot \delta + 0,4 \right]
 \end{aligned} \quad (26)$$

4.3. Wierzchołek impulsu wielkiej częstotliwości

Narastanie drgań w generatorze, jak wspomniano poprzednio, powoduje przesuwanie punktu pracy lampy w kierunku klasy C w coraz bardziej nieliniowy obszar charakterystyk. Wskutek tego efektywne wzmocnienie układu będzie malało. W chwili τ_3 (rys. 3 i 4) układ osiągnie stan równowagi dynamicznej. Oznacza to, że efektywne wzmocnienie układu zmalało do wartości równej odwrotności współczynnika sprzężenia zwrotnego

$$k = \frac{1}{b} \quad k \cdot b = 1$$

W tych warunkach współczynnik odtłumienia obwodu A oraz $\frac{A}{\delta}$ ze

wzoru (5) i następnych równa się zero

$$A = b \cdot k - 1 = 0$$

a amplituda drgań w obwodzie będzie się utrzymywała na stałej wartości

$$U = U_M = \text{const}$$

Stan taki będzie trwał do chwili τ_4 , gdy zacznie maleć napięcie impulsu pobudzającego. Okres czasu od chwili ustalenia się amplitudy drgań w obwodzie (τ_3) do chwili τ_4 tworzy wierzchołek impulsu wielkiej częstotliwości.

4.4. Zanikanie drgań w obwodzie generatora. Tylne zbrocze impulsu wielkiej częstotliwości

Od chwili τ_4 , gdy na skutek spadku napięcia impulsu pobudzającego punkt pracy lampy zacznie się przesuwać jeszcze bardziej w kierunku ujemnych napięć siatkowych, efektywne wzmocnienie układu będzie jeszcze bardziej malało w stosunku do wzmocnienia w stanie równowagi.

Chcąc określić zanikanie drgań w obwodzie generatora należy wrócić do zależności (4) i (5) i napisać ją w postaci

$$\frac{2Q}{\omega} \frac{dU}{dt} = U_1 - U_2 = A_{(t)} U \quad (27)$$

gdzie $U_1 = k \cdot U_g$, $U_2 = \frac{1}{b} \cdot U_g$ (patrz rys. 5)

W przypadku tylnego zbrocza impulsu $k \cdot U_g < \frac{1}{b} U_g$; $\frac{dU}{dt}$ jest wartością ujemną i amplituda drgań będzie malała.

Wartość k zmienia się od $\frac{1}{b}$ w chwili τ_4 (rys. 3) do 0 w chwili τ_5 , w której przestanie płynąć prąd przez lampę.

Zmienność wartości wzmocnienia k oraz A w tym przedziale czasu jest złożoną funkcją napięcia polaryzacji lampy (krzywa $p r s$ na rys. 3) i amplitudy napięcia zmiennego na siatce.

Ponieważ pracujemy z małymi kątami odcięcia prądu anodowego, można w przybliżeniu przyjąć, że skuteczne wzmocnienie k jest proporcjonalne do amplitudy napięcia zmiennego i odwrotnie proporcjonalne do chwilowego napięcia polaryzacji na siatce

$$k \simeq \frac{1}{b} - B \cdot \left(\frac{U}{U_{g=} + u_{Rk} + u_{imp}} \right) \quad (28)$$

gdzie:

B — współczynnik proporcjonalności,

U — amplituda napięcia zmiennego na siatce,

$U_{g=}$ — napięcie polaryzacji siatki,

u_{Rk} — spadek napięcia na oporze katodowym,

$u_{imp} = U_{imp} \cdot e^{-\alpha t}$ — napięcie impulsu pobudzającego.

u_{Rk} we wzorze (28) jest z kolei zależne od prądu płynącego przez lampę, a więc i od amplitudy napięcia zmiennego na lampie. Uwzględniając powyższe można napisać, że

$$k = \frac{1}{b} - f(U_{g=}, U, u_{imp}) \quad (29)$$

gdzie $f(U_{g=}, U, u_{imp})$ jest złożoną funkcją napięcia stałego na siatce ($U_{g=}$), amplitudy napięcia zmiennego (U) i napięcia chwilowego impulsu pobudzającego (u_{imp}). Funkcję powyższą komplikuje jeszcze fakt przesunięć czasowych między napięciami powodowanych stałymi czasu układu. Trudno byłoby określić ją w całości jakimś prostym wzorem nawet przybliżonym.

Dla uchwycenia przebiegu można bez większego błędu przyjąć, że od chwili τ_4 , gdy napięcie impulsu pobudzającego zaczyna maleć do chwili τ_5 , gdy napięcie to zmaleje do wartości, przy której przestaje płynąć prąd przez lampę, efektywne wzmocnienie nie ulega zmianie i amplituda drgań w obwodzie pozostaje bez zmiany. Okres ten trwa tak krótko, że praktycznie można go pominąć.

Właściwe zanikanie drgań w obwodzie rozpoczyna się w chwili τ_5 (praktycznie równej chwili τ_4). Od tego momentu lampa nie przewodzi prądu i nie wzmacnia ($k = 0$).

Drgania w obwodzie będą tłumione przez oporność obciążenia wg zależności

$$U = U_M \cdot e^{-\frac{\delta}{2Q} \cdot t} \quad (30)$$

Czas zanikania drgań w obwodzie od tej chwili aż do momentu spadku amplitudy drgań do określonej wartości U_2 można określić z (30) wzorem

$$t_2 = \frac{\ln \frac{U_2}{U_M}}{-\delta} = -\frac{Q}{\pi f} \cdot \ln \frac{U_2}{U_M} \quad (31)$$

gdzie:

t_2 — czas zanikania drgań w obwodzie;

$\frac{U_2}{U_M}$ — stosunek amplitudy drgań U_2 po czasie t_2 do amplitudy początkowej U_M ;

δ — współczynnik tłumienia obwodu;

Q — dobroć obwodu;

f — częstotliwość rezonansowa obwodu.

Przyjmując czas zanikania drgań w obwodzie równy czasowi, jaki upłynie do chwili spadku amplitudy drgań do wartości 0,05 amplitudy początkowej

$$\frac{U_2}{U_M} = 0,05$$

otrzymamy

$$t_2 = -\frac{Q}{\pi \cdot f} \ln 0,05 \cong \frac{Q}{f} \quad (32)$$

Dla $\frac{U_2}{U_M} = 0,63$ (na tym w przybliżeniu poziomie wycinany będzie impuls w. cz. w odbiorniku)

$$t_2 = -\frac{Q}{\pi \cdot f} \cdot \ln 0,63 \cong 0,15 \frac{Q}{f} \quad (32a)$$

4.5. Skracanie impulsów wielkiej częstotliwości

Z powyższych rozważań wynika, że czas zanikania drgań w obwodzie jest bardzo mały. Drgania w obwodzie generatora zanikają na ogół szybciej niż spada napięcie impulsu pobudzającego. Na przykład przy założeniu dobroci obwodu $Q = 50$ i częstotliwości $f = 1600$ MHz czas zanikania drgań wynosi około

$$\left. \begin{aligned} t_2 &= \frac{50}{1600 \cdot 10^6} \cong 0,03 \mu \text{ sek} , \text{ dla } \frac{U_2}{U_M} = 0,05 \\ t_2 &\cong 0,0045 \mu \text{ sek} , \text{ dla } \frac{U_2}{U_M} = 0,63 \end{aligned} \right\} \quad (33)$$

Czas zanikania drgań w obwodzie generatora jest bardzo mały w stosunku do czasu zanikania impulsu pobudzającego.

Natomiast narastanie drgań w generatorze, jak to wynika z zależności (25), jest wyraźnie opóźnione w stosunku do narastania impulsu pobudzającego. Opóźnienie to jest tym większe, im:

mniejsza jest częstotliwość drgań (f),

większa jest dobroć obwodu (Q),

większy jest stosunek $\frac{\tau}{T} = \frac{\text{czas narastania imp. pobudzającego}}{\text{okres drgań generatora}}$ i

słabsze są początkowe warunki wzbudzenia generatora.

Przyjmując stałe wartości f , Q i $\frac{\tau}{T}$ można przewidzieć zależność kształtu impulsów od pozostałych warunków wzbudzenia generatora.

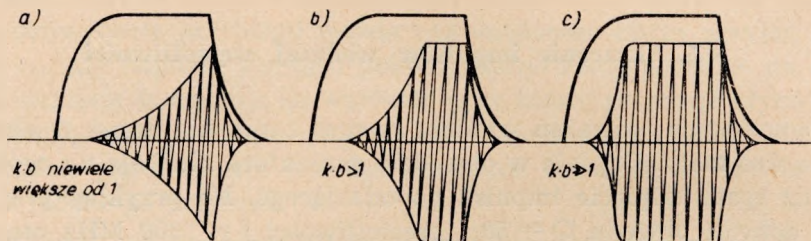
Przy stanie krytycznym wzbudzenia, gdy

$$k \cdot b = 1, \quad A = 0$$

czas narastania drgań w generatorze niezależnie od innych czynników będzie nieskończenie wielki — drgania nie powstaną.

Przy słabych początkowych warunkach wzbudzenia, gdy $k \cdot b$ niewiele większe od 1, A niewiele większe od 0, przednie zbocze impulsu w. cz. będzie dużo opóźnione w stosunku do poprzedniego zbocza impulsu pobudzającego. Ponieważ zaś tylne zbocze impulsu wielkiej częstotliwości nie będzie opóźnione, impuls wielkiej częstotliwości będzie krótszy od impulsu pobudzającego.

Zjawisko to ilustruje rys. 9, na którym naszkicowano schematycznie przewidywane kształty impulsów w. cz. uzyskiwanych z generatora samowzbudnego przy pobudzaniu go impulsami eksponencjalnymi przy różnych początkowych warunkach wzbudzenia się generatora.



Rys. 9. Kształty impulsów wysokiej częstotliwości przy różnych warunkach wzbudzenia generatora

Na rysunku 9a pokazano kształty impulsów uzyskiwanych przy słabym wzbudzaniu się generatora — ($k \cdot b$ niewiele większe od 1) — uzyskuje się impuls w. cz. „trójkątny” o małej amplitudzie i dużym czasie narastania.

Na rysunku 9b — silniejsze warunki wzbudzania się generatora ($k \cdot b > 1$) — uzyskuje się impuls „trapezowy”, krótszy od impulsu pobudzającego, o stosunkowo długim czasie narastania w stosunku do czasu narastania impulsu pobudzającego.

Na rysunku 9c — bardzo „silne” warunki wzbudzenia się generatora ($k \cdot b \gg 1$) — uzyskuje się impuls w. cz. o kształcie zbliżonym do kształtu impulsu pobudzającego.

Z rozważań powyższych można wyciągnąć wniosek, że dla uzyskania z generatora samowzbudnego możliwie prostokątnych impulsów wielkiej częstotliwości o kształcie jak najbardziej zbliżonym do impulsów pobudzających:

1) impulsy pobudzające powinny mieć możliwie krótki czas narastania,

2) generator w czasie narastania impulsów powinien pracować w stanie silnie przewzbudzonym

$$k \cdot b \gg 1$$

We wzorach na warunek wzbudzenia się generatora wielkość k jest uzależniona od parametrów lampy, jej punktu pracy i od wielkości oporu obciążenia, b jest współczynnikiem sprzężenia zwrotnego, który możemy regulować np. przez dostrajanie obwodu katoda-siatka na rys. 2. Wynika z tego, że kształt impulsów w. cz. będzie się zmieniał w zależności od dostrojenia i obciążenia generatora. Należy się starać, aby współczynnik dodatniego sprzężenia zwrotnego był możliwie duży. Słabe sprzężenie zwrotne powoduje duże opóźnienie przedniego zbocza impulsów wielkiej częstotliwości i ich skracanie w stosunku do impulsów pobudzających.

Liczbowe uchwycenie powyższych zjawisk w konkretnym przykładzie generatora jest trudne do uchwycenia szczególnie na falach ultrakrótkich, gdzie trudno jest dokładnie obliczyć właściwe wartości parametrów lamp czy współczynnika sprzężenia zwrotnego ze względu na nieliniowość charakterystyk, wpływ czasu przelotu elektronów przez lampę i związane z tym przesunięcia fazowe oraz ze względu na opóźnienia, które mogą dawać dodatkowe zmiany kształtu impulsów.

Dla ilustracji powyższych rozważań przyjęto:

impulsy pobudzające w czasie narastania $\tau = 0,15 \mu\text{sek}$,

częstotliwość pracy generatora $f = 1600 \text{ MHz}$, $\tau = \frac{1}{1600} \mu\text{sek}$ oraz

dobroć obwodu obciążonego generatora $Q = 50$.

W tych warunkach (w przybliżeniu odpowiadających pracy generatora eksperymentalnego) otrzymamy ze wzoru (25)

$$\delta = \frac{\pi \cdot f}{Q} = \frac{3,14 \cdot 1600 \cdot 10^6}{50} = 100 \cdot 10^6$$

Opóźnienie przedniego zbocza impulsu w. cz. przy „słabych” warunkach wzbudzenia się generatora ($k \cdot b = 1,1$; $A = 0,1$) wyniesie

$$t_1 = \frac{Q}{\pi \cdot f \cdot A} \left[\ln(f \cdot \tau) + \frac{2}{3} \delta \cdot \tau \right] =$$

$$= \frac{50}{3,14 \cdot 1600 \cdot 10^6 \cdot 0,1} \cdot (\ln 1600 \cdot 0,15 + \frac{2}{3} 100 \cdot 0,15) = 1,5 \mu\text{sek} \quad (34)$$

Przy silniejszym wzbudzaniu się generatora ($k \cdot b = 2$; $A = 1$) opóźnienie przedniego zbocza impulsu w. cz. będzie w przybliżeniu równe czasowi narastania impulsu pobudzającego

$$t_1 = \frac{10^{-6} \cdot 15,48}{100 \cdot 1} \simeq 0,15 \mu\text{sek} \quad (34a)$$

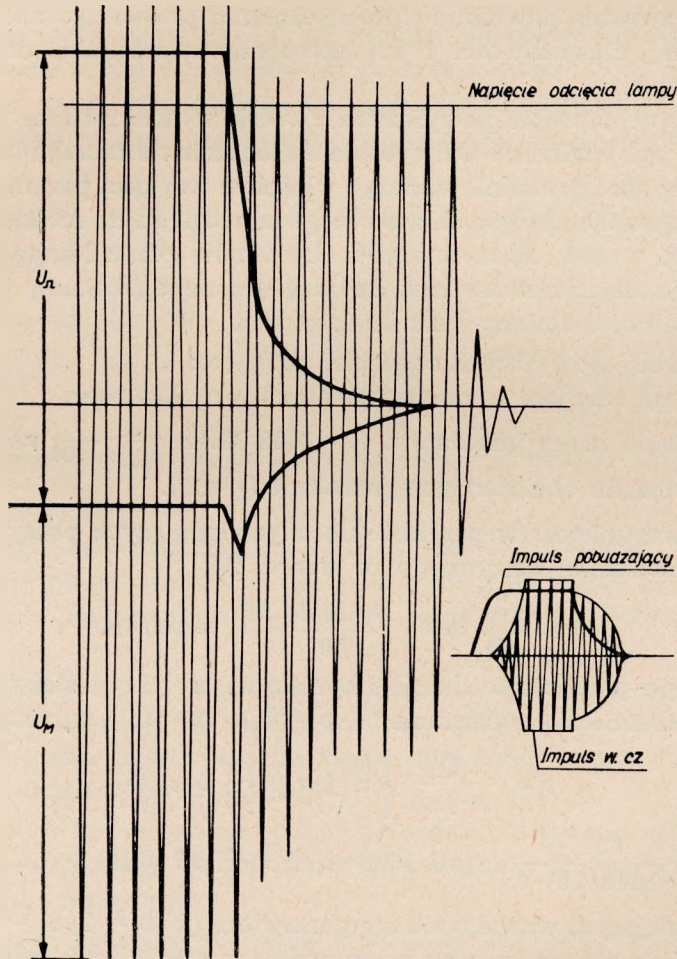
Przy przyjęciu dobroci obwodu $Q = 10$ zamiast $Q = 50$ opóźnienia te byłyby

$$t_1 = \frac{1 \cdot 10^{-6}}{5 \cdot 100 \cdot 0,1} \cdot (5 \cdot 48 + 2) = 0,15 \mu\text{sek dla } A = 0,1 \quad (35)$$

lub

$$t_1 = 0,01 \mu\text{sek dla } A = 1 \quad (35a)$$

Należy zwrócić uwagę, że wartości czasu narastania drgań w obwodzie generatora w.cz. uzyskane w (34) i (35) są wartościami przybliżonymi.



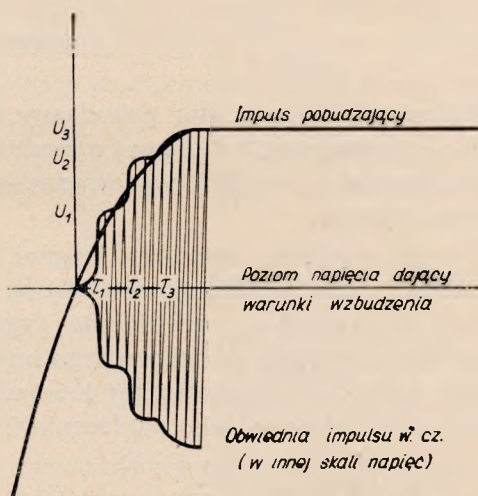
Rys. 10. Przeciąganie drgań generatora poza impuls pobudzający

Obliczono je przy założeniu, że parametry lampy są wielkościami stałymi podczas całego okresu narastania drgań w generatorze. W rzeczywistości

charakterystyki lampy nie są liniowe. Na przykład nachylenie charakterystyki przy małym napięciu impulsu pobudzającego (w początkowym okresie wzbudzania się generatora) jest mniejsze i wzrasta ze wzrostem napięcia. W początkowym okresie wzbudzania się generatora jest z tego powodu słabsze, co powoduje dalszy wzrost czasu narastania drgań w stosunku do obliczonego w (34) i (35).

Jak wspomniano poprzednio, dla uzyskania dobrego kształtu impulsów wielkiej częstotliwości z generatora samowzbudnego pobudzanego impulsowo należy dobrać jego warunki pracy z możliwie silnym sprzężeniem zwrotnym.

Rys. 11. Powstawanie „schodków” na przednim zboczu impulsu wielkiej częstotliwości



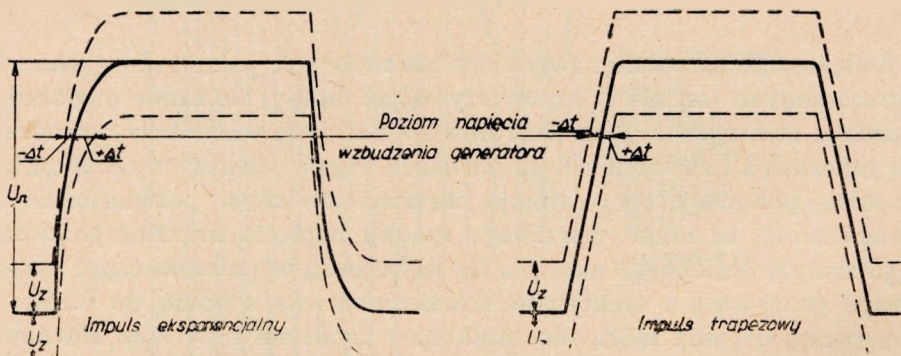
Zwiększanie sprzężenia zwrotnego nie może być jednak nieograniczone. Ograniczeniem jest nie tylko wytrzymałość lampy, ale i inne niepożądane zjawiska elektryczne. Przy dobraniu zbyt silnych warunków wzbudzenia się generatora i zbyt dużych amplitudach drgań (większych od amplitudy impulsu pobudzającego) istnieje niebezpieczeństwo, potwierdzone doświadczalnie, że mimo wyraźnego spadku napięcia impulsu pobudzającego szczyty zmiennego napięcia na siatce będą w dalszym ciągu odczytać lampę generatora i efektywne wzmocnienie nie spadnie do 0. W tym przypadku drgania mogą nie zaniknąć i ustali się inny stan równowagi względnie zanikanie drgań będzie bardzo wolne. Wskutek tego drgania wielkiej częstotliwości o mniejszej amplitudzie będą się utrzymywały dłużej niż trwał impuls pobudzający, jak pokazano na rys. 10. Poza tym, jeżeli impulsy wielkiej częstotliwości narastają zbyt szybko, szybciej niż impuls pobudzający, istnieje możliwość powstawania schodków lub oscylacji na przednim zboczu impulsów w. cz. To ostatnie zjawisko można by wytłumaczyć w sposób następujący (rys. 11).

W chwili przyłożenia impulsu pobudzającego, drgania w generatorze narastają szybciej niż impuls pobudzający i ustala się stan na poziomie U_1 , który trwa do chwili τ_1 , gdy narastanie impulsu pobudzającego pobudzi generator do dalszego zwiększenia amplitudy drgań, które znów narastają szybciej od impulsu pobudzającego i ustali się drugi poziom U_2 itd. Takie skokowe narastanie drgań w generatorze trwa do czasu, aż impuls pobudzający osiągnie swoją wartość maksymalną. Schodki bardzo łatwo mogą przekształcić się w oscylację, jeżeli w układzie istnieją elementy biernie o stałych czasu współmiernych z czasem narastania drgań.

5. SZUMY

Samowzbudny generator pobudzany impulsowo zastosowany jako nadajnik aparatury linii radiowej o modulacji impulsowej (modulacji położenia impulsu — PPM) wprowadza do sygnału stosunkowo znaczny poziom szumów.

W tym systemie modulacji sygnał powoduje przesuwanie impulsu w czasie w takt napięcia modulującego. W układzie demodulującym po stronie odbiorczej do utworzenia sygnału modulującego korzysta się z przedniej krawędzi modulowanego impulsu. Przypadkowe, niepożądane, zmiany położenia i kształtu tej krawędzi powodują modulację pasożytniczą i objawiają się jako zakłócenia i szумы.



Rys. 12. Pasożytnicza modulacja impulsu przez napięcie zakłócające małej częstotliwości

W opracowanym w Instytucie modelu linii radiowej zaobserwowano zakłócenia pochodzące od przydźwięku sieci, od zakłóceń elektrycznych zewnętrznych głównie impulsowych oraz od szumów termicznych.

Powstawanie pasożytniczej modulacji przedniego zbocza impulsu wielkiej częstotliwości pod wpływem napięć zakłócających można dzielić na:

zakłócenia i szумы małej częstotliwości nakładające się na impuls pobudzający oraz zakłócenia od szumów wielkiej częstotliwości.

Zakłócenia małej częstotliwości nakładające się na impuls pobudzający pokazano schematycznie na rys. 12. Generator wielkiej częstotliwości zaczyna się wzbudzać w chwili osiągnięcia przez impuls pobudzający poziomu napięcia wzbudzającego. Napięcie zakłócające powoduje podnoszenie i obniżanie impulsu pobudzającego o wartość U_z amplitudy napięcia zakłócającego. Powoduje to przesunięcie się punktu powstawania drgań o czas $-\Delta t$ i $+\Delta t$. Przesunięcia te są pasożytniczą modulacją położenia impulsu i zostaną odebrane po demodulacji jako zakłócenia. Wielkość przesunięcia Δt zależy od amplitudy napięcia zakłócającego U_z i od nachylenia zbocza impulsu pobudzającego na poziomie napięcia wzbudzenia. Przesunięcie będzie tym większe, im większa amplituda napięcia zakłócającego U_z i mniejsze nachylenie zbocza impulsu $\frac{du}{dt}$. Można napisać zależność

$$\Delta t_z = \frac{U_z}{\frac{du}{dt}} \quad (36)$$

Dla impulsów pobudzających „trapezowych” zależność powyższa przybierze postać

$$\Delta t_z = U_z \cdot \frac{\tau}{U_{imp}} \quad (37)$$

gdzie:

Δt_z — przesunięcie punktu powstawania drgań = modulacji położenia przedniej krawędzi impulsu w. cz.;

U_z — amplituda napięcia zakłócającego;

τ — czas narastania impulsu pobudzającego;

U_{imp} — amplituda impulsu pobudzającego.

Z powyższych rozważań wynika, że dla zmniejszenia zakłóceń powodowanych napięciami zakłócającymi małej częstotliwości należałoby pobudzać generator impulsami pobudzającymi o możliwie stromych zboczach.

Zakłócenia dostające się do sygnału opisaną powyżej drogą są małe, co można sprawdzić podstawiając odpowiednie wartości do wzorów (36) lub (37). Na przykład przyjmując amplitudę napięcia zakłócającego 1 mV, czas narastania impulsu rzędu 0,15 μ sek i amplitudę impulsu pobudzającego rzędu kilkudziesięciu V (np. 50) otrzymamy z (37)

$$\Delta t_z = \frac{1 \cdot 10^{-3} \cdot 0,15 \cdot 10^{-6}}{50} = 0,3 \cdot 10^{-11} \text{ sek} \quad (38)$$

co przy przesunięciu impulsu powodowanym sygnałem rzędu kilku μ sek

(np. 3) daje stosunek sygnału do zakłóceń

$$\frac{3 \cdot 10^{-6}}{0,3 \cdot 10^{-11}} = 10^6 = 120 \text{ dB} \quad (39)$$

W przypadku natomiast pobudzania generatora impulsami eksponencjalnymi, jeżeli punkt wzbudzenia drgań w generatorze dobrano na wysokości $0,865 U_{imp}$, $\tau_1 = \frac{2}{3} \tau = \frac{2}{\alpha}$ (oznaczenia jak we wzorze 22).

Nachylenie zbocza impulsu pobudzającego na poziomie napięcia wzbudzenia będzie:

$$\frac{du}{dt} = \alpha \cdot e^{-\alpha t} = \frac{3}{\tau} \cdot e^{-\frac{2}{3} t} = \frac{3 \cdot 0,135}{0,15 \cdot 10^{-6}} = 2,7 \cdot 10^{-6} \text{ V/sek}$$

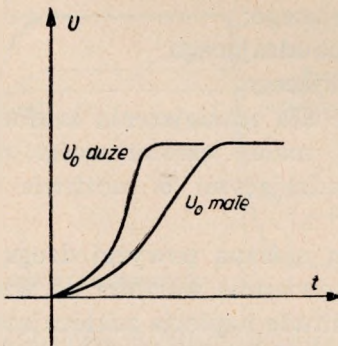
Z (36) otrzymamy amplitudę modulacji zakłócającej przy $U_z = 1 \text{ mV}$

$$\Delta t_z = \frac{1 \cdot 10^{-3}}{2,7 \cdot 10^{-6}} = 0,37 \cdot 10^{-9} \text{ sek}$$

Stosunek sygnału do zakłóceń w tym przypadku będzie

$$\frac{s}{z} = \frac{3 \cdot 10^{-6}}{0,37 \cdot 10^{-9}} = 8 \cdot 10^{-3} = 78 \text{ dB}$$

Bardziej wyraźny jest inny wpływ zakłóceń wynikający z mechanizmu narastania drgań w generatorze samowzbudnym. Z rozważań poprzedniego rozdziału (wzory (7), (10), (11)) wynika, że czas narastania drgań w generatorze w. cz., niezależnie od innych czynników, zależy od wartości U_0 początkowej amplitudy drgań w obwodzie. Pokazano to schematycznie na rys. 13. Przyjęto, że ta początkowa amplituda drgań przy im-



Rys. 13. Zależność czasu narastania drgań w generatorze samowzbudnym od wartości U_0

pulsowym pobudzeniu generatora powstaje w obwodzie pod wpływem impulsów pobudzających i można ją obliczyć z zależności (21). Jest ona proporcjonalna do nachylenia impulsu pobudzającego, odwrotnie proporcjonalna do częstotliwości i maleje wykładniczo ze wzrostem tłumienia obwodu.

Na przykład dla impulsów eksponencjalnych o czasie narastania $\tau = 0,15 \mu\text{sek}$ i amplitudzie $U_{imp} = 70 \text{ V}$, przy częstotliwości obwodu $f = 1600 \text{ MHz}$ i jego dobroci $Q = 50$ (wartości przyjęte w poprzednich obliczeniach) amplituda początkowa drgań w obwodzie U_0 wynosi wg wzoru (23)

$$U_0 = U_{imp} \cdot \frac{3}{\omega\tau} \cdot e^{-\frac{2}{3}\delta\tau} = 70 \cdot \frac{3}{6,28 \cdot 1600 \cdot 0,15} \cdot e^{-10} = 6,3 \mu\text{V}$$

Dla obwodu o dobroci 10

$$U_0 = \frac{70 \cdot 3}{6,28 \cdot 1600 \cdot 0,15} \cdot e^{-50} \approx 0$$

Dla dobroci obwodu 100

$$U_0 = \frac{70 \cdot 3}{6,28 \cdot 1600 \cdot 0,15} \cdot e^{-5} \approx 100 \mu\text{V}$$

dla takiej wartości U_0 poprzednio obliczony (patrz (34) i (35)) czas narastania drgań wynosił 0,15 do 1,5 μsek w zależności od warunków wzbudzenia się generatora. Każda zmiana U_0 spowodowana np. zmianą kształtu impulsu lub napięciem szumu spowoduje zmianę czasu narastania drgań w generatorze, a więc pasożytniczą modulację położenia przedniej krawędzi impulsu wielkiej częstotliwości, co objawi się po demodulacji w postaci zakłócenia. Uzyskane z obliczeń napięcie początkowe drgań generatora jest rzędu poziomu napięcia szumów termicznych obwodu i szumów lampy generatora. Szумы te będą decydowały o wielkości napięcia początkowego, będą powodowały zmianę czasu narastania drgań generatora, a tym samym pasożytniczą modulację położenia czoła impulsu.

Przyjmując na przykład zmianę napięcia U_0 o $\Delta U_0 = 0,1 \cdot U_0$ spowodowaną napięciem zakłócającym rzędu kilku μV względnie zmianą napięcia impulsu pobudzającego ΔU_{imp} o około 10% lub wreszcie zmianą jego czasu narastania (nachylenia) o $\Delta\tau$ rzędu 1% otrzymamy zmianę czasu narastania drgań w generatorze (modulację pasożytniczą) rzędu

$$\left. \begin{aligned} \Delta t_z &= \frac{Q}{\pi \cdot f \cdot A} \cdot \left(\ln \frac{U_M}{U_0} - \ln \frac{U_M}{1,1 U_0} \right) = \\ &= \frac{Q}{\pi \cdot f \cdot A} \cdot \ln 1,1 \approx \frac{Q}{f \cdot A} \cdot 0,1 = \\ &= \frac{50 \cdot 10^{-6} \cdot 0,1}{3,14 \cdot 1600 \cdot A} = \frac{10^{-3}}{A} \mu\text{sek} \end{aligned} \right\} \quad (41)$$

dla $A = 0,1$; $\Delta t_z = 1 \cdot 10^{-2} \mu\text{sek}$ przy $Q = 50$ lub $\Delta t_z = 2 \cdot 10^{-2} \mu\text{sek}$ przy $Q = 100$;

dla $A = 1$; $\Delta t_z = 1 \cdot 10^{-3} \mu\text{sek}$ przy $Q = 50$ lub $\Delta t_z = 2 \cdot 10^{-3} \mu\text{sek}$ przy $Q = 100$.

Przy dobroci obwodu $Q = 10$ wartość U_0 byłaby bardzo mała i to samo napięcie szumów dawałoby znacznie większe zmiany t_1 .

Jeżeli przesunięcie impulsu powodowane normalną modulacją przyjmamy $\Delta t = 3 \mu\text{sek}$, to otrzymamy stosunek sygnału do szumów dla obliczonej pasożytniczej modulacji czasu narastania drgań w generatorze o wartości:

$$\left. \begin{aligned} \Delta t_z &= 2 \cdot 10^{-2} \text{ do } 1 \cdot 10^{-3} \\ \frac{s}{z} &= \frac{\Delta t}{\Delta t_z} = \frac{3}{2 \cdot 10^{-2}} \text{ do } \frac{3}{10^{-3}} = 43 \text{ dB do } 70 \text{ dB} \end{aligned} \right\} \quad (42)$$

Przy pomiarach generatora samowzbudnego pracującego impulsowo w aparaturze linii radiowej mierzono poziom wprowadzanych przez niego szumów rzędu 40 do 50 dB poniżej sygnału. Wielkość tych szumów zależała od doboru warunków pracy generatora. Przy starych lampach o zmniejszonej emisji szumy były większe. Wyniki uzyskane praktycznie są tego samego rzędu co wartości z przeliczeń. Świadczy to o słuszności założeń i o słuszności rozumowania przeprowadzonego w niniejszej pracy.

Wyniki uzyskiwane przy konkretnych pomiarach praktycznych mogą odbiegać od wyników rozważań teoretycznych ze względu na trudność dokładnego określenia parametrów wchodzących we wzory.

5.1. Zastosowanie generatora pomocniczego

Przy rozpatrywaniu impulsowej pracy generatora samowzbudnego w poprzednich rozdziałach stwierdzono dwa zasadnicze objawy wpływające ujemnie na jego pracę w aparaturze linii radiowej z modulacją impulsową, a mianowicie:

- 1) skracanie impulsów wielkiej częstotliwości w stosunku do impulsów pobudzających,
- 2) duży poziom wprowadzanych szumów.

Oba te efekty zależą od wielkości U_0 początkowej amplitudy drgań w obwodzie generatora w chwili osiągnięcia przez układ warunków wzbudzenia. Napięcie to jest, jak wynika z obliczeń, bardzo małe, jest rzędu napięcia szumów termicznych, a może i poniżej nich. Zwiększanie napięcia U_0 spowodowałoby zarówno zmniejszenie opóźnienia impulsu wielkiej częstotliwości oraz zmniejszenie się poziomu szumów. Na przykład 10-krotne zwiększenie U_0 dałoby, jak wynika z przeliczeń, około 2, 3-krotne zmniejszenie opóźnienia drgań wielkiej częstotliwości i poprawę stosunku sygnału do szumów o około 20 dB przy nie zmienionych pozostałych warunkach pracy generatora. Można byłoby uzyskać taką poprawę przez zmniejszenie czasu narastania impulsu pobudzającego, jest to jednak ograniczone stałymi czasu układu. Najprostszym sposobem dającym wyraźne efekty jest wprowadzenie do obwodów generatora do-

datkowego napięcia zmiennego wielkiej częstotliwości U_0 o częstotliwości pracy generatora, którego poziom byłby wyższy od poziomu napięć szumów i zakłóceń. Na przykład przyjmując napięcie szumów rzędu kilkudziesięciu μV należałoby, jak wynika z poprzednich przeliczeń, wprowadzić napięcie pomocnicze około 10 razy większe rzędu kilkuset μV do kilku mV , moc rzędu kilkuset pW , aby zmniejszyć szumy wprowadzane przez nadajnik do poziomu poniżej -65 do -90 dB.

Napięcie pomocnicze wystarczające do ustabilizowania pracy impulsowego generatora samowzbudnego można uzyskać przez sprzężenie z jego obwodami generatora pomocniczego małej mocy o tej samej częstotliwości, pracującego na fali ciągłej.

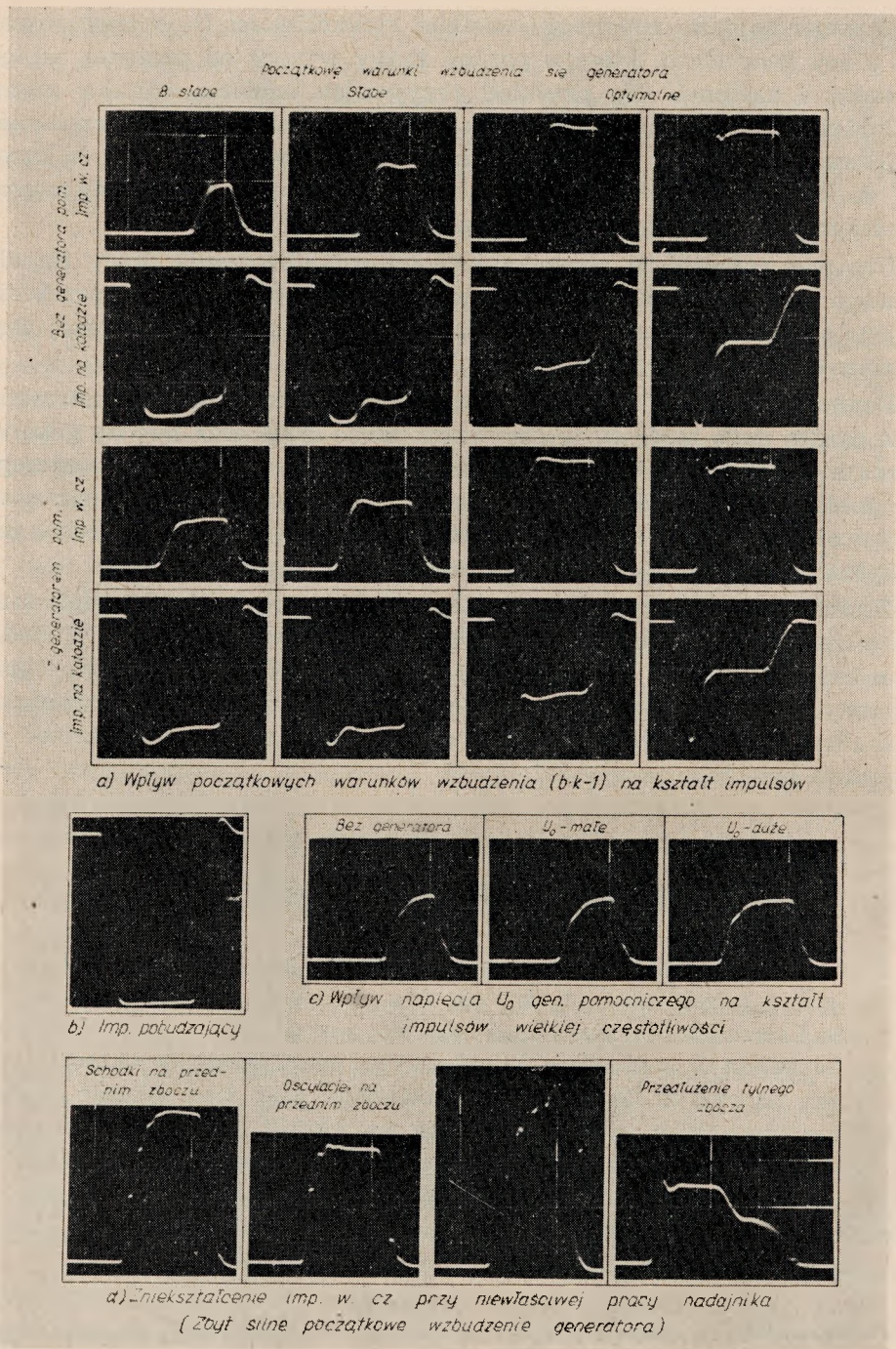
Ponieważ dla ustabilizowania pracy generatora impulsowego potrzebna jest bardzo mała moc, wystarczy bardzo słabe sprzężenie między generatorami. Praktycznie wystarczy uruchomienie generatora pomocniczego w pobliżu generatora impulsowego. Energia dochodząca z generatora pomocniczego do obwodów generatora impulsowego przez sprzężenia pasytywne wystarcza do ustabilizowania pracy tego ostatniego.

Zastosowanie generatora pomocniczego spowodowało zmniejszenie szumów nadajnika linii radiowej z około -40 dB do poziomu poniżej -60 dB (poziom -60 dB był granicznym poziomem możliwości pomiaru, ograniczonym szumami aparatury wielokrotnej). Przy słabych warunkach wzbudzania się generatora impulsowego w nadajniku (mała wartość A) poprawa była jeszcze wyraźniejsza.

6. OMÓWIENIE UZYSKANYCH WYNIKÓW I WNIOSKI

Dla zilustrowania przeprowadzonych rozważań pokazano na rys. 14 oscylogramy przebiegów uzyskiwanych z nadajnika, zbudowanego w Instytucie Łączności, aparatury linii radiowej z modulacją impulsową. Przebiegi te zdjęto z generatora impulsowego pracującego w układzie pokazanym na rys. 2. Oscylogramy zestawiono tak, aby pokazać wpływ dobrania warunków pracy generatora na kształt generowanych przez niego impulsów wielkiej częstotliwości. Przebiegi oglądano na synchronoskopie o pasmie przenoszenia 5 MHz przy tej samej skali czasu (1 kratka równa w przybliżeniu 0,5 μsek) i tej samej skali napięć (innej dla impulsów wielkiej częstotliwości i innej dla impulsów pobudzających).

Na rys. 14a widoczny jest wpływ początkowych warunków wzbudzenia się generatora (wpływ wielkości $A = k \cdot b - 1$). Zmianę tych warunków uzyskiwano przez zmianę wielkości współczynnika sprzężenia zwrotnego (b) za pomocą zmiany dostrojenia obwodu katodowego. Zgodnie



Rys. 14. Oscylogramy impulsów uzyskiwanych z generatora samowzbudnego przy różnych warunkach jego pracy

z przewidywaniami zwiększenie współczynnika sprzężenia zwrotnego powoduje:

- poszerzenie impulsów wielkiej częstotliwości spowodowane skróceniem ich narastania (t_1),
- wzrost ich amplitudy,
- zmniejszenie modulacji położenia przedniego zbocza szumami.

Zastosowanie generatora pomocniczego powoduje w danych warunkach również

- poszerzenie impulsów wielkiej częstotliwości,
- zmniejszenie szumów na ich przednim zboczu.

Wpływ wielkości napięcia generatora pomocniczego U_0 pokazano oddzielnie na rys. 14c.

Na rys. 14d pokazano kształty impulsów wielkiej częstotliwości uzyskiwanych przy niewłaściwej pracy generatora, przy zbyt silnych początkowych warunkach jego wzbudzenia (zbyt duża wartość $A = k \cdot b - 1$). W tych warunkach można obserwować powstawanie schodków lub oscylacji na przednim zboczu impulsu względnie przedłużenie jego zbocza tylnego.

Rys. 14b podaje kształt nieznkształconego impulsu pobudzającego, a na rys. 14a kształty impulsów pobudzających na katodzie lampy, zniekształcone przepływem prądu przez lampę i opór katodowy. Kształty te zależą od warunków pracy generatora. Porównując szerokość impulsów pobudzających z szerokościami impulsów wielkiej częstotliwości można określić skrócenie tych ostatnich.

Przeprowadzona analiza impulsowej pracy generatora samowzbudnego i uzyskane tą drogą wyniki znajdują potwierdzenie w praktycznych wynikach pracy uzyskanych na nadajniku linii radiowej z modulacją impulsową.

Stwierdzono, że:

1. Impulsy wielkiej częstotliwości uzyskane z generatora są krótsze od impulsów pobudzających. Powodowane to jest opóźnieniem przedniego zbocza impulsu wielkiej częstotliwości w stosunku do impulsu pobudzającego, podczas gdy impuls wielkiej częstotliwości kończy się praktycznie równocześnie z impulsem pobudzającym. Opóźnienie przedniego zbocza wynika z dwóch powodów:

a) opóźnienia τ_1 powodowanego tym, że wzbudzenie się generatora rozpoczyna się dopiero przy pewnej wartości napięcia impulsu pobudzającego;

b) dodatkowego opóźnienia t_1 powodowanego czasem narastania drgań w obwodzie generatora.

To ostatnie zależy od warunków wzbudzenia się generatora (od wartości $k \cdot b$) i od napięcia U_0 , jakie panuje w obwodzie w początkowej

chwili wystartowania generatora. Wartość tego opóźnienia można obliczyć ze wzoru (10) lub (25). Wpływ warunków wzbudzenia się generatora na opóźnienie t_1 przedniego zbocza impulsu wielkiej częstotliwości i na jego kształt pokazano na rys. 10 i na oscylogramach uzyskanych z układu praktycznego na rys. 14.

Zmniejszenie tych opóźnień osiągnąć można przez:

a) pobudzanie generatora impulsami możliwie prostokątnymi (zmniejszenie τ i powiększenie U_0) o małym czasie narastania;

b) dobranie bardzo silnego wzbudzenia się generatora w początkowym okresie jego drgań $b \cdot k \gg 1$;

c) doprowadzenie z zewnątrz napięcia początkowego U_0 z generatora pomocniczego.

Skracanie czasu narastania impulsu pobudzającego jest ograniczone stałymi czasu układu, a powiększanie iloczynu $b \cdot k$ również jest ograniczone wytrzymałością lampy i możliwością powstawania drgań relaksacyjnych oraz możliwością zniekształcenia impulsu wielkiej częstotliwości przez powstawanie „schodków” na jego przednim zboczu (rys. 11 i rys. 14) oraz przedłużenia się tylnego zbocza impulsu wielkiej częstotliwości poza impuls pobudzający (rys. 10 i rys. 14).

2. Przednie zbocze impulsu wielkiej częstotliwości, szczególnie przy małej jego stromości, jest modulowane w położeniu zakłóceniami na skutek zależności czasu narastania drgań w generatorze od początkowego napięcia (U_0). Napięcie to pochodzące od pobudzania obwodu do drgań tłumionych przez impulsy pobudzające jest w praktycznych układach małe — rzędu szumów termicznych obwodu. Moment wystartowania drgań generatora i czas ich narastania zależy od napięć zakłóceń istniejących w obwodzie. Jeżeli generator taki jest zastosowany jako nadajnik w aparaturze linii radiowej z modulacją położenia impulsów, w której informację niesioną przez zmodulowane impulsy „odczytuje” się z modulacji położenia przedniego zbocza, wprowadza on do sygnału użytecznego znaczny poziom szumów.

Możliwość zmniejszenia tych szumów i skrócenia opóźnienia przedniego zbocza impulsu wielkiej częstotliwości daje powiększenie U_0 , które można osiągnąć sposobami podanymi poprzednio przez

a) pobudzanie generatora impulsami o możliwie małym czasie narastania,

b) dobranie silnego wzbudzenia generatora.

W urządzeniach praktycznych nie wystarcza to do zadowalającego zmniejszenia szumów i zachodzi konieczność stosowania dodatkowego generatora pomocniczego wprowadzającego do obwodów generatora impulsowego drgania wielkiej częstotliwości (U_0) o mocy kilkuset pW, przewyższającej moc szumów.

Generator taki zmniejsza równocześnie czas narastania drgań wielkiej częstotliwości przez wprowadzenie dużego poziomu napięcia (U_0).

Wpływ napięcia U_0 uzyskiwanego z generatora pomocniczego na kształt impulsów pokazano na rys. 14.

3. Kształt impulsów wielkiej częstotliwości uzyskiwanych z generatora pobudzanego impulsami, a w szczególności kształt i położenie ich przednich zboczy, zależy od bardzo wielu czynników. Zależy on głównie od: kształtu impulsu pobudzającego, częstotliwości generatora, warunków pracy lampy, jej parametrów, dobrania sprzężenia zwrotnego i wzmocnienia, a więc i od obciążenia, dostrojenia obwodów i od napięć zasilających. Zmiana któregokolwiek z tych czynników, np. na skutek zmiany napięć zasilających, starzenia się lampy itp., powoduje zmiany kształtu impulsów i w przypadku zastosowania generatora jako nadajnika linii radiowej odbija się na jakości transmisji. Transmisja jest mało stabilna. Optymalne dobranie warunków pracy i dostrojenie generatora dla uzyskania możliwie dobrego kształtu impulsów, możliwie dużej mocy, możliwie małych szumów przy braku tendencji do oscylacji pasożytniczych i zniekształceń zboczy impulsów jest dosyć krytyczne oraz trzeba je kontrolować i ewentualnie korygować. Przy czym nie wystarczy prosta kontrola np. za pomocą wskaźnika mocy, ale potrzebna jest jeszcze kontrola oscylograficzna kształtu impulsów i ewentualna kontrola szumów.

Należy tu zwrócić uwagę, że krytyczne są nie tyle zmiany mocy, które wyrównuje automatyczna regulacja wzmocnienia, czy zmiany częstotliwości, które wyrównuje automatyczne podstrajanie, co zmiany kształtu impulsów, a głównie ich przedniej krawędzi. W związku z tym wydaje się, że korzystniejsze dla „odczytywania” informacji niesionej przez impulsy byłoby wykorzystywanie tylnego zbocza impulsów wielkiej częstotliwości zamiast przedniego. Zbocze tylne nie zmienia swego kształtu w szerokich granicach zmian warunków pracy generatora; kształt jego określa właściwie obwód generatora przy niepracującej lampie. Poza tym zbocze tylne nie przenosi szumów termicznych i zakłóceń istniejących w obwodzie generatora oraz jako bardziej strome (na poziomie napięcia wycinania w odbiorniku) dawałoby większy zysk na stosunku sygnału do szumów. Przy korzystaniu ze zbocza tylnego nie byłby potrzebny generator pomocniczy i jakość transmisji byłaby lepsza i bardziej stabilna.

7. ZAKOŃCZENIE

Napisanie powyższej pracy było możliwe dzięki wykorzystaniu wyników pracy nad aparaturą linii radiowej z modulacją impulsową, prowadzonej w Zakładzie Komunikacji Mikrofalowej Instytutu Łączności.

Na zakończenie autor dziękuje współpracownikom Zakładu, a w szczególności doc. S. Jarkowskiemu, adiunktowi R. Zienkiewiczowi i adiunktowi W. Kacprowskiej za pomoc przy wykonywaniu badań i pomiarów oraz za cenne konsultacje i dyskusje materiału zawartego w niniejszej pracy.

WYKAZ LITERATURY

1. *Dumania E.*: Obszary drgań generatora fal decymetrowych. Przegląd Telekomunikacyjny, grudzień 1956 r.
2. *Hahn S.*: Analiza narastania drgań w generatorach metodą częstotliwości zespolonej. Arch. elektrotechn. t. 7, zesz. 1, 1958.
3. *Groszkowski J.*: Wytwarzanie drgań elektrycznych. Warszawa 1955.
4. *Iwanow A. B., Sosnowkin L. N.*: Impulsnyje pieriedatcziki s. w. cz. Sowietskoje Radio, Moskwa 1956.
5. *Van Valkenburg M. E.*: Analiza układów elektrycznych, WNT Warszawa, 1961.
6. *Mejerowicz Ł. A., Zeliczenko L. G.*: Technika impulsów. PWT Warszawa 1956.

Э. Думаня

ИМПУЛЬСНАЯ РАБОТА ГЕНЕРАТОРА С САМОВОЗБУЖДЕНИЕМ

Резюме

В настоящей статье проведён анализ действия возбуждаемого импульсами генератора с самовозбуждением, с особым учётом нарастания колебаний. Выводы из анализа сравнивались с результатами измерений сигналов изготовленного в Институте связи передатчика для аппаратуры радиорелейной линии с импульсной модуляцией. Высокочастотные импульсы полученные из генератора короче возбуждающих импульсов. Колебания в генераторе начинают расти по экспоненциальному закону и тем быстрее, чем выше затухание контура и сильнее обратная связь.

Время нарастания колебаний и крутизна фронта импульса в ч. зависят тоже от начального значения напряжения в контуре генератора, которое в практических схемах сравнимо с напряжениями шумов. Этим вызывается возможность модуляции положения фронта импульса высокой частоты напряжениями шумов исследователю появления помех полезного сигнала в системе с модуляцией положения импульсов.

Фронт высокочастотного импульса, его форма и положение являются мало стабильными. Стабилизацию фронта, а также связанное с ней понижение уровня шумов можно получить путём введения в контуры генератора напряжения из добавочного вспомогательного генератора. Задний склон высокочастотного импульса в незначительной степени зависит от условий работы генератора. При использовании заднего склона импульса целью демодулирования повышается качество связи без необходимости применения вспомогательного генератора.

E. Dumania

SELF-STARTING PULSE FEEDED OSCILLATOR

S u m m a r y

In this paper is given an analysis of a pulse feeded self-starting oscillator where the special attention is paid to the starting conditions of the oscillator. The conclusion obtained from the analysis are compared with the practical results achieved with the radioline transmitter, working on the principle of the pulse position modulation. The high frequency pulses generated in the oscillator are shorter than exciting ones.

The oscillations of the oscillator increase accordingly to the exponential function the faster the greater are the circuit attenuation and the feedback.

The build up time and the steepness of the front slope depend also upon the voltage existing in the input circuit of oscillator which practically is nearly equal to the voltage of the noise.

In this way the noise voltage can change the h.f. pulse front slope positions and cause the distortions of the signal in a system of the pulse position modulation.

The h.f. pulse front slope position and shape are not stable. The stabilisation of the front slope and the diminution of the noise may be obtained by introducing to the oscillator circuit an additional voltage from an auxiliary oscillator.

The back pulse slope depends little on the working conditions of the oscillator.

When for demodulation process back pulse slope is used the transmission quality is better and the introducing of an auxiliary voltage is not needed.

E. Dumania

UN OSCILLATEUR À AUTOEXCITATEUR EXCITÉ D'IMPULSIONS

R e s u m é

Dans cet article on analyse le travail d'un oscillateur à autoexcitateur excité d'impulsions en tenant en particulier compte des conditions de l'amorçage d'impulsions.

Les conclusions déduites de cette analyse sont comparées avec les résultats des mesures sur l'émetteur de ligne à faisceaux Hertiens utilisant la modulation d'impulsions. Les impulsions à haute fréquence produites par l'oscillateur sont plus courtes que les impulsions excitantes.

Les impulsions dans l'oscillateur croissent en fonction exponentielle d'autant plus vite que l'affaiblissement du circuit et le couplage reactif sont plus forts.

Le temps d'amorçage et la déclivité de pente de devant de l'impulsion dependent également de la valeur initiale de tension existante dans le circuit de l'oscillateur qui, en pratique est à peu près égale à la tension des bruits. En conséquence ce sont des bruits qui peuvent provoquer les changements des positions de la pente de devant de l'impulsion de haute fréquence et les perturbations du signal dans un système à modulation de position d'impulsions.

La pente de devant de l'impulsion quant à sa position et sa forme présente donc une très faible stabilité. Il est possible d'obtenir la stabilisation de position de la

penne de devante amélorée et en conséquence la diminution des bruits grâce à l'introduction en circuit de l'oscillateur de la tension additionnelle provenant d'un générateur auxiliaire.

La pente de derrière de l'impulsion ne dépend que peu des conditions du travail de l'oscillateur.

En utilisant la pente de derrière de l'impulsion on amélorie les conditions de stabilité de la demodulation, ainsi que la qualité de transmission, sans la nécessité d'appliquer un générateur auxiliaire.

E. Dumania

IMPULSBETRIEB EINES SELBSTERREGTEN GENERATORS

Zusammenfassung

In dem vorliegenden Aufsatz wird der Betrieb eines impulsartig getasteten selbsterregten Generators unter besonderer Berücksichtigung der Schwingungsanfachung untersucht. Es werden die Folgerungen der Analyse mit den Betriebsergebnissen eines impulsmodellierten Richtfunksenders verglichen. Die vom Generator erzeugten HF-Impulse sind kürzer als die Tastimpulse. Die Schwingung des Generators baut sich zunächst exponentiell auf, und zwar um so schneller, je grösser die Kreisdämpfung und je stärker die Rückkopplung ist.

Die Einschwingzeit und die Steilheit der Vorderflanke hängen gleichfalls von dem Anfangswert der Spannung im Generatorkreis ab, der unter Betriebsbedingungen von der Grössenordnung der Geräuschspannungen ist. Dies verursacht, dass die Geräuschspannungen die Lage der Vorderflanke des HF-Impulses modeln und dadurch in einem System mit der Modelung der Impulslage das Nutzsignal stören können.

Die Vorderflanke des HF-Impulses, ihre Gestalt und Lage sind wenig stabil. Ihre Stabilisierung und im Zusammenhang damit eine Minderung der Geräusche lassen sich dadurch erzielen, dass in den Generatorkreis eine Spannung aus einem Hilfs-generator eingespeist wird.

Die Hinterflanke des HF-Impulses hängt von den Betriebsbedingungen des Generators nur wenig ab. Nutzt man bei der Demodulation diese Flanke aus, so wird die Übertragungsgüte verbessert, ohne die Notwendigkeit, einen Hilfs-generator anzuwenden.

E. Dumania

PULSLABORO DE MEMOSCILILO

Resumo

En ĉi laboraĵo oni traanalizis funkciadon de memoscilanta altfrekvenca generilo ekscitanta per pulsoj, kun speciala konsidero de oscilkreskado. Konkludoj de la analizo oni komparis kun la rezultoj de laboro akiritaj per la sendilo por la aparataro de radiolinio kun pulsmodulo farita en la Instituto de Telekomunikacio.

Altfrekvencaj pulsoj ricevataj el generilo estas pli mallongaj ol la pulsoj eksitantaj. La altfrekvencaj osciloj kreskas komence eksponencie des pli rapide, ju pli granda estas atenuo de resonanca cirko kaj ju pli forta estas rekuplo en generilo. Tempo de oscilkreskado kaj deklivo de antaŭa flanko de altfrekvencaj pulsoj dependas ankaŭ de valoro de komenca altfrekvenca tensio en cirko de generilo. Tiu ĉi tensio estas en praktikaj sistemoj malgranda, ĉirkaŭ egala al nivelo de bruoj. Tio kaŭzas, ke tensio de bruoj povas moduli en pozicio la antaŭan flankon de altfrekvencaj pulsoj kaj brui uzsignalon en sistemoj kun pulsmodulo.

La antaŭa flanko de altfrekvenca pulso ĝia formo kaj pozicio estas malstabila. Stabiligon de antaŭa flanko kaj plimalgrandigon de bruoj oni povas atingi per enkonduko al cirko tension el alia helpa generilo.

La malantaŭa flanko de altfrekvenca pulso malmulte dependas de laborkondicoj de generilo. Ĉe uzado de malantaŭa flanko de pulsoj dum demodulo plibonigas kvalito de transito sen necesa uzo helpan generilon.

621.317.61 : 621.319.4.029.6 : 621.396.669

RYSZARD GRZEGORZ STRUZAK

CHARAKTERYSTYKI KONDENSATORÓW PRZY WIELKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI I METODY ICH POMIARU

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego

15. 9. 1961 r. (1 redakcja)

2. 5. 1962 r. (2 redakcja)

Artykuł dotyczy kondensatorów stałych, stosowanych w urządzeniach elektrycznych do zmniejszania zakłóceń radiowych lub niepożądanych prądów. Po omówieniu rodzajów kondensatorów i ich układów zastępczych rozpatrzono laboratoryjne metody pomiarów charakterystyk w.c.: tłumienia i impedancji oraz metody wyznaczania częstotliwości rezonansowej i indukcyjności kondensatorów. Szczegółowo omówiono pomiary tłumienia. Podano definicje wszystkich tych charakterystyk i wyznaczono związki między nimi. Omówione metody pomiarów tłumienia mogą być stosowane w zakresie częstotliwości od 30 kHz do 1000 MHz i szerszym, zapewniając dokładność pomiaru niekiedy lepszą od 1 dB.

1. WSTĘP

Wiele kondensatorów elektrycznych, pracujących w obwodach prądu stałego lub małej częstotliwości, jest przeznaczonych przede wszystkim do uzyskiwania odpowiedniego rozptywu prądów wielkiej częstotliwości. Dla przykładu można tu podać kondensatory „radiowe”, stosowane do „blokowania” w aparaturze w.c. [3], jak również kondensatory „przeciwzakłóceniami”, stosowane w różnych urządzeniach elektrycznych do zmniejszania zakłóceń odbioru radiowego [8], [4].

Kondensatorem idealnym dla wspomnianych zastosowań byłby taki, który nie wpływałby w ogóle na rozptyw prądów użytecznych w układzie i jednocześnie przedstawiałby doskonałe zwarcie (lub doskonały filtr zaporowy) dla wszystkich niepożądanych prądów pasożytniczych.

Kondensatory rzeczywiste odbiegają od tego „ideału” w stopniu znaczącym i zależnym od ich konstrukcji i technologii ich produkcji. Znamienny przy tym jest fakt, że pojemność nominalna kondensatora,

mierzona przy małej częstotliwości, nie wystarcza do określenia jego właściwości. Dwa kondensatory o takiej samej pojemności, napięciu znamionowym, a nawet o takim samym kształcie i wymiarach zewnętrznych mogą różnić się między sobą przy wielkiej częstotliwości w sposób zasadniczy.

Biorąc pod uwagę, że dla działania wielu urządzeń istotne są właściwości kondensatorów przy wielkiej częstotliwości, których nie można na ogół określić na podstawie pomiarów przy małych częstotliwościach, staje się oczywista konieczność pomiarów charakterystyk kondensatorów przy wielkiej częstotliwości. Pomiarów takie umożliwiają porównywanie właściwości różnych kondensatorów, co ma pierwszorzędne znaczenie dla konstruktorów różnych urządzeń elektronicznych i elektrycznych oraz dla konstruktorów opracowujących kondensatory.

W zrozumieniu potrzeby takich pomiarów Międzynarodowy Komitet Elektrotechniczny IEC w opracowanym ostatnio projekcie warunków technicznych na kondensatory przeciwzakłóceń [5] podaje zalecane metody pomiarów właściwości tych kondensatorów przy wielkiej częstotliwości. Również w kraju są prowadzone aktualne prace nad normami dotyczącymi kondensatorów przeciwzakłóceń [17] oraz metod ich badania przy w. cz. [10].

Bezpośrednim bodźcem do napisania niniejszego artykułu stała się zarówno dyskusja nad projektem normy [17], jak i dyskusja nad projektem wypowiedzi Polski w sprawie dokumentu IEC [12]; obie dyskusje wykazały bowiem, że zagadnienie badania kondensatorów przy wielkiej częstotliwości może nasuwać szereg wątpliwości.

Artykuł ten jest poświęcony omówieniu pomiarów najważniejszych charakterystyk kondensatorów przy wielkiej częstotliwości. Oparty on jest zarówno na podanej w wykazie literaturze, jak i na własnych pracach autora. Dla ścisłości należy wspomnieć, że niektóre poglądy zawarte w tym artykule nie są w kraju powszechnie przyjęte, a stanowią jedynie odbicie poglądów autora.

2. RODZAJE KONDENSATORÓW I ICH UKŁADY ZASTĘPCZE

Ze względu na różne właściwości przy wielkiej częstotliwości i odmienną metodykę pomiarów wszystkie kondensatory proste, tj. zawierające tylko dwie elektrody, można podzielić na trzy zasadnicze grupy:

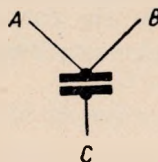
- 1) kondensatory o dwóch końcówkach,
- 2) kondensatory o trzech końcówkach,
- 3) kondensatory o czterech końcówkach.

Kondensator o dwóch końcówkach jest to taki kondensator, w którym każda elektroda może być połączona z obwodem zewnętrznym za po-

średnictwem jednej tylko końcówki (rys. 1). Jest to najstarszy i najbardziej rozpowszechniony typ kondensatora, który ze względu na wpływ indukcyjności końcówek ma najgorsze właściwości.



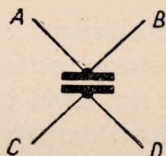
Rys. 1. Schemat kondensatora o dwóch końcówkach



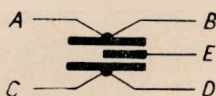
Rys. 2. Schemat kondensatora o trzech końcówkach (prąd użyteczny przepływa między końcówkami A i B)

Przez kondensator o trzech końcówkach rozumie się tutaj taki kondensator, w którym jedna z elektrod może być połączona z obwodem zewnętrznym za pośrednictwem dwóch końcówek, natomiast druga — za pośrednictwem jednej. Kondensator tego typu jest znamieny tym, że prąd użyteczny (małej częstotliwości) płynie między dwiema jego końcówkami (A-B) wzdłuż specjalnej „szyny prądowej” albo wzdłuż elektrody (rys. 2).

Kondensator o czterech końcówkach jest to taki kondensator, w którym każda elektroda może być połączona z obwodem zewnętrznym za pośrednictwem dwóch końcówek. Cechą charakterystyczną kondensatora tego typu jest to, że prąd użyteczny stały lub małej częstotliwości przepływa pomiędzy parami końcówek (A-B i C-D) wzdłuż specjalnych „szyn prądowych” albo wzdłuż elektrod (rys. 3)



Rys. 3. Schemat kondensatora o czterech końcówkach (prąd użyteczny przepływa między końcówkami A i B oraz C i D)

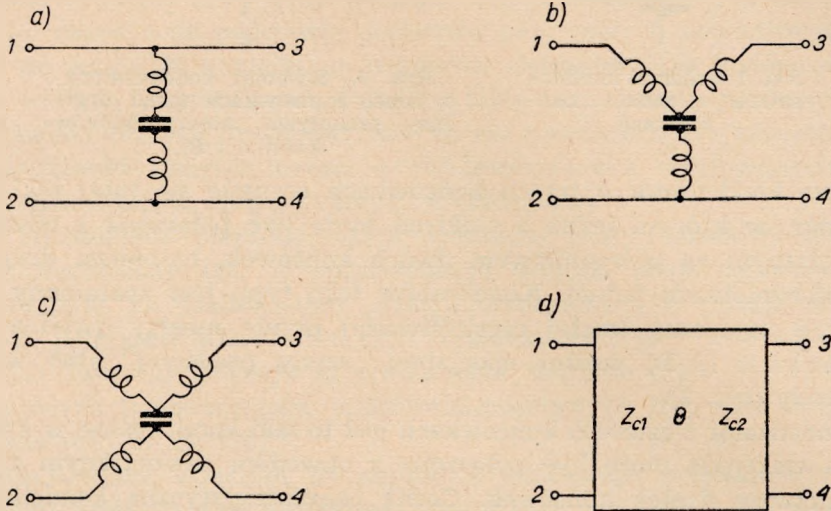


Rys. 4. Przykład kondensatora wieloelektrodowego (prąd użyteczny przepływa między końcówkami A i B oraz C i D)

Oprócz kondensatorów prostych, dwuelektrodowych, stosowane są często wieloelektrodowe i wielokońcówkowe układy pojemnościowe, stanowiące jedną całość konstrukcyjną [11]. Na ogół zawsze takie złożone układy można traktować jako kombinację pewnej liczby kondensatorów prostych, dwuelektrodowych, o dwóch, trzech lub czterech końcówkach. Przykład najczęściej stosowanego w technice zmniejszania zakłóceń radioelektrycznych kondensatora tego typu przedstawiono na rys. 4.

Jak z powyższego podziału wynika, przy odpowiednio wielkiej częstotliwości, kiedy wpływ indukcyjności końcówek staje się istotny, kon-

densator może zachowywać się albo jak dwójnik elektryczny, albo jak układ trój- względnie czterozaciskowy, zależnie od konstrukcji. W niniejszym artykule każdy kondensator dwuelektrodowy niezależnie od jego konstrukcji, będzie się rozpatrywało jako czwórnik: układy zastępcze dla różnych kondensatorów przy w. cz. mają postać przedstawioną na rys. 5.



Rys. 5. Układy zastępcze kondensatorów prostych (dwuelektrodowych): a) układ zastępczy kondensatora o dwóch końcówkach, b) układ zastępczy kondensatora o trzech końcówkach, c) układ zastępczy kondensatora o czterech końcówkach, d) ogólny układ zastępczy kondensatora dwuelektrodowego

Dla jednoznacznego określenia właściwości biernego czwórnikowego (jakim jest w zasadzie każdy kondensator), potrzeba i wystarcza znać trzy jego parametry charakterystyczne: np. dwie impedancje charakterystyczne Z_{c1} i Z_{c2} oraz tamowność charakterystyczną θ . Impedancje charakterystyczne kondensatorów są bardzo małe, często dużo mniejsze od 1Ω , tak że bezpośredni pomiar parametrów charakterystycznych czwórnik-kondensatora przy w. cz. nie jest sprawą łatwą.

W praktyce mierzone są inne parametry kondensatorów. Parametrów takich jest kilka, przy czym dotychczas żaden z nich nie został powszechnie uznany za „normalny”. Nie tylko w różnych państwach, ale nawet w obrębie jednego kraju w różnych wytwórniach do opisywania właściwości kondensatorów są stosowane często różne wielkości charakterystyczne. Najbardziej rozpowszechnione są następujące:

- tłumienie wnoszone do układu,
- impedancja wzajemna (prześciowa),
- częstotliwość rezonansowa,
- indukcyjność.

3. TŁUMIENIE WNOŚZONE DO UKŁADU PRZEZ KONDENSATOR (TŁUMIENIE WTRĄCENIOWE)

3. 1. Wiadomości ogólne

Przez tłumienie rozumie się tutaj wielkość określoną zależnością:

$$A = 20 \log |S| \quad (1)$$

przy czym

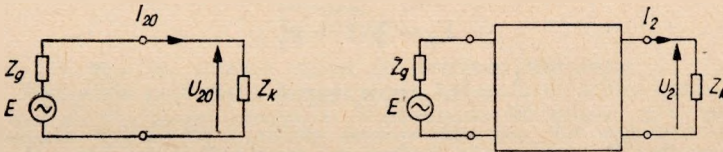
$$S = \frac{U_{20}}{U_2} = \frac{I_{20}}{I_2} \quad (2)$$

gdzie:

U_{20} — napięcie na określonej impedancji obciążenia Z_k , przy bezpośrednim jej połączeniu z generatorem o ustalonej impedancji wewnętrznej Z_g ;

U_2 — napięcie na tej samej co poprzednio impedancji Z_k , przy połączeniu jej z tym samym co poprzednio generatorem poprzez badany czwórnik (rys. 6)

$$Z_k \cdot I_{20} = U_{20}; \quad Z_k \cdot I_2 = U_2$$



$$A = 20 \log |S|$$

$$S = \frac{U_{20}}{U_2} = \frac{I_{20}}{I_2}$$

Rys. 6. Schemat do określenia tłumienia

Wprowadzając parametry charakterystyczne czwórnika-kondensatora, impedancję wewnętrzną generatora Z_g i impedancję obciążenia Z_k , można wykazać, że wielkość S jest równa:

$$S = \frac{F_0}{F_1 F_2} \sigma \exp \Theta \quad (3)$$

gdzie:

$$F_0 = 2 \sqrt{Z_g Z_k} (Z_g + Z_k)^{-1} \quad (4)$$

$$F_1 = 2 \sqrt{Z_g Z_{c1}} (Z_g + Z_{c1})^{-1} \quad (5)$$

$$F_2 = 2 \sqrt{Z_k Z_{c2}} (Z_k + Z_{c2})^{-1} \quad (6)$$

$$\frac{1}{\sigma} = 1 - \frac{Z_g - Z_{c1}}{Z_g + Z_{c1}} \frac{Z_k - Z_{c2}}{Z_k + Z_{c2}} \exp(-2\theta) \quad (7)$$

Wyrażenia (4) do (7) łatwo sprowadzić do prostszej postaci, wprowadzając współczynniki odbicia: ([20] str. 57)

— w miejscu połączenia generatora i obciążenia —

$$p_0 = \frac{Z_k - Z_g}{Z_g + Z_k} \quad (8)$$

— w miejscu połączenia generatora i badanego czwórnika —

$$p_1 = \frac{Z_g - Z_{c1}}{Z_g + Z_{c1}} \quad (9)$$

— w miejscu połączenia obciążenia i badanego czwórnika —

$$p_2 = \frac{Z_k - Z_{c2}}{Z_k + Z_{c2}} \quad (10)$$

Wówczas

$$F_0 = \sqrt{1 - p_0^2} \quad (11)$$

$$F_1 = \sqrt{1 - p_1^2} \quad (12)$$

$$F_2 = \sqrt{1 - p_2^2} \quad (13)$$

$$\frac{1}{\sigma} = 1 - p_1 p_2 \exp(-2\theta) \quad (14)$$

W przypadku dopasowania badanego czwórnika do generatora współczynnik odbicia $p_1 = 0$ i w rezultacie $F_1 = 1$ oraz $\sigma = 1$.

Podobnie, jeżeli badany czwórnik jest dopasowany do obciążenia, to $p_2 = 0$, $F_2 = 1$, oraz $\sigma = 1$.

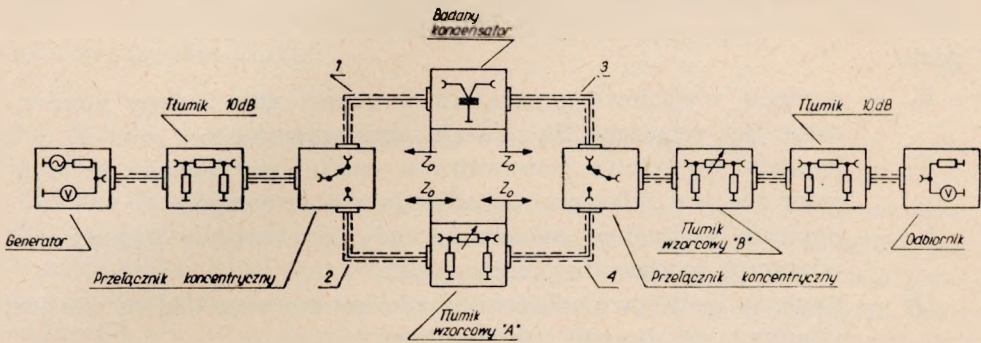
Tak określone tłumienie zależy zarówno od właściwości badanego kondensatora-czwórnika, jak również od impedancji generatora i obciążenia. Zatem nie charakteryzuje ono wyłącznie właściwości kondensatora, ale jego zachowanie w określonym układzie. W związku z tym, przy operowaniu wartością tłumienia należy zawsze mieć na uwadze dane impedancje generatora i obciążenia, między którymi rozważany kondensator pracuje. Należy podkreślić, że dla ustalonych impedancji generatora i obciążenia tłumienie zależy od wszystkich parametrów charakterystycznych kondensatora.

W rzeczywistych warunkach pracy kondensatora impedancje zastępczego generatora i obciążenia są różne dla różnych urządzeń (w których kondensator pracuje), a ponadto są one zależne od częstotliwości i zmieniają się w szerokich granicach.

3.2. Pomiar tłumienia wtrąceniowego

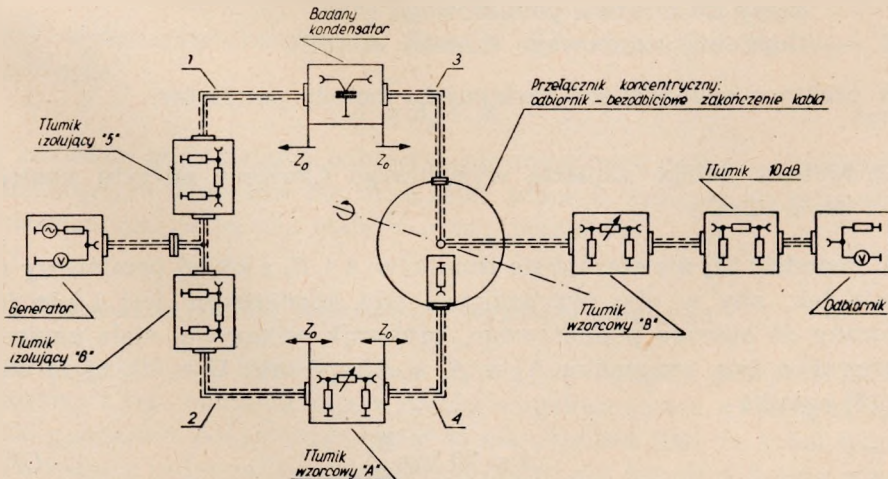
3.2.1. Ogólny układ pomiarowy

Warunki pomiaru tłumienia odbiegają od rzeczywistych warunków pracy kondensatora. Tłumienie mierzone jest między jednakowymi opornościami rzeczywistymi $R_g = R_k = Z_0$. (Wówczas Z_0 nazywa się często impedancją charakterystyczną układu pomiarowego). Najczęściej przyjmuje się $Z_0 = 150, 75, 70, 60, 50$ lub 20Ω . Tłumienie wnoszone przez spotykane w praktyce kondensatory może się zmieniać przy tych opornościach w zależności od częstotliwości oraz od typu i pojemności kondensatora w granicach od wartości bliskich zeru do około 100 dB.



Rys. 7. Ogólny układ do pomiaru tłumienia
Wszystkie połączenia są wykonane kablami ekranowanymi

Kable 1 i 2 oraz 3 i 4 są parami identyczne. Współczynnik fali stojącej (przy badanym kondensatorze wyłączonym z układu pomiarowego) jest nie większy niż 1.2



Rys. 8. Odmiana ogólnego układu do pomiaru tłumienia

Wszystkie połączenia są wykonane kablami ekranowanymi

Kable 1 i 2, 3 i 4 oraz tłumiki 5 i 6 są parami identyczne. Współczynnik fali stojącej (przy badanym kondensatorze wyłączonym z układu pomiarowego) jest nie większy niż 1.2

Ogólny układ pomiarowy przedstawiono na rys. 7 a jego odmianę — na rys. 8. W układach tych w zasadzie możliwy jest pomiar tłumienia w zakresie częstotliwości od dziesiątków kHz do tysięcy MHz. Impedancje „widziane” w stronę generatora i odbiornika powinny być równe oporności charakterystycznej układu Z_0 , przy możliwie małym współczynniku fali stojącej, np. nie większym niż 1,1 — 1,2. W celu zapewnienia małego współczynnika fali stojącej, przy zastosowaniu zwykłych generatorów i odbiorników, w układach pomiarowych na rys. 7 i 8 włączone są „izolujące” tłumiki o tłumieniu ok. 10 dB.

Tłumienie mierzone w tym układzie określane jest z zależności:

$$A = 20 \log \frac{E_1}{E_2} + 20 \log \frac{U_2}{U_1} + (A'_2 - A'_1) + A'' \quad (15)$$

gdzie:

- E_1 — napięcie wyjściowe generatora w czasie, gdy badany kondensator jest włączony do obwodu pomiarowego;
- E_2 — napięcie wyjściowe generatora w czasie, gdy badany kondensator nie jest włączony do obwodu pomiarowego;
- U_1 — napięcie wejściowe odbiornika, gdy kondensator badany jest włączony do obwodu pomiarowego;
- U_2 — napięcie wejściowe odbiornika, gdy kondensator badany nie jest włączony do obwodu pomiarowego;
- A'_1 — tłumienie wzorcowego tłumika B , gdy badany kondensator jest włączony do obwodu pomiarowego (dB);
- A'_2 — tłumienie tłumika B , gdy kondensator badany nie jest włączony do obwodu pomiarowego (dB);
- A'' — tłumienie wzorcowego tłumika A , (dB).

W praktyce są stosowane następujące metody pomiarów:

3.2.2. Metoda stałego napięcia wyjściowego („metoda odczytu napięcia generatora”)

W metodzie tej nie stosuje się tłumików A i B , a układ pomiarowy reguluje tak, aby w obu przypadkach, gdy kondensator jest i nie jest włączony do obwodu pomiarowego, odbiornik wskazywał stałe napięcie. Ponieważ w tym przypadku $A'' = A'_1 = A'_2 = 0$ oraz $U_1 = U_2$, to ze wzoru (15) wynika

$$A = 20 \log \frac{E_1}{E_2} \quad (16)$$

Odbiornik stosowany do pomiarów tą metodą nie musi mieć znanego i cechowanego wzmocnienia, byle byłoby ono stałe w czasie pomiaru.

3.2.3. Metoda stałego napięcia wejściowego („metoda odczytu napięcia odbiornika”)

Również i w tej metodzie nie jest wymagane stosowanie tłumików A i B . Układ jest tak regulowany, że w obu przypadkach, gdy badany kondensator jest i nie jest włączony do obwodu pomiarowego, napięcie wyjściowe generatora jest takie samo. W tym przypadku, przy $A'' = A_1' = A_2' = 0$ oraz $E_1 = E_2$

$$A = 20 \log \frac{U_2}{U_1} \quad (17)$$

Tutaj generator nie musi mieć znanego i cechowanego napięcia wyjściowego, byle byłoby ono takie samo przy obu odczytach napięcia wejściowego odbiornika.

3.2.4. Metoda podstawiania (metoda wzorcowego tłumika)

Metoda ta polega na podstawianiu zamiast badanego kondensatora wzorcowego tłumika o takim samym tłumieniu. Generator i odbiornik są tak nastawiane, że w obu przypadkach, gdy kondensator jest i nie jest włączony do obwodu pomiarowego, wskazują takie same napięcia. Do wykonania pomiarów tą metodą wystarcza jeden tylko tłumik: A lub B . Przy wykorzystaniu tylko tłumika A , w założeniu $A_1 = A_2' = 0$, $E_1 = E_2$ oraz $U_1 = U_2$, mamy ze wzoru (15)

$$A = A'' \quad (18)$$

Przy wykorzystywaniu tylko tłumika B mamy: $E_1 = E_2$, $U_1 = U_2$, $A'' = 0$ oraz

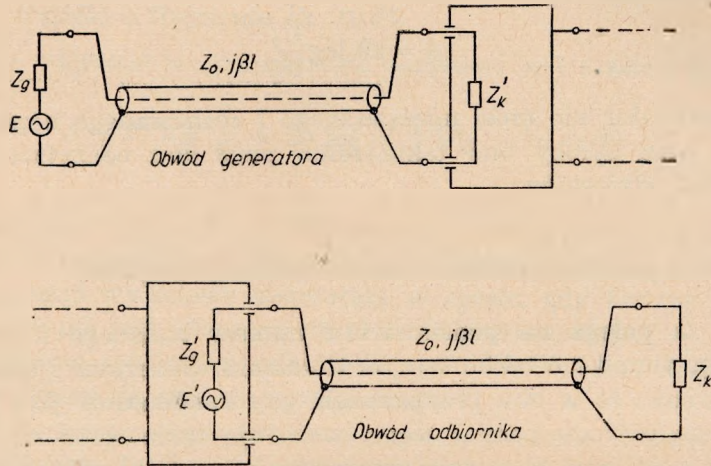
$$A = A_2' - A_1' \quad (19)$$

W metodzie podstawiania odbiornik nie musi mieć znanego wzmocnienia (czułości), a generator nie musi mieć znanego napięcia wyjściowego, pod warunkiem, że są one stałe w czasie pomiarów.

3.2.5. Warunki uzyskania poprawnych wyników pomiarów

Autor spotkał się kilkakrotnie z opinią, że opisany powyżej układ pomiarowy i jego odmiany dają z zasady niejednoznaczne, a zatem błędne wyniki pomiarów. Niejednoznaczność ta ma wynikać stąd, że kabel łączący generator z badanym kondensatorem obciążony jest impedancją różną od falowej: w wyn.ku niedopasowania, w kablu układu się stojąca fala napięcia i napięcie na jego końcu zmienia się w zależności od częstotliwości i od długości kabla.

W związku z tymi opiniami rozpatrzmy proste układy pokazane na rys. 9, równoważne układom pomiarowym z rys. 7 i 8. Traktując kabel pomiarowy jako „czwórnik badany” i wykorzystując zależności 2—14 oraz podstawiając $Z_{c1} = Z_{c2} = Z_0$ oraz $\Theta = j\beta l$, (gdzie Z_0 oznacza oporność falową kabla, l — jego długość, a β — jego przesuwność jednostkową) przy założeniu tłumienności kabla równej zero otrzymujemy następujące wyniki:



Rys. 9. Układ równoważny układom z rys. 7 i 8

— w przypadku generatora dopasowanego do kabla — $Z_g = Z_0$, zatem $p_1 = 0$, $\sigma = 1$ oraz $p_0 = p_2$, skąd $S = \exp(j\beta l)$, czyli

$$|S| = 1$$

niezależnie od częstotliwości i długości kabla;

— w przypadku obciążenia dopasowanego do kabla — $Z_k = Z_0$, zatem $p_2 = 0$, $\sigma = 1$ oraz $p_0 = p_1$, skąd $S = \exp(j\beta l)$, czyli

$$|S| = 1$$

niezależnie od częstotliwości i długości kabla.

Jak widać, jedyny efekt włączenia do układu dopasowanego jednostronnie kabla bez strat sprowadza się do przesunięcia fazy napięcia o kąt βl .

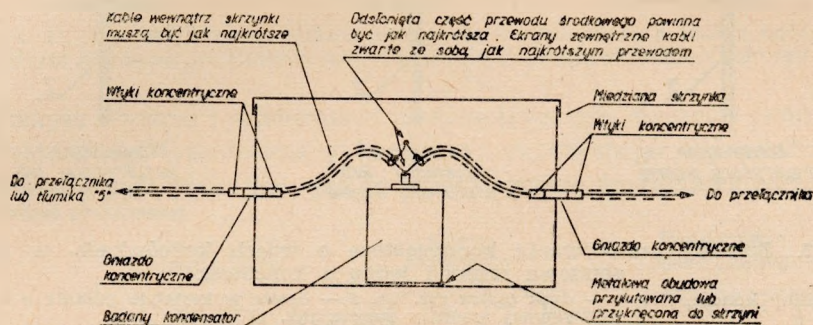
W przypadku kabla ze stratami można uważać, że kabel taki jest utworzony z „idealnego” kabla bez strat o takiej samej oporności falowej (wprowadzającego przesunięcie fazy o kąt βl) połączonego z „idealnym” dopasowanym do kabla tłumikiem.

Ponieważ w układach pomiarowych z rys. 7 i 8 stosowane są kable obciążone jednostronnie dopasowanymi tłumikami, a pomiarowi podlegają wyłącznie amplitudy napięć, jest oczywiste, że uzyskane w takich warunkach wyniki pomiarów są jednoznaczne i nie zależą od długości kabli.

Sposób zamocowania i połączenia kondensatora w układzie pomiarowym powinien być zbliżony do sposobu przewidzianego dla danego kondensatora w rzeczywistych warunkach jego pracy, tak dalece, jak tylko to jest możliwe. Rozróżnić przy tym należy następujące przypadki:

1. Kondensator o dwu końcówkach.

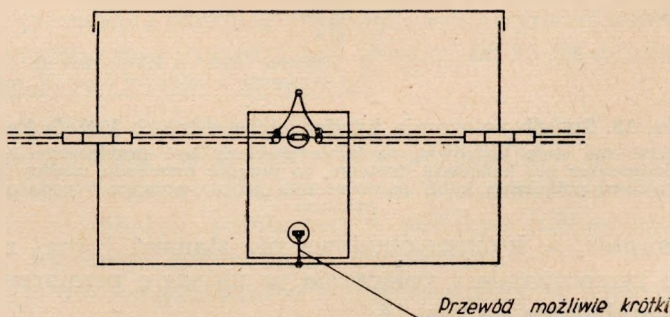
a. Kondensator, w którym metalowa obudowa stanowi jedną z końcówek kondensatora; w tym przypadku sposób zamocowania i połączenia powinien być np. taki, jak przedstawiono na rys. 10.



Rys. 10. Sposób zamocowania i połączenia kondensatora o dwóch końcówkach, w którym obudowa stanowi jedną z końcówek

Jeżeli kondensator ma stałe końcówki, to kable powinny być przyłączone bezpośrednio do nich. Jeżeli kondensator ma końcówki drutowe, to długość przewodu między korpusem kondensatora i miejscem połączenia kabli powinna być jak najmniejsza i podana w warunkach pomiaru

b. Kondensator, w którym obudowa nie stanowi jednej z końcówek kondensatora; wówczas sposób zamocowania i połączenia powinien być np. taki, jak na rys. 11.

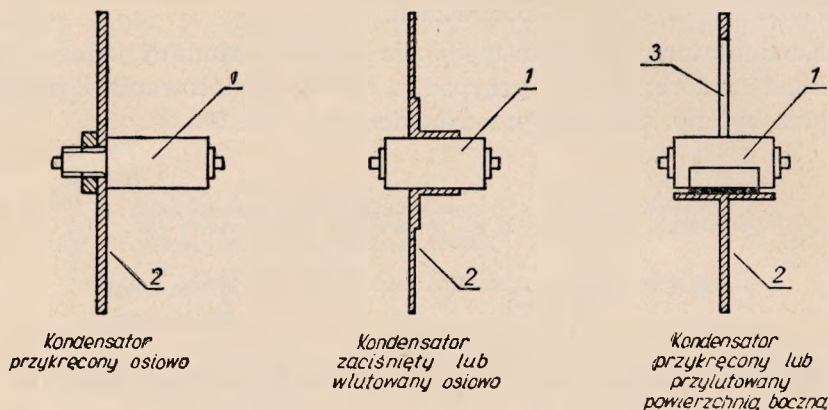


Rys. 11. Sposób zamocowania i połączenia kondensatora o dwóch końcówkach, w którym obudowa nie stanowi jednej z końcówek

Jeżeli kondensator ma stałe końcówki, to kable powinny być przyłączone bezpośrednio do nich. Jeżeli kondensator ma końcówki drutowe, to długość przewodu między korpusem kondensatora i miejscem połączenia kabli powinna być jak najmniejsza i podana w warunkach pomiaru

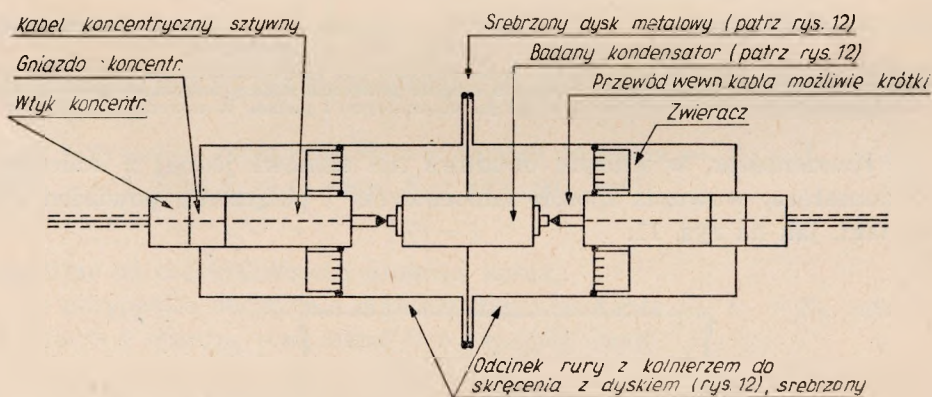
2. Kondensator o trzech końcówkach.

a. Kondensator, w którym metalowa obudowa stanowi jedną z końcówek kondensatora. Sposób zamocowania i połączenia w układzie pomiarowym kondensatora tego typu przedstawiono na rys. 12 i 13.



Rys. 12. Sposoby zamocowania kondensatora o trzech końcówkach, w którym obudowa stanowi jedną z końcówek

1 — badany kondensator, 2 — dysk (patrz rys. 13), 3 — otwór w kształcie półkola o średnicy równej średnicy rury z rys. 13



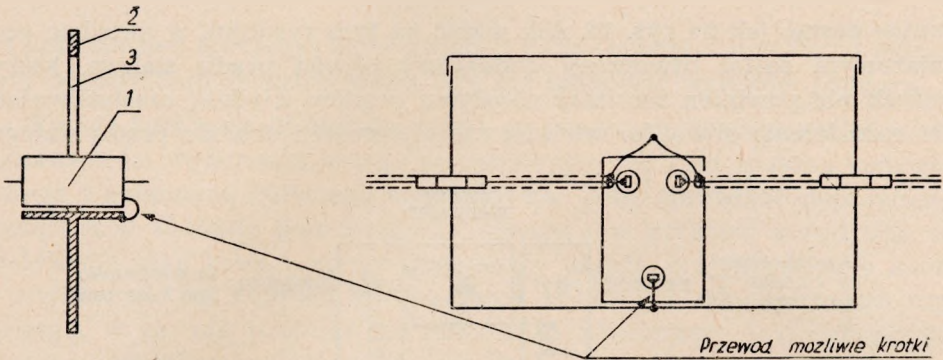
Rys. 13. Sposób połączenia kondensatora o trzech końcówkach

Jeżeli kondensator ma stałe końcówki, to kable powinny być przyłączone bezpośrednio do nich. Jeżeli kondensator ma końcówki drutowe, to długość przewodu między korpusem kondensatora i miejscem połączenia kabli powinna być jak najmniejsza i podana w warunkach pomiaru

b. Kondensator, w którym obudowa nie stanowi jednej z końcówek, sposób jego zamocowania i połączenia w układzie pomiarowym przedstawiono przykładowo na rys. 14.

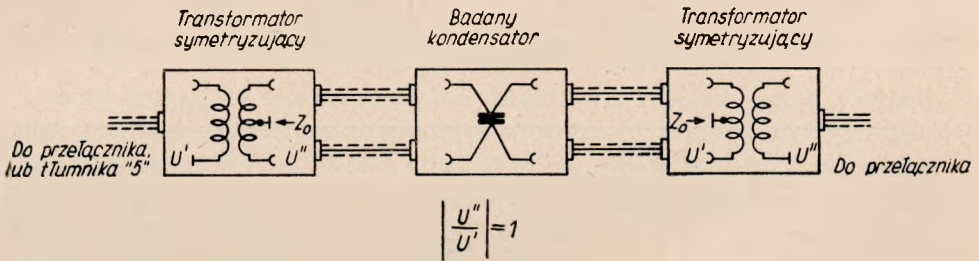
3. Kondensator o czterech końcówkach.

Ze względu na symetrię elektryczną kondensator tego typu powinien być badany w zasadzie przy użyciu generatora o symetrycznym wyjściu i odbiornika o symetrycznym wejściu. Stosując generator o niesyme-



Rys. 14. Sposoby zamocowania i połączenia kondensatora o trzech końcówkach, w którym obudowa nie stanowi jednej z końcówek. Patrz objaśnienia do rys. 11, 12 i 13

trycznym wyjściu i odbiornik o niesymetrycznym wejściu, pomiary kondensatora tego typu można wykonywać wykorzystując odpowiednie transformatory symetryzujące, jak to schematycznie przedstawiono na rys. 15.



Oporność falowa kabli łączących transformatory z badanym kondensatorem $Z_f = 2Z_0$

Rys. 15. Zastosowanie transformatorów symetryzujących do pomiarów tłumienia kondensatora o czterech końcówkach

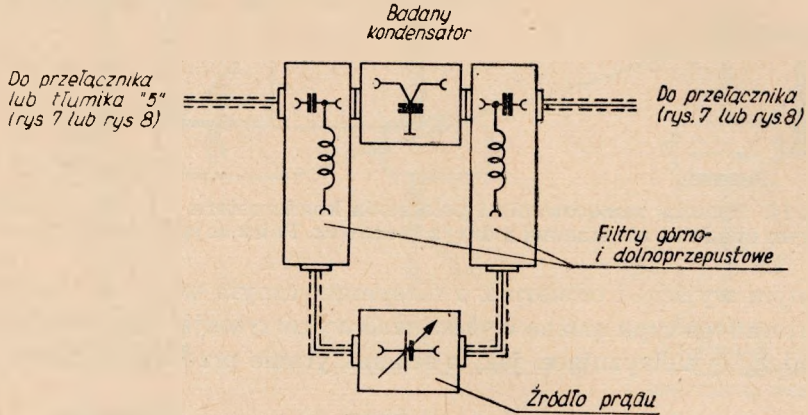
W tym przypadku stosunek składowej symetrycznej napięcia do składowej niesymetrycznej powinien być większy od 30 dB dla każdego z transformatorów.

4. Kondensator wieloelektrodowy.

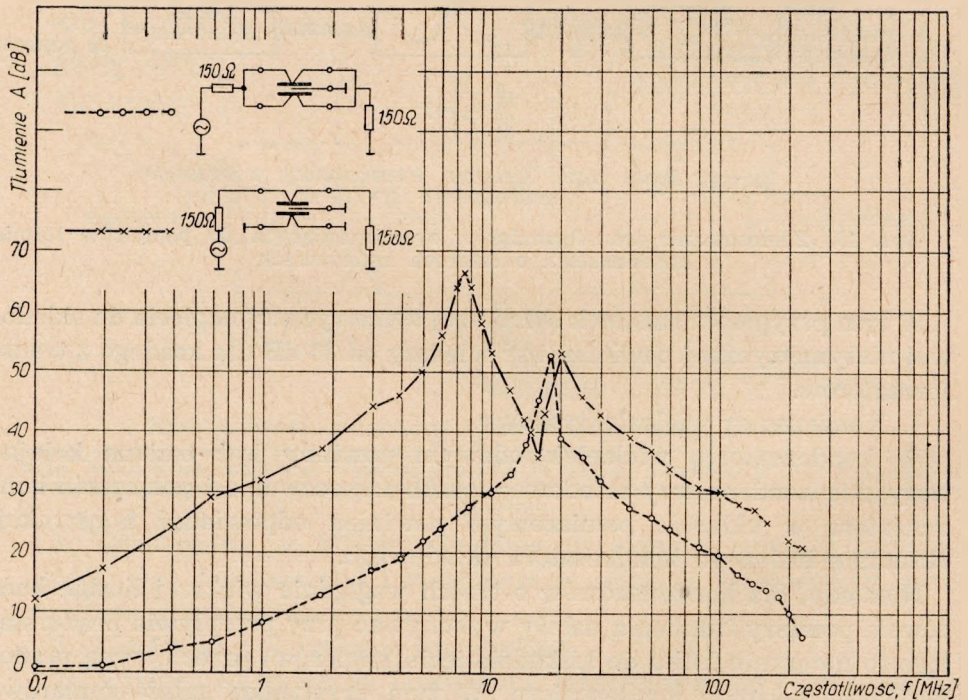
W kondensatorze wieloelektrodowym powinny być badane kolejno wszystkie kondensatory składowe; sposób zamocowania i połączenia kondensatora w układzie pomiarowym powinien odpowiadać konstrukcji aktualnie badanego kondensatora składowego.

Niekiedy, dla kondensatorów o trzech względnie większej liczbie końcówek, pomiary tłumienia należy wykonywać przy przepływie prądu stałego (o natężeniu kilku do kilkudziesięciu amperów) przez „szynę prądową” lub elektrodę kondensatora. W tym przypadku gałąź pomiarowa „kondensatora badanego” z rys. 7 lub rys. 8 ulega modyfikacji przyj-

mując postać jak na rys. 16. Jak widać na tym rysunku, w układzie pomiarowym został utworzony dodatkowy obwód prądu stałego, który jednak nie powinien naruszać rozptyłu prądów wielkiej częstotliwości. Do rozdzielenia obwodów wielkiej częstotliwości i obwodu prądu stałego



Rys. 16. Pomiar tłumienia przy przepływie prądu stałego (lub m. cz.) przez mierzony kondensator



Rys. 17. Przykład przedstawiania wyników pomiarów tłumienia wnoszonego przez kondensator. [Kondensator f-my „TELPOD” typ KP-301 (0,1 μ F + 2 \times 2500 pF, 250 V-)]

są zastosowane specjalne filtry górno- i dolno-przepustowe. Filtry muszą być odpowiednio skonstruowane, aby nie fałszować wyników pomiaru.

Wyniki pomiarów tłumienia zależą w znacznym stopniu zarówno od poprawności wykonania układu pomiarowego, jak i od sposobu zamocowania i połączenia badanego kondensatora. Żeby sprawdzić poprawność połączeń w układzie pomiarowym, wystarcza w praktyce stwierdzić, że dotykanie ręką kabli i innych elementów układu oraz poruszanie kabli i wtyków nie ma wpływu na wskazania odbiornika. Aby sprawdzić, czy energia w.cz. nie przenika do odbiornika ubocznymi, przypadkowymi drogami, wystarcza w praktyce sprawdzić, że zmniejszanie napięcia wyjściowego generatora wywołuje proporcjonalne zmniejszanie napięcia wejściowego odbiornika, zwłaszcza przy najniższych napięciach generatora. Inna metoda polega na sprawdzeniu, że tłumienie zmierzone w układzie przy zwarciu kabla lub jednostronnym odłączeniu badanego kondensatora od generatora lub odbiornika jest większe (np. o 10 dB) od tłumienia zmierzonego z kondensatorem włączonym w sposób normalny. Należy dodać, że takie sprawdzanie układu pomiarowego powinno w zasadzie odbywać się przy każdej częstotliwości pomiarowej.

Pomiary tłumienia są wykonywane zwykle dla różnych częstotliwości; wyniki pomiarów są przedstawiane graficznie, w postaci wykresu tłumienia w funkcji częstotliwości. Przy tym tłumienie wykreśla się w decybelach w skali liniowej, a częstotliwość — w skali logarytmicznej, jak przedstawiono to dla przykładu na rys. 17.

4. IMPEDANCJA WZAJEMNA

Przez impedancję wzajemną rozumie się tutaj moduł wielkości, określonej zależnością

$$Z_p = \left. \frac{U_2}{I_1} \right|_{I_2 = 0} \quad (20)$$

gdzie:

U_2 — napięcie na wyjściu badanego czwórnik w przypadku gdy prąd wyjściowy $I_2 = 0$,

I_1 — prąd wejściowy czwórnik, gdy prąd wyjściowy $I_2 = 0$.

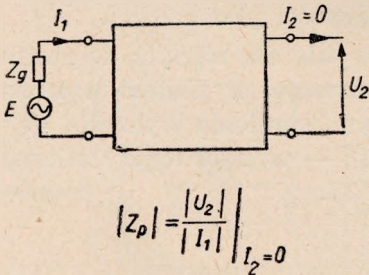
Dla kondensatorów o dwu końcówkach tak określona impedancja — jak wynika z rys. 5a — jest równa stosunkowi napięcia na kondensatorze do prądu przenień płynącego.

Jeżeli rozpatrywany kondensator przedstawić w postaci czwórnik typu „T” (rys. 19), to impedancja wzajemna kondensatora jest równa

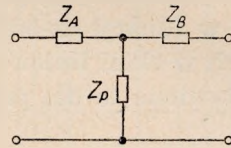
impedancji gałęzi równoległej tego czwórnika. Można wykazać, że w zależności od parametrów charakterystycznych czwórnika-kondensatora (rys. 5d) impedancja ta jest równa

$$Z_p = \sqrt{Z_{c1} Z_{c2}} \frac{1}{\sinh \Theta} \quad (21)$$

Z powyższego wynika, że impedancja wzajemna jest pewną miarą, zależną wyłącznie od właściwości badanego kondensatora. Jednakże ze względu na to, że zależy ona od jednej tylko z trzech niezależnych impedancji zastępczego czwórnika (rys. 19), nie jest ona miarą pełną i jednoznaczną. W rezultacie, charakterystyka impedancji wzajemnej w funkcji częstotliwości nie oddaje wiernie zachowania się kondensatora w rzeczywistym układzie pracy, zwłaszcza w przypadku, gdy impedancja generatora lub obciążenia jest bardzo mała (wówczas wpływ impedancji Z_A i Z_B może być znaczny).



Rys. 18. Schemat do określenia impedancji wzajemnej



Rys. 19. Układ zastępczy kondensatora, sprowadzony do czwórnika typu „T”

Impedancja wzajemna spotykanych kondensatorów może zmieniać się w granicach od kilku mili-omów do dziesiątków omów i więcej, w zależności od częstotliwości oraz od typu i pojemności kondensatora. Pomiar tak małych impedancji przy wielkiej częstotliwości są na ogół trudne. Przed omówieniem układów pomiarowych, specjalnie przystosowanych do pomiarów impedancji wzajemnej, zostanie przedstawiony prosty sposób wyznaczenia impedancji ze znanego tłumienia wprowadzonego przez kondensator do układu pomiarowego.

Wprowadzając współczynniki odbicia (zależności 9 i 10) zależność (21) sprowadzić można do postaci:

$$Z_p = \sqrt{Z_g Z_k} \sqrt{\frac{1-p_1}{1+p_1}} \sqrt{\frac{1-p_2}{1+p_2}} \frac{1}{\sinh \Theta} \quad (22)$$

Mnożąc stronami równości (3) i (22), po uwzględnieniu związków od (4) do (7), uzyskuje się

$$Z_p S = 2 \sqrt{Z_g Z_k} \sqrt{1 - p_0^2} \frac{1}{1 + p_1} \frac{1}{1 + p_2} \frac{1 - p_1 p_2 \exp(-2\theta)}{1 - \exp(-2\theta)} \quad (23)$$

Przy pomiarach tłumienia, omówionych w poprzednim rozdziale, stosuje się zawsze $Z_g = Z_k = Z_0$, w związku z czym $p_0 = 0$. Jeżeli ponadto jest $|Z_{c1}| \ll |Z_g|$ oraz $|Z_{c2}| \ll |Z_k|$, to $p_1 \cong p_2 \cong 1$.

Wówczas:

$$Z_p S \cong \frac{1}{2} Z_0 \quad (24)$$

Ponieważ na podstawie zal. (1) jest

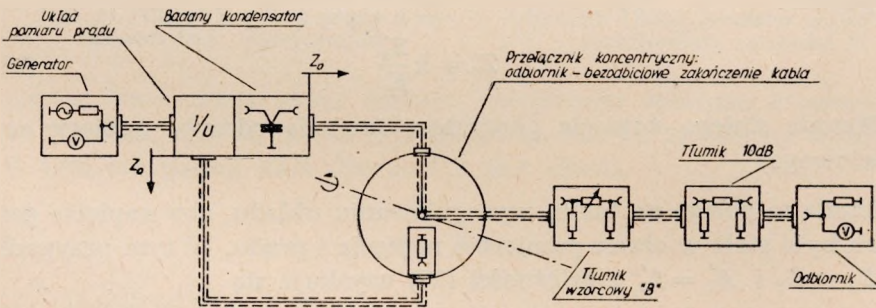
$$|S| = 10^{\frac{A}{20}} \quad (25)$$

to

$$|Z_p| \cong \frac{1}{2} Z_0 10^{-\frac{A}{20}} \quad (26)$$

Zależność (26) daje wystarczającą dokładność w przypadku tłumień większych od 20 dB.

Ogólny układ pomiarowy, stosowany do pomiarów impedancji wzajemnej kondensatorów, jest przedstawiony na rys. 20.



Rys. 20. Ogólny układ do pomiarów impedancji wzajemnej kondensatorów przy wykorzystaniu generatora i odbiornika

Wszystkie połączenia wykonane są kablami ekranowanymi. Oporności charakterystyczne wszystkich kabli, tłumików, przełącznika, zakończenia kabla — równe oporności charakterystycznej układu pomiarowego Z_0 . Współczynnik fali stojącej $< 1,2$

Ogólnie, impedancja mierzona w tym układzie wyznaczana jest z zależności

$$Z_p = k \frac{E_2 U_1}{E_1 U_2} 10^{\left(\frac{A'_1 - A'_2}{20} \right)} \quad (27)$$

gdzie:

E_1 — napięcie wyjściowe generatora w czasie pomiaru napięcia na wyjściu kondensatora;

- E_2 — napięcie wyjściowe generatora w czasie pomiaru „prądu” na wejściu kondensatora;
 U_1 — napięcie wejściowe odbiornika w czasie pomiaru napięcia na wyjściu kondensatora;
 U_2 — napięcie wejściowe odbiornika w czasie pomiaru „prądu” na wejściu kondensatora;
 A_1' — tłumienie wzorcowego tłumika B w czasie pomiaru napięcia na wyjściu kondensatora;
 A_2' — tłumienie wzorcowego tłumika B w czasie pomiaru „prądu” na wejściu kondensatora;
 k — stała oporność, zależna od rodzaju układu do pomiaru prądu wejściowego kondensatora.

Podobnie jak i przy pomiarach tłumienia, mogą być stosowane tutaj w zasadzie trzy metody pomiarowe:

a. *Metoda stałego napięcia wyjściowego* (metoda odczytu napięcia generatora)

W metodzie tej nie musi być stosowany wzorcowy tłumik B , a odbiornik nie musi mieć wzorcowanego i znanego wzmocnienia, bowiem układ jest tak regulowany, że napięcie wejściowe odbiornika jest stałe. W założeniu $U_1 = U_2$ i $A_1' = A_2'$ zależność (27) sprowadza się do następującej postaci:

$$Z_p = k \frac{E_2}{E_1} \quad (28)$$

b. *Metoda stałego napięcia generatora* (metoda odczytu napięcia wyjściowego)

Metoda ta polega na takim wyregulowaniu układu, aby napięcie generatora było stałe w czasie pomiarów napięcia i prądu. W tym przypadku, dla $E_1 = E_2$ i $A_1' = A_2'$, z zależności (27) uzyskuje się

$$Z_p = k \frac{U_1}{U_2} \quad (29)$$

c. *Metoda wzorcowego tłumika*

W tej metodzie pomiarowej w czasie pomiarów napięcia i prądu utrzymywane są stałe wartości zarówno napięcia wyjściowego generatora, jak i napięcia wejściowego odbiornika. Zatem dla $E_1 = E_2$ i $U_1 = U_2$, z zależności (27) wynika

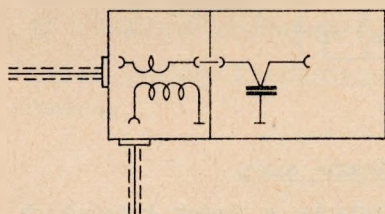
$$Z_p = k \cdot 10^{\left(\frac{A_1' - A_2'}{20} \right)} \quad (30)$$

Układ pomiarowy z rys. 20 realizowany jest w dwu zasadniczych odmianach, różniących się między sobą sposobem określania prądu wej-

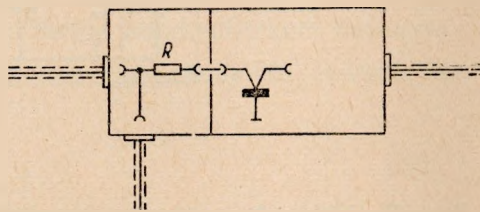
ściowego I_1 . Jedną z nich polega na zastosowaniu specjalnego transformatora prądowego w. cz., jak to schematycznie przedstawiono na rys. 21. W tym przypadku stała oporność k występująca w zależnościach od (27) do (30) jest równa stosunkowi

$$k = \frac{U''}{I_1} \quad (31)$$

gdzie przez U'' oznaczono napięcie na oporności Z_0 przyłączonej do strony wtórnej transformatora prądowego. Stosunek ten zależy wyłącznie od konstrukcji tego transformatora. Należy dodać, że stosowanie takiego transformatora umożliwia wykorzystywanie celowych rezonansów w układzie pomiarowym, co pozwala na uzyskiwanie dużych wartości prądu I_1 nawet przy użyciu generatorów o stosunkowo małej mocy. W drugiej odmianie prąd wejściowy jest określony przy wykorzystaniu dzielnika na-



Rys. 21. Układ pomiaru prądu z zastosowaniem transformatora



Rys. 22. Układ pomiaru prądu z zastosowaniem opornika R

pięcia, utworzonego przez dodanie specjalnego opornika o oporności od 50Ω do ok. 1000Ω , jak to przedstawiono na rys. 22. Można wykazać, że w tym przypadku stała oporność k jest równa

$$k = R + \frac{1}{\frac{1}{Z_p} + \frac{1}{Z_0}} \quad (32)$$

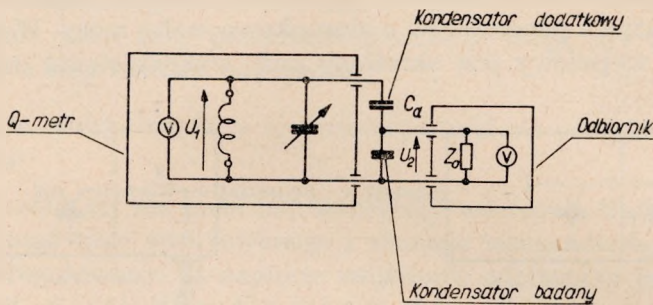
W tym przypadku pomiary są wykonywane przy $R \gg |Z_p|$ oraz $Z_0 \gg \gg |Z_p|$, w związku z czym

$$k \cong R \quad (33)$$

Sposób zamocowania badanego kondensatora i połączenia go w układzie pomiarowym, jak również szczegółowa metodyka pomiarów jest analogiczna do omówionej w rozdziale poprzednim. Trzeba jednak wspomnieć tutaj, że układy do pomiaru impedancji wzajemnej omówioną metodą (rys. 20, rys. 21, rys. 22) są przy bardzo wielkiej częstotliwości trudne do poprawnej realizacji; wydaje się, że najwyższa częstotliwość dla układu ze wzorcowym opornikiem nie przekracza około 250 MHz , a dla układu z transformatorem prądowym — około 400 MHz .

Do omówionych pomiarów niezbędny jest odpowiedni generator mocy. Zwykle generatory sygnałów, o największym napięciu wyjściowym około 0,1 V, nie zawsze są odpowiednie do tych pomiarów. Ponieważ generatory mocy są raczej przyrządami specjalnymi, a zatem nie zawsze dostępnymi, wydaje się, że warto wspomnieć tutaj o metodach pomiaru impedancji wzajemnej, w których zamiast generatora jest wykorzystywany miernik dobroci, tzw. Q-metr.

Do pomiarów kondensatorów o dwu końcówkach można stosować prosty układ, przedstawiony na rys. 23. W układzie tym badany kondensator



Rys. 23. Układ do pomiarów impedancji kondensatorów o dwóch końcówkach przy wykorzystaniu Q-metru i odbiornika

przyłączony jest do obwodu pomiarowego Q-metru przez dodatkowy kondensator C_d , o bardzo małej pojemności (zazwyczaj rzędu kilku pF), tak dobranej, aby kondensator badany nie tłumiał zbyt mocno obwodu, oraz tak, aby jego impedancja $\frac{1}{\omega C_d}$ była dużo większa od impedancji kondensatora badanego $|Z_0|$. W tym przypadku, dla $\frac{1}{\omega C_d} \gg |Z_p|$ i $Z_0 \gg |Z_p|$ jest

$$|Z_p| \cong \frac{1}{\omega C_d} \frac{U_1}{U_2} \quad (34)$$

Jeżeli straty takiego kondensatora nie są zbyt duże, a impedancja zbyt mała, to może on być mierzony za pomocą samego Q-metru, bez potrzeby stosowania odbiornika. Metoda pomiaru jest wówczas następująca: przy określonej częstotliwości pomiarowej należy dostroić do rezonansu obwód Q-metru, następnie przyłączyć do niego badany kondensator i dostroić obwód ponownie do tej samej częstotliwości. Jeżeli impedancja badanego kondensatora jest mała w porównaniu z impedancją cewki obwodu, to kondensator należy włączać do obwodu szeregowo; w przypadku przeciwnym — równoległe, a w przypadkach pośrednich szeregowo lub równoległe.

Jeżeli badany kondensator jest włączony szeregowo, to jego impedancję można obliczyć z zależności:

$$Z_p = jX + R \quad (35)$$

$$X = \frac{1}{\omega C} \frac{C - C'}{C'} \quad (36)$$

$$R = \frac{1}{\omega C} \frac{Q - Q'}{QQ'} \quad (37)$$

gdzie:

C — pojemność kondensatora Q -metru, gdy badany kondensator nie jest włączony do obwodu;

C' — pojemność kondensatora Q -metru, gdy badany kondensator jest włączony do obwodu;

Q — dobroć samego obwodu Q -metru;

Q' — dobroć obwodu Q -metru z włączonym kondensatorem badanym.

Jeżeli badany kondensator jest włączony równolegle do obwodu, to wówczas

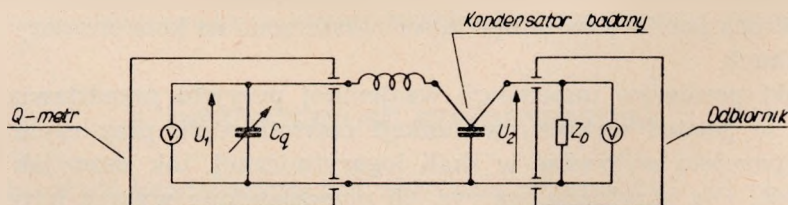
$$Z_p = \frac{1}{jB + G} \quad (38)$$

$$B = \omega(C - C') \quad (39)$$

$$G = \omega C \frac{Q - Q'}{QQ'} \quad (40)$$

przy czym oznaczenia są jak poprzednio.

Pomiary impedancji wzajemnej kondensatorów o trzech końcówkach można wykonywać w układzie podanym na rys. 24, o ile tylko nie wnosi się zbyt wielkich strat do obwodu Q -metru.



Rys. 24. Układ do pomiarów impedancji wzajemnej kondensatorów o trzech końcówkach, z wykorzystaniem Q -metru i odbiornika

W założeniu wypadkowej dobroci obwodu Q -metru większej od 10, oraz $Z_0 \gg |Z_p|$, wyznaczyć można dla rezonansu

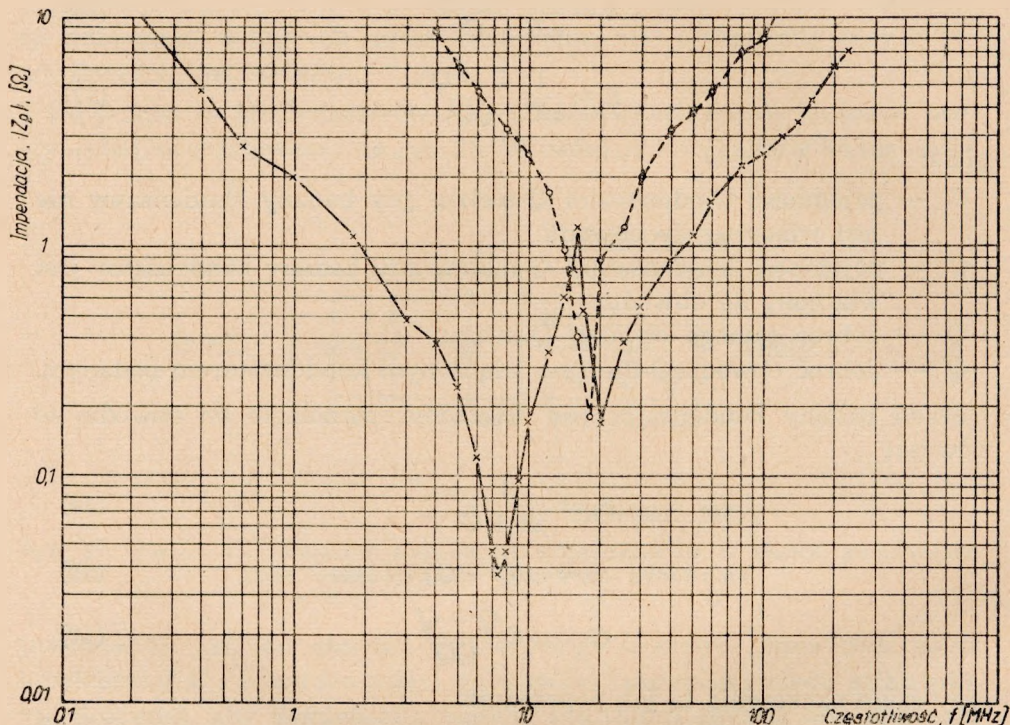
$$|Z_p| \cong \frac{1}{\omega C_q} \frac{U_1}{U_2} \quad (41)$$

gdzie:

C_q — pojemność obwodu Q-metru,

U_1 — napięcie na wyjściu badanego kondensatora,

U_2 — napięcie na obwodzie Q-metru.



Rys. 25. Przykład przedstawiania wyników pomiarów impedancji wzajemnej kondensatora [Kondensator f-my „TELPOD” typ KP-301 ($0,1 \mu\text{F} + 2 \times 2500 \text{ pF}$, 250 V—)]
Oznaczenia jak na rys. 17. Impedancję wyznaczono z pomiarów tłumienia

Ta metoda pomiaru może być łatwo rozszerzona na kondensatory o dwu końcówkach.

Wyniki pomiarów impedancji wzajemnej przyjęto przedstawiać graficznie, w postaci wykresu w funkcji częstotliwości, przy czym impedancję przyjęto wykreślać w skali logarytmicznej, tak samo jak i częstotliwość. Dla przykładu, na rys. 25 przedstawiono wykres impedancji kondensatora, którego tłumienie uwidoczniło na rys. 17.

5. CZĘSTOTLIWOŚĆ REZONANSOWA KONDENSATORA

Częstotliwość rezonansowa jest określana jako częstotliwość, przy której impedancja kondensatora osiąga minimum, względnie przy której

tłumienie kondensatora osiąga maksimum. Te dwa określenia (min. impedancji i max. tłumienia) mogą niekiedy dawać nieco różne wartości częstotliwości, jednak ewentualna różnica jest na ogół nieznaczna.

Jak widać, powyższe określenie rozszerza pojęcie rezonansu, wprowadzone w zasadzie dla układów dwuzaciskowych, na układy czwórnikowe.

Impedancja niektórych kondensatorów może wykazywać szereg minimum, występujących przy różnych częstotliwościach; należy wówczas różniczyć rezonans pierwszy, drugi, trzeci itd., licząc od częstotliwości najniższych. Przez częstotliwość rezonansową rozumie się na ogół najniższą, tj. pierwszą częstotliwość rezonansową.

Należy dodać, że analogicznie można zdefiniować częstotliwości antyrezonansowe, jako takie częstotliwości, przy których impedancja osiąga maksimum względnie tłumienie — minimum.

Najczęściej stosowaną metodą określenia częstotliwości rezonansowych lub antyrezonansowych jest wyznaczenie ich z pomiarów tłumienia lub impedancji.

Bezpośredni pomiar częstotliwości rezonansowej kondensatorów o dwóch końcówkach można również wykonywać wykorzystując Q -metr. W tym przypadku badany kondensator jest włączany szeregowo do obwodu Q -metru dostrojonego uprzednio do określonej częstotliwości f_q . Jeżeli po włączeniu tego kondensatora obwód pozostaje nadal w rezonansie (a zmianie uległa tylko jego dobroć), to częstotliwość f_q jest równa częstotliwości rezonansowej kondensatora. Włączając i wyłączając z obwodu badany kondensator i zmieniając odpowiednio częstotliwość Q -metru, łatwo uzyskać częstotliwość rezonansową kondensatora. Należy przy tym mieć na uwadze, że częstotliwość ta zależy w znacznym stopniu od usytuowania kondensatora i końcówek oraz od ich długości. Określenie częstotliwości rezonansowych kondensatorów o dwóch końcówkach możliwe jest również przy zastosowaniu tzw. „Grid-dip-metra”: wówczas końcówki kondensatora należy zewrzeć ze sobą, tworząc obwód zamknięty.

6. INDUKCYJNOŚĆ KONDENSATORA

Indukcyjność kondensatora jest określona zależnością

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_1^2 C} \quad (42)$$

gdzie:

f_1 — częstotliwość pierwszego rezonansu kondensatora;

C — pojemność znamionowa kondensatora, określona przy małych częstotliwościach.

Określenie powyższe może być stosowane również do kondensatorów o trzech lub czterech końcówkach, tak samo jak do kondensatorów o dwóch końcówkach.

Wartość tego parametru kondensatora może być łatwo obliczona z wielkości, których pomiary zostały omówione wcześniej. Bezpośredni pomiar indukcyjności kondensatora jest możliwy jedynie dla kondensatora o dwóch końcówkach. Może być on wykonywany przy zastosowaniu Q -metru. Wówczas częstotliwość pomiarowa powinna być wyższa od częstotliwości pierwszego rezonansu kondensatora, lecz niższa od częstotliwości pierwszego ewentualnego antyrezonansu. Metoda pomiaru polega na określeniu najpierw indukcyjności własnej Q -metru, mierzonej na jego zaciskach, a następnie wypadkowej indukcyjności kondensatora łącznie z indukcyjnością własną Q -metru. W tym celu zwiera się zaciski Q -metru kawałkiem drutu i dostraja obwód tak utworzony do określonej częstotliwości, rzędu kilkudziesięciu MHz. Następnie, nie zmieniając częstotliwości, rozcina się ten drut, włączając w miejsce przecięcia badany kondensator, oraz ponownie dostraja obwód Q -metru. Jeżeli straty wnoszone przez ten kondensator do obwodu nie są zbyt wielkie, i jest wybrana odpowiednia częstotliwość pomiarowa, to indukcyjność kondensatora można obliczyć ze wzoru

$$L = \frac{C_1 \left(1 + \frac{C_2}{C}\right) - \frac{C_2}{C_1}}{4 \pi^2 f^2} \quad (43)$$

gdzie:

- C_1 — pojemność kondensatora Q -metru przy zwarciu zacisków Q -metru;
- C_2 — pojemność kondensatora Q -metru, gdy badany kondensator jest włączony w obwód pomiarowy;
- C — pojemność badanego kondensatora określona przy małej częstotliwości.

Należy mieć na uwadze, że tak zmierzona indukcyjność może zależeć od częstotliwości, przy której pomiar jej jest wykonywany.

7. ZAKOŃCZENIE

Powyżej został przedstawiony krótki przegląd najbardziej rozpowszechnionych laboratoryjnych metod pomiaru tłumienia, impedancji wzajemnej, częstotliwości rezonansowej i indukcyjności kondensatorów różnych typów. Ze względu na ograniczoną objętość tego artykułu w zasadzie nie znalazła w nim odbicia dyskusja dokładności tych pomiarów; nie zostały w nim również omówione metody pomiarów, przystosowane specjalnie

do masowych badań w warunkach fabrycznych. Obie te sprawy stanowią zagadnienie wymagające osobnego omówienia.

Wykazano, że stosowane w praktyce charakterystyki wielkiej częstotliwości kondensatorów tylko w przybliżeniu odpowiadają właściwościom kondensatorów w rzeczywistych warunkach pracy. Podane zależności pozwalają na określenie wszystkich, najczęściej stosowanych parametrów w. cz. w zależności od tłumienia wnoszonego przez kondensator do układu. Ze względu na to, że pomiary tłumienia są stosunkowo najłatwiejsze, najbardziej dokładne i mogą być wykonywane przy najwyższych częstotliwościach, wydaje się, że tłumienie jest najlepszą charakterystyką kondensatora. Pomiary tłumienia, przy starannym ich wykonaniu, mogą być obciążone błędem mniejszym od 1 dB, co można uważać za zupełnie dobrą dokładność, tym bardziej, że w zależności od sposobu zamocowania czy długości końcówek, tłumienie kondensatora przy określonej częstotliwości może zmieniać się o 20 dB i więcej.

* * *

Na zakończenie autor dziękuje p. profesorowi W. Rotkiewiczowi za szereg cennych uwag oraz kolegom mgr inż. W. Moroniowi i mgr inż. S. Siczкови za przedyskutowanie z nim niektórych kwestii, związanych z niniejszym artykułem.

WYKAZ LITERATURY

1. Dvořák T.: Přípravek pro měření vysokofrekvenční impedance průchodkových kondensátorů. Vyzkumny Ustav Spoju, 1959, sprawozdanie Nr 155.
2. Golding J. E.: Measurement of self inductance of large capacitors. Marconi Instrum., 1957, Nr 4, str. 113—115.
3. Grobelny M.: Dobór kondensatorów blokujących opór przy wielkiej częstotliwości. Przegląd Telekom., 1960, Nr 4.
4. Hołownia J.: Pomiary skuteczności filtrów przeciwzakłóceniovych w maszynach prądu stałego. Zeszyty Nauk. Politechn. Wrocławskiej — Elektryka, 1955, Nr 6, str. 69—82.
5. International Electrotechnical Commission, Doc. 40-1 (Secretariat) 52 Draft Specification for radio interference suppression capacitors. March 1960.
6. International Electrotechnical Commission, Doc. 40 (United Kingdom) 101. British Comments on Document 40-1 (Secretariat) 52. February 1961.
7. Казарновский А. М.: Испытание радиотехнических материалов и деталей. Москва 1953.
8. Лютов С. А., Гусев Г. Л.: Подавление промышленных радиопомех. Москва 1960.
9. Montgomery C. G.: Technique of microwave measurements. Nowy Jork, 1947.
10. Polski Komitet Normalizacyjny. PN- /T-04503.
11. Strużak R.: Filtr przeciwzakłóceniovowy. Patent Nr 41839 z dn. 22. 2. 1958.
12. Strużak R.: Projekt dokumentu "Polish Comments on Document IEC 40-1 (Secretariat) 52"; lipiec 1961.

13. *Strużak R.*: Wyniki pomiarów kondensatorów, dławików i filtrów do tłumienia zakłóceń radioelektrycznych. Instytut Łączności 1960, sprawozdanie z pracy Nr 71074/59.
14. *Terman F. E., Petit J. M.*: Electronic measurements. Nowy Jork, 1952.
15. *Trankle K.*: Die Eigenresonanz von Kondensatoren und ihre Messung. Frunkschau, 1959, Nr 12, str. 290.
16. *Watton A.*: The duct capacitor. Proc. IRE, 1948, Nr 4, str. 550—554.
17. Zjednoczenie Przemysłu Elektrotechnicznego i Teletechnicznego: Kondensatory przeciwzakłóceńowe. Przepisy ogólne. 1961 — projekt normy.
18. Materiały techniczno-informacyjne i instrukcje pomiarowe firmy „VEB Kondensatorenwerk GERA”.
19. Materiały techniczno-informacyjne i reklamowe firmy „SIEMENS”.
20. *Босый Н. Р.*: Электрические фильтры, Киев 1955.

P. G. Strużak

ХАРАКТЕРИСТИКИ КОНДЕНСАТОРОВ ПРИ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЕ И МЕТОДЫ ИХ ИЗМЕРЕНИЙ

Резюме

Статья касается конденсаторов построивной ёмкости, применяемых в электрических устройствах для понижения уровня радиопомех или же паразитных токов. После описания родов конденсаторов и их эквивалентных схем, рассмотрены лабораторные методы измерений высокочастотных характеристик затухания и импеданса, а также методы определения резонансной частоты и индуктивности конденсаторов. Подробно описаны измерения затухания. Приведены определения всех вышеуказанных характеристик и получены взаимные зависимости между ними. Описанные методы измерений затухания могут быть использованы в диапазоне частот от 30 кГц до 1000 мГц и шире, обеспечивая точность измерений иногда лучше 1 дБ.

R. G. Strużak

THE HIGH-FREQUENCY CHARACTERISTICS OF CAPACITORS AND THEIR MEASUREMENT METHODES

Summary

The paper concerns the blocking-condensers used in electrical installations in order to decrease the radio interferences and to eliminate the unwanted h. f. currents.

After having discussed different types of condensers and their substitute networks, the author deals with the laboratory methods of measurement of h. f. characteristics of attenuation and impedance and also with determining of the resonance frequency and the self inductance of capacitors.

The measurements of attenuation characteristics are discussed and the definitions of such characteristics are given as well as relation existing between them.

Further are discussed the methods of attenuation measurements which may be applied in the frequency range from 30 kHz to 1000 MHz or even more, with the accuracy sometimes better than 1 db.

R. G. Strużak

LES CARACTERISTIQUES DES CONDENSEURS DE HAUTE FREQUENCE ET LEURS METHODES DE MESURE

R e s u m é

L'article concerne les condensateurs fixes, utilisés dans les installations électriques pour diminuer les perturbations de la radioréception et éliminer les courants parasites.

Après avoir analysé les différents types des condensateurs et leurs circuits de remplacement, on présente les méthodes de mesurer en laboratoire les caractéristiques de h. f. comme affaiblissement et impédance ainsi que les méthodes de déterminer la fréquence de résonance et l'inductivité de condensateurs.

Les mesures de l'affaiblissement sont ensuite présentées en détail.

Les définitions de toutes les caractéristiques sont données, ainsi que les relations existant entre elles.

Les méthodes de mesure de l'affaiblissement peuvent être effectuées dans le diapason de fréquence de 30 kHz à 1000 MHz ou même plus large avec une exactitude de mesure meilleure que 1 db dans certains cas.

R. G. Strużak

KENNLINIEN VON KONDENSATOREN BEI HOCHFREQUENZ UND METHODEN IHRER MESSUNG

Z u s a m m e n f a s s u n g

Der Aufsatz betrifft feste Kondensatoren, die in elektrischen Anlagen für Rundfunkstörung oder für Unterdrückung unerwünschter Ströme Anwendung finden. Nach einer Übersicht von Bauarten der Kondensatoren und von ihren Ersatzschaltungen, werden Labormethoden zur Messung der HF-Kennlinien der Dämpfung und des Scheinwiderstandes, sowie zur Bestimmung der Resonanzfrequenz und der Induktivität von Kondensatoren betrachtet. Eingehend wird die Dämpfungsmessungen besprochen. Es werden Definitionen für alle diese Kennlinien gegeben und ihre gegenseitige Zusammenhänge bestimmt. Die erörterten Messmethoden sind für einen Frequenzbereich von 30 kHz bis 1 GHz und darüber geeignet und gewährleisten mitunter eine bessere Messgenauigkeit als 1 dB.

ZESZYT 4 (29)
PRAC INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI
zawierać będzie
następujące artykuły:

1. *Jerzy Bralewski, Kalina Pakoca i Olimpia Skiba-Rogalska* —
Ochrona protektorowa kabli telekomunikacyjnych przed
korozją
2. *Olimpia Skiba-Rogalska* — Korozja ołowiu w warunkach
ochrony katodowej
3. *Kalina Pakoca* — Badania produktów korozji ołowianych
powłok kabli telekomunikacyjnych

Komitet Redakcyjny — Prace Instytutu Łączności

BŁĘDY DOSTRZEŻONE W DRUKU

Str.	Wiersz	Jest	Powinno być
16	1 od dołu wzór (20)	$+ \frac{e^{-\delta t}}{\omega^2} \sin$	$+ \frac{e^{-\delta t}}{\omega^3} \sin$

Cena zł 18.—