

A 13001/3

ZESZYTY NAUKOWE
POLITECHNIKI WROCŁAWSKIEJ

Nr 6

ELEKTRYKA

IV

WROCŁAW 1955
PAŃSTWOWE WYDAWNICTWO NAUKOWE

SPIS TREŚCI

Z. Bednarski, J. Łączyński, <i>Oscylograf do badań przebiegów impulsowych</i>	3
Z. Karkowski, <i>Elektromechaniczne impulsowe mierniki napięcia bez błędów subiektywnych</i>	39
J. Kosendiak, <i>Ogniwa normalne Westona stosowane jako źródła napięcia porównawczego w stabilizatorach elektronowych</i> . . .	55
J. Hołownia, <i>Pomiary skuteczności filtrów przeciwzakłóceń w maszynach prądu stałego</i>	69
A. Treter, <i>Miernik poziomu zakłóceń</i>	83

K o m u n i k a t y

J. H., <i>Fotoeфект w diodach detekcyjnych</i>	99
--	----

ZESZYTY NAUKOWE
POLITECHNIKI WROCŁAWSKIEJ
Nr 6

ELEKTRYKA
IV

WROCŁAW 1955
PAŃSTWOWE WYDAWNICTWO NAUKOWE

REDAKTOR ZESZYTÓW NAUKOWYCH
POLITECHNIKI WROCŁAWSKIEJ

Jerzy Skowroński

REDAKTOR ZESZYTU

Maria Milkowska

PAŃSTWOWE WYDAWNICTWO NAUKOWE – WROCŁAW 1955

Nakład 900+160	Oddano do składania 28.VIII.1954 r.
Ark. wyd. 7, druk. 6,25	Podpisano do druku 1. III. 1955 r.
Papier druk. sat. kl. V 70g 70×100	Druk ukończono w marcu 1955 r.
Cena zł 14,-	Zam. nr 1172/54 – F-5-19302

W R O C Ł A W S K A D R U K A R N I A N A U K O W A

OSCYLOGRAF DO BADAŃ PRZEBIEGÓW IMPULSOWYCH

Z. BEDNARSKI, inż., asystent Katedry Elektroniki

J. ŁACZYŃSKI, inż., asystent Katedry Miernictwa Elektronowego

Omówiono ogólne wymagania stawiane oscylografom impulsowym. Podano układ blokowy typowego oscylografu impulsowego i opisano działanie jego części składowych. W zakończeniu omówiono wykonanie oscylografu impulsowego w Katedrze Miernictwa Elektronowego Politechniki Wrocławskiej.

1. WSTĘP

Szybki rozwój techniki impulsowej i jej stosowanie w coraz liczniejszych urządzeniach stworzył konieczność opracowania odpowiedniej aparatury pomiarowej, która umożliwiałaby kontrolę pracy tych urządzeń i dalszy postęp w ich konstruowaniu.

Jednym z najbardziej uniwersalnych przyrządów z tej grupy jest oscylograf elektronowy. Pozwala on na obserwację przebiegów czasowych na ekranie, a także — w połączeniu z odpowiednimi urządzeniami pomocniczymi — daje możliwość przeprowadzenia szeregu pomiarów zjawisk o charakterze impulsowym. Oscylograf taki musi się z natury rzeczy różnić od oscylografów normalnie spotykanych w laboratorium. Przyczyną tego jest ogromna różnorodność kształtów przebiegów impulsowych, stosowanych w dzisiejszych urządzeniach, przy długościach trwania w granicach od kilku sekund do ułamka mikrosekundy i amplitudach w granicach od miliwoltów do setek woltów. Ponadto przebiegi takie mogą występować bądź periodycznie, bądź jednorazowo. Oscylograf impulsowy musi w każdym przypadku odtworzyć wiernie kształt impulsu, co prowadzi do znacznego skomplikowania wzmacniaczy przede wszystkim pod względem szerokości przepuszczanego pasma; w przeciętnych oscylografach impulsowych pasmo przepuszczane zawarte jest w granicach od około $5 \div 20$ c/s do około $3 \div 10$ Mc/s.

Oscylograf impulsowy, w porównaniu z oscylografami standardowymi, posiada zwykle znacznie szerzej rozbudowany blok generatora podstawy czasu. Wymaga się zazwyczaj, aby generator ten dostarczał napięcia

uskokowego o częstotliwości w granicach od kilku c/s do około 500 kc/s. Przy badaniu przebiegów jednorazowych lub aperiodycznych generator podstawy czasu powinien dawać napięcie proporcjonalne do czasu, w zasadzie jedynie podczas trwania impulsu. Moment uruchomienia generatora musi być przy tym w określony sposób zsynchronizowany z początkiem impulsu. Szybkość ruchu plamki świetlnej w kierunku poziomym na ekranie wynosi zwykle od około 100 cm/s do około $5 \cdot 10^6$ cm/s i może być zmieniana bądź w sposób ciągły, bądź też stosuje się tylko kilka stałych szybkości.

Często zachodzi potrzeba obserwacji tylko części przebiegu, ale za to w powiększonej skali czasowej. Do tego celu służy układ ekspansji czasowej, którego standardowe oscylografy przeważnie nie posiadają. Poza wymienionymi urządzeniami oscylografy impulsowe posiadają z reguły znacznik czasu, tj. urządzenie kreślące na oscylogramie badanego przebiegu odpowiednie znaki o ściśle określonej odległości wzajemnej w skali czasu. Inne urządzenia pomocnicze stosowane w oscylografach tego typu są to linie opóźniające, pozwalające na przesunięcie na ekranie oscylogramu badanego impulsu o określony odcinek czasu, aby uwidocznić jego czoło. Opóźnienie takie wymagane jest przede wszystkim przy pomiarach impulsów jednorazowych, które same uruchamiają generator podstawy czasu.

Niektóre oscylografy posiadają dodatkowo wbudowany specjalny impulsator, który daje jednocześnie impulsy wzbudzające generator podstawy czasu oraz impulsy wyzwalające zjawiska fizyczne, które chcemy następnie oglądać na oscylografie.

Z krótkiej charakterystyki oscylografów impulsowych przedstawionej powyżej widać, że są to przyrządy na ogół bardzo złożone, wykonujące wiele czynności jednocześnie, wymagające kwalifikowanej obsługi do pełnego wykorzystania ich możliwości, a więc typowo laboratoryjne.

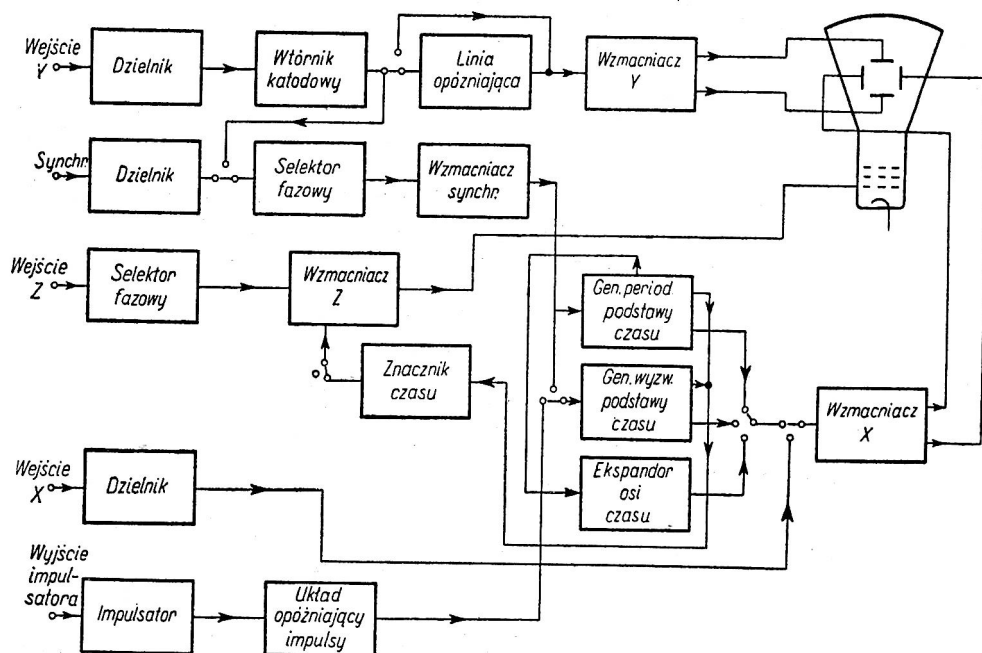
2. UKŁAD BŁOKOWY OSCYLOGRAFU IMPULSOWEGO

Schemat blokowy podany na rys. 1 uwzględnia zasadnicze urządzenia oscylografu impulsowego; oczywiście nie każdy oscylograf musi je wszystkie obejmować.

Zapoznanie się ze współdziałaniem poszczególnych elementów układu rozpoczniemy od wejścia sygnału na wzmacniacz osi Y. Badany sygnał steruje wtórnik katodowy za pośrednictwem skompensowanego dzielnika napięcia. Wtórnik katodowy na wejściu wzmacniacza spełnia dwa zadania: transformuje wymaganą dużą oporność wejściową wzmacniacza na małą oporność charakterystyczną linii opóźniającej i umożliwia zastosowanie dodatkowej ciągłej regulacji wzmocnienia za pomocą poten-

ejometru o małej oporności, wymaganej ze względu na dużą szerokość przepuszczanego pasma. Pomiedzy wtórnik katodowy a stopnie wzmacniające można włączyć linię opóźniającą, której przeznaczenie omówiono już poprzednio. Wzmacniacz dostarcza napięcia potrzebnego do wystero-
wania lampy oscylograficznej tak, aby można było otrzymać obraz o wielkości dogodnej do obserwacji i pomiarów.

Wzmacniacz osi *Z* steruje siatkę jasności lampy oscylograficznej. Ażeby uniezależnić się od polaryzacji wzmacnianego impulsu, stosuje się przed wzmacniaczem tżw. selektor fazy, który umożliwia wybranie dowolnej (ujemnej lub dodatniej) polaryzacji impulsu.



Rys. 1. Układ blokowy oscylografu impulsowego.

Za wzmacniaczem osi *Z* współpracuje z reguły znacznik czasu, który dostarcza krótkich, ostrych impulsów z określoną dokładnie częstotliwością powtarzania. Zależnie od polaryzacji tych impulsów można na oglądany przebieg nałożyć znaczki czasowe w postaci jasnych lub ciemnych punktów. Czasem też stosuje się nałożenie skali czasu nie za pośrednictwem siatki jasności, ale drogą wprowadzenia impulsów ze znacznika czasu do bloku wzmacniacza *Y*. Badany przebieg czasowy widoczny jest wówczas na tle bardzo krótkich impulsów.

Blok generatora podstawy czasu obejmuje: generator okresowej podstawy czasu, generator wyzwalanej (jednorazowej) podstawy czasu oraz ekspandor osi czasowej. Napięcie synchronizacyjne doprowadza się do generatorów za pośrednictwem wzmacniacza i selektora fazy bądź bezpośrednio ze wzmacniacza Y (synchronizacja własna), bądź też przez dzielnik napięcia, z zacisków zewnętrznych (synchronizacja obca). Napięcie do synchronizacji własnej, ze względu na pojemność wejściową wzmacniacza synchronizacji, odbiera się zwykle z wyjścia wtórnika katodowego. Generator wyzwalanej podstawy czasu uruchamia się albo badanym impulsem, który musi być wówczas opóźniony w linii opóźniającej, albo sygnałem startowym impulsatora. Układ umożliwiający regulację opóźnienia tego sygnału, umieszczony pomiędzy impulsatorem a generatorem podstawy czasu, umożliwia dogodnie uchwycenie czoła impulsu na ekranie. Ekspandor osi czasowej współpracuje z generatorem okresowej podstawy czasu, dzięki czemu można łatwo ustalić początek i koniec ekspandowanej osi czasowej.

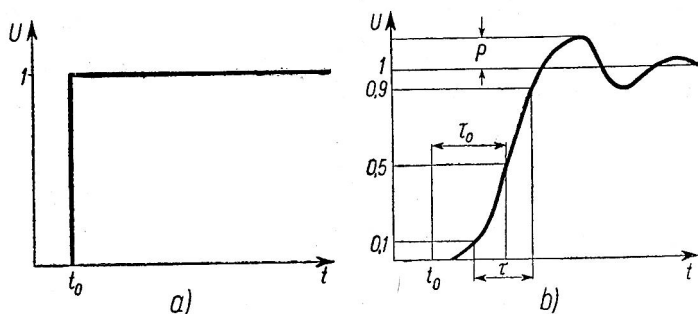
Generatory podstawy czasu okresowej i jednorazowej wytwarzają ponadto impulsy zaciemniające lub rozjaśniające, które za pośrednictwem wzmacniacza osi Z służą do chwilowego zaciemnienia ekranu w czasie skoku powrotnego okresowej podstawy czasu albo rozjaśniają ekran w okresie pracy generatora wyzwalanej podstawy czasu. Napięcia ze wszystkich generatorów wzmacnia się dodatkowym wzmacniaczem X i doprowadza się na płytki lampy oscylograficznej. Wzmacniacz X może być wyzyskany również do wzmocnienia dowolnych napięć z zewnątrz i dlatego człon jego zaopatrzony jest również w dzielnik napięcia.

3. WZMACNIACZE

Zadaniem wzmacniaczy oscylografu jest uzyskanie dostatecznej amplitudy napięcia na elektrodach sterujących lampy, niezależnie od napięcia na wejściu wzmacniacza oscylografu. Dla oscylografów impulsowych konieczne wzmocnienie wzmacniaczy zawiera się w granicach od 100 do 1500 V/V. Kształt czasowego przebiegu napięcia na płytkach powinien możliwie wiernie odpowiadać kształtowi czasowego przebiegu napięcia na wejściu. Zniekształcanie impulsu przez wzmacniacz może mieć dwie zasadniczo różne przyczyny. Pierwszą z nich jest zniekształcenie nieliniowe spowodowane złym doбором punktów pracy lamp i elementów układu. W prawidłowo skonstruowanym wzmacniaczu zniekształcenia nieliniowe są minimalne. Drugą przyczyną są zniekształcenia liniowe wynikające z samej zasady wzmacniania układów elektrycznych. Istnieją dwa rodzaje liniowych zniekształceń impulsów przechodzących przez wzmacniacze. Jednym rodzajem są zniekształcenia miejsc

impulsu o szybkich zmianach amplitudy, tzw. zniekształcenia czoła impulsu. Zniekształcenia te są ściśle związane z zachowaniem się charakterystyki wzmocnienia wzmacniacza w górnym krańcu pasma częstotliwości. Drugim typem są zniekształcenia płaskiej części impulsu — wolno zmieniającej się w czasie; zniekształcenia te związane są z przebiegiem charakterystyki wzmocnienia w dolnej części pasma. Oba rodzaje zniekształceń są praktycznie od siebie niezależne.

Do analizy pracy wzmacniaczy impulsowych stosuje się zwykle impulsy o kształtach znormalizowanych, na których najwyraźniej uwidoczniają się zniekształcenia. Zwykle przyjmuje się impulsy o kształcie prostokątnym (okresowe lub jednorazowe). Na rysunku 2 pokazane jest typowe



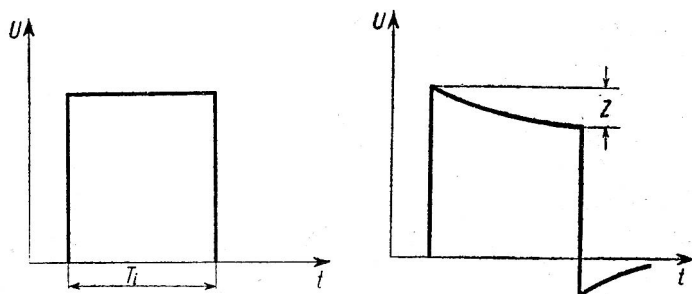
Rys. 2. Zniekształcenie czoła impulsu.
(Wykresy są podane we względnej skali napięciowej).

zniekształcenie czoła impulsu. Na wejście wzmacniacza przyłożony jest podskok napięcia (rys. 2a); na wyjściu napięcie posiada przebieg pokazany na rys. 2b. Impuls przechodzący przez wzmacniacz zostaje opóźniony o czas τ_0 , wpływający do chwili wzrostu amplitudy do połowy ustalonej wartości. Amplituda impulsu narasta stopniowo. Charakterystyczny jest tu tzw. czas narastania impulsu τ , w którym amplituda zwiększa się od 0,1 do 0,9 końcowej swej wartości. Napięcie wyjściowe nie ustala się od razu na końcowej wartości, lecz waha się wokół niej z pewnym przerostem p , zwykle podawanym w procentach wartości ustalonej. Zniekształcenia czoła impulsów związane są z przebiegiem charakterystyki wzmocnienia w sposób następujący. Czas narastania impulsu zależy od górnej częstotliwości granicznej f_g , dla której wzmocnienie spada o 3 dB:

$$\tau = (0,35 \div 0,5) \frac{1}{f_g}.$$

Przerost impulsu jest związany ze stromością spadku charakterystyki wzmocnienia poza częstotliwością graniczną f_g , czyli z wielkością prze-

suniecia fazowego. Im spadek jest gwałtowniejszy, tym większy jest przerost impulsu. Zniekształcenia części impulsu zmieniającej się wolno w czasie (np. płaskiej) mają typowy przebieg pokazany na rys. 3. Impuls



Rys. 3. Zniekształcenie płaskiej części impulsu.

prostokątny przedstawiony na rys. 3a zostaje zniekształcony w ten sposób, że amplituda w końcu impulsu spada o pewną wartość Z zwaną zwisem, która wyraża się w procentach amplitudy początkowej. Należy zaznaczyć, że rys. 3 wykonany jest w znacznie większej skali czasowej niż rys. 2, wobec czego zniekształcenia czoła nie są na nim widoczne. Zniekształcenia części impulsów zmieniających się wolno w czasie związane są z przebiegiem charakterystyki wzmocnienia dla częstotliwości najmniejszych. Zwis zależy od dolnej częstotliwości granicznej f_a , dla której wzmocnienie spada o 3 dB w stosunku do wzmocnienia częstotliwości średnich. Dla niewielkich zwisów ($Z < 20\%$):

$$Z = 2\pi f_a T_i \cdot 100\%,$$

gdzie T_i jest to czas trwania impulsu.

Wzmacniacz impulsów można scharakteryzować przez podanie czasu wzrastania impulsu τ_w , dopuszczalnego maksymalnego przerostu p i zwisu Z dopuszczalnego dla najdłuższych impulsów oraz przez podanie szerokości pasma wzmocnienia, z zastrzeżeniem, by wzmocnienie w żądanym pasmie było stałe, a poza pasmem spadek wzmocnienia odbywał się łagodnie i bez wyskoków, tzn. bez dużych przesunięć fazowych. Czas wzrastania impulsu wzmacniaczy dla oscylografów impulsowych zawiera się w granicach od 0,05 do 0,25 μs , co odpowiada górnej granicy pasma od 2 do 10 Mc/s. Przerosty impulsów w specjalnych oscylografach najwyższej klasy są mniejsze od 1%. W oscylografach o przeznaczeniu uniwersalnym zawierają się one w granicach od 1 do 5%. Najdłuższe impulsy, które powinny przechodzić przez wzmacniacz ze zwisem mniejszym od 10%, zawierają się zwykle w granicach od 1 do 5 ms, co odpowiada dolnej granicy pasma częstotliwości od 5 do 20 c/s. Dla dłuższych

impulsów wykonuje się wzmacniacze o sprzężeniu bezpośrednim. Wzmacniacze szerokopasmowe są oporowe; dla uzyskania szerokiego pasma stosuje się w nich specjalne układy korekcyjne. Szerokość pasma wzmacniacza oporowego zależy od pojemności pasożytniczej C , bocznikującej opory anodowe. Dla pojedynczego stopnia oporowego wzmacniacza

$$f_g = \frac{1}{2\pi RC},$$

gdzie

- R — opór anodowy w Ω ,
 C — pojemność pasożytnicza w F ,
 f_g — graniczna częstotliwość w c/s.

Iloczyn częstotliwości granicznej f_g i wzmocnienia $K(K=SR)$ dla średnich częstotliwości

$$Kf_g = \frac{S}{2\pi C}$$

nie zależy od oporności anodowej R , lecz tylko od pojemności pasożytniczej i od nachylenia charakterystyki lampy $S(A/V)$. Lampy dla wzmacniaczy szerokopasmowych są z reguły pentodami o dużej oporności wewnętrznej, dużym nachyleniu i małych pojemnościach międzyelektrodowych.

Lampy szerokopasmowe charakteryzuje stosunek $\frac{S}{2\pi C}$ zwany przydat-

nością lampy. Typowe lampy szerokopasmowe przedstawia poniższe zestawienie. Z powyższego widać, że chcąc uzyskać dużą szerokość pasma

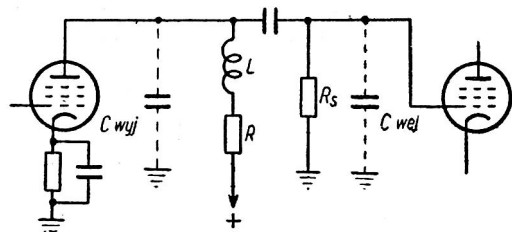
Lampa	$\frac{S}{2\pi C}$ Mc/s	należy wykonać stopień o małym wzmocnieniu, z małym oporem anodowym. We wzmacniaczach szerokopasmowych o częstotliwości granicznej $f_g=5$ do 10 Mc/s stosuje się zwykle opory 0,8 do 1 k Ω . Przy mniejszych szerokościach pasma opory dochodzą do 2 i 3 k Ω . Współczynnik wzmocnienia pojedynczego stopnia w zależności
6 A G 5	44	
6 A C 7	55	
6 A G 7	58	

od nachylenia lampy zawiera się w granicach od 5 do 9. W celu lepszego wyzyskania wzmacniacza stosuje się układy korekcyjne, które rozszerzają pasmo, jednak kosztem szybszego spadku wzmocnienia poza częstotliwością graniczną. Stosowanie korekcji jest konieczne we wzmacniaczach dla uzyskania dużego wzmocnienia.

Układy korekcyjne powodując szybszy spadek wzmocnienia na krańcu pasma są jednak źródłem przerostów. Najprostszą korekcją jest tzw. układ z bocznikowym wyrównaniem (rys. 4). Polega on na włączeniu w szereg z opornością anodową R indukcyjności L , która tworzy z pojemnością rozproszenia $C=C_{wyj}+C_{wej}$ obwód rezonansowy o częstotli-

wości zbliżonej do częstotliwości f_g ; w tym zakresie wypadkowa zawada anodowa powiększa się i wzmocnienie wzrasta. Przebieg wzmocnienia na

końcu pasma zależy od wyrażenia $Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$, które zawiera się w granicach od 0,5 do 0,7. Ze wzrostem Q powiększa się szerokość pasma (zmniejsza się czas narastania impulsu), lecz jednocześnie pojawiają się przerosty. Dla $Q=0,5$ pasmo zwiększa się o 50%, a przerosty wynoszą



Rys. 4. Układ korekcji prostej.

około 1%. Korekcja ta ze względu na prostotę i łatwy dobór elementów jest najczęściej stosowana.

Dalszym rozwinięciem korekcji jest korekcja dwójnikowa polegająca na dodaniu w powyższym układzie pojemności wynoszącej około $0,2 (C_{wej} + C_{wyj})$,

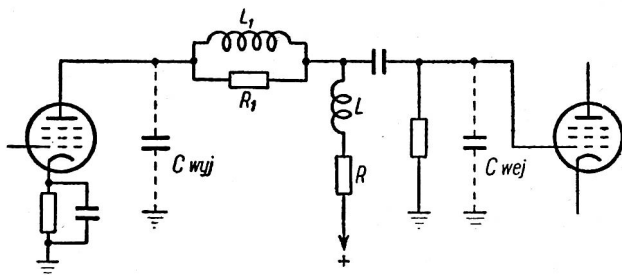
włączanej równolegle do indukcyjności L . Powstaje w ten sposób dodatkowy obwód rezonansowy, który również zwiększa wzmocnienie na krańcu pasma. Można uzyskać w ten sposób dwukrotne rozszerzenie pasma, przy przerostach około 1%. W stopniach o dużych pojemnościach pasożytniczych, zwłaszcza w stopniach końcowych, stosuje się korekcję bardziej złożoną — czwórnikową. Najczęściej używany jest układ przedstawiony na rys. 5. Istotą korekcji czwórnikowej jest rozdział indukcyjnością L_1 pojemności pasożytniczej wyjściowej i wejściowej stopnia. Wartości elementów korekcji L , L_1 i R_1 są zależne do stosunku

$$\frac{C_{wej}}{C_{wej} + C_{wyj}} \quad (\text{rys. 5}).$$

Korekcja ta może rozszerzyć pasmo trzykrotnie przy przerostach około 5%. Wadą

jej jest dość trudny dobór elementów, dlatego stosuje się ją zwykle tylko w jednym stopniu końcowym.

W niektórych wykonaniach wzmacniaczy opory katodowe lamp, służące do otrzymania wstępnego napięcia na siatce, blokuje się małymi pojemnościami rzędu kilkuset pF. Powstaje w ten sposób ujemne sprzężenie zwrotne malejące w miarę wzrostu częstotliwości. Sposobem tym można rozszerzyć pasmo o kilkadziesiąt procent. Taki układ korekcyjny



Rys. 5. Układ korekcji czwórnikowej.

odznacza się dużą prostotą, nie wnosi dodatkowych elementów pasożytniczych do wzmacniacza i jest dość często stosowany, zwłaszcza przy dużych częstotliwościach.

Na kształt charakterystyki wzmocnienia w dolnym zakresie częstotliwości, czyli na części impulsu o wolnych zmianach, mają wpływ następujące elementy (rys. 6):

1) dzielnik pojemnościowy między dwoma stopniami utworzony z pojemności sprzęgającej C_S i oporu siatkowego R_S ,

2) pojemność C_K blokująca opór katodowy R_K ,

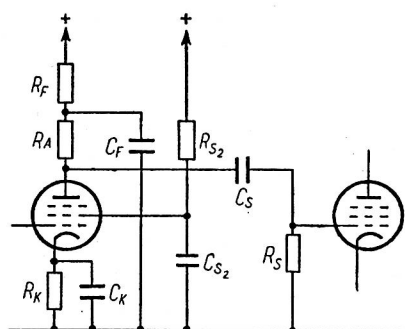
3) pojemność C_{S2} blokująca opór ekranu lampy R_{S2} ,

4) pojemność C_F blokująca opór odsprężający R_F w obwodzie anodowym.

Niżej umieszczona tabelka podaje zwisy, wywołane przez te elementy dla impulsu prostokątnego o czasie trwania T_i , w założeniu, że zwisy są mniejsze od 20%.

Przyczyna wywołująca zwis	Wartość zwisu
$R_S - C_S$	$\frac{T_i}{R_S C_S}$
$R_K - C_K$	$\frac{T_i S}{C_K}$
$R_{S2} - C_{S2}$	$\frac{T_i}{\varrho S_2 C_{S2}}$
$R_F - C_F$	$-\frac{T_i}{R_a C_F}$

Pojemności C_K i C_S powinny być jak największe, czasami wartości C_K dochodzą do kilkuset μF . We wzmacniaczach o małej dolnej częstotliwości granicznej stosuje się często stopnie w układzie przeciwsobnym, co pozwala na usunięcie z układu pojemności C_{S2} i C_K .



Rys. 6. Elementy wpływające na zniekształcenie płaskiej części impulsu.

Główny wpływ na tworzenie się zwisu ma dzielnik $R_S - C_S$. Opór R_S i pojemność C_S powinny być jak największe, jednak z wielu względów wielkości ich są dość ograniczone. Opór R_S zawiera się zwykle w granicach od 0,5 do 1 $M\Omega$, ponieważ większe opory dawałyby pracę niestabilną. Pojemność C_S waha się w granicach od 0,01 do 0,05 μF ; większe pojemności wprowadzają dodatkową pojemność rozproszoną względem masy. Z tych względów stałe czasu $R_S C_S$ we wzmacniaczach szerokopasmowych wynoszą od 0,01 do 0,05 s. Stałe czasu są zwykle za małe, zwłaszcza dla wzmacniaczy o wielu stopniach, w których zniekształcenia w poszczególnych stopniach dodają się i powodują duży wypadkowy zwis. W tych przypadkach konieczne jest stosowanie układów korekcyjnych.

Układ $R_F - C_F$ wywołuje zwis ujemny, tzn. podnosi amplitudę impulsu. Własność tę wykorzystuje się dla poprawy zniekształceń. Gdy założymy $\frac{T_i}{R_S C_S} = \frac{T_i}{R_A C_F}$, czyli $R_S C_S = R_A C_F$, to wypadkowy zwis, wywołany sprzężeniem $R_S - C_S$, zostanie skompensowany. Zwykle nie ma potrzeby stosowania układu $R_F - C_F$ we wszystkich stopniach. Dla kompensacji wypadkowych zniekształceń wystarcza przeważnie wprowadzenie tego układu do jednego lub dwóch stopni.

Wzmacniacz oscylografu impulsowego powinien mieć takie napięcie wyjściowe, by mógłysterować ekran lampy oscylograficznej bez dużych zniekształceń. Zwykle zakłada sięysterowanie nieznieskształcone, odpowiadające 0,5 do 0,6 średnicy ekranu, przy stosowanych średnicach ekranów 12 do 16 cm. Konieczne napięcie wyjściowe wynosi zwykle od 70 do 100 V. Uzyskanie tak dużego napięcia we wzmacniaczach szerokopasmowych nastrocza dość duże trudności. W celu zmniejszenia tego napięcia coraz częściej stosuje się lampy oscylograficzne z przyspieszeniem po odchyleniu.

We wzmacniaczach impulsowych, jak już było zaznaczone, opory anodowe wynoszą zwykle od 1 do 2 k Ω , co powoduje, że lampy stopni końcowych muszą pracować z dużymi zmianami prądów, leżącymi w liniowym zakresie pracy. Miarą dobroci lamp wyjściowych jest stosunek maksymalnego nieznieskształconego napięcia wyjściowego $E_{\max}$, otrzymywanego ze stopnia końcowego, do czasu narastania impulsu τ . Stosunek ten jest ściśle proporcjonalny do ilorazu $\frac{\Delta I}{C}$, gdzie

ΔI — maksymalna liniowa zmiana prądu anodowego lampy,

C — pojemność pasywności lampy.

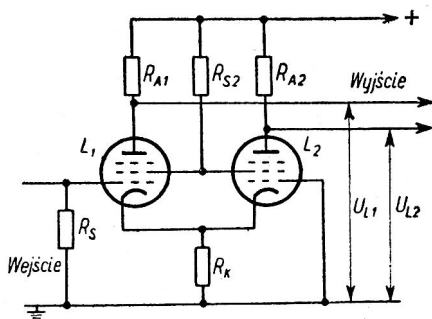
Typowe lampy końcowe podaje poniższe zestawienie:

Lampa	$\frac{\Delta I}{C}$
	$\frac{mA}{pF}$
6V6	4
6L6	5
807	5,5
LS 50	3,5

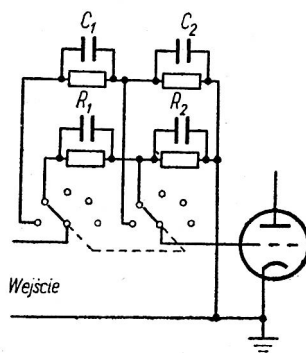
W oscylografach impulsowych stosuje się niemal wyłącznie symetryczne sterowanie płytek; ma to następujące zalety: usuwa zniekształcenia astygmatyzmu i trapezowe, jedna lampa daje tylko połowę napięcia, co jest ważne wobec dużych napięć wyjściowych; układ przeciwsobny daje mniejsze zniekształcenia nieliniowe i może być zasilany napięciem o gorszej filtracji. Przejście na układ przeciwsobny dokonuje się zwykle w układzie z własnym odwracaniem fazy (rys. 7). Układ ten odznacza się dużą prostotą i małą zależnością od częstotliwości. Napięcie sterujące dla drugiej lampy L_2 uzyskuje się ze wspólnego dla dwu lamp oporu katodowego R_K . Ścieżka L_2 jest połączona z masą. Układ jest z zasady niesymetryczny

$\frac{U_{L1}}{U_{L2}} = \frac{1 + SR_K}{SR_K}$. Asymetria jest stała w całym paśmie wzmacnianym.

Symetria poprawia się ze wzrostem oporu R_K . Prądowo-szeregowe ujemne sprzężenie zwrotne zwiększa opór wyjściowy poprawiając położenie prostej oporu w polu charakterystyk prądowo-napięciowych lamp, co jest ważne ze względu na małe opory anodowe. Wzmocnienie tego układu jest prawie dwukrotnie zmniejszone przez sprzężenie zwrotne. Dzielnik napięcia wejściowego wzmacniacza odchyłania pionowego powinien posiadać duży opór wejściowy, obniżać napięcie wejściowe do wartości umożliwiającej przyłączenie go do siatki sterującej pierwszej lampy oraz zapewniać wzmocnienie wystarczające do uzyskania określonej wielkości obrazu na ekranie lampy oscylograficznej. Regulacji



Rys. 7. Stopień końcowy z własnym odwracaniem fazy.



Rys. 8. Skompensowany dzielnik wejściowy.

napięcia wejściowego dokonuje się w sposób skokowy za pomocą skompensowanych dzielników oporowo-pojemnościowych (rys. 8). Korekcja dzielnika jest konieczna ze względu na istnienie pojemności wejściowych lamp i pojemności rozproszonych, bocznikujących opory dzielnika. Dzielnik skompensowany posiada włączone równolegle do oporów dodatkowe pojemności dla zapewnienia warunku niezniekształcenia impulsów: $R_1 C_1 = R_2 C_2$. Pojemności C_1 i C_2 są całkowitymi pojemnościami dołączonymi do oporów dzielnika. Dzielnik posiada stały opór wejściowy w każdym zakresie. Regulację wzmocnienia w sposób ciągły przeprowadza się w układzie wtórnika katodowego. Wtórnik katodowy posiada tę zaletę, że przenosi pasmo kilkakrotnie szersze niż stopień z obciążeniem anodowym przy takiej samej pojemności. Wtórnik pozwala na użycie do regulacji małooporowego potencjometru przy zachowaniu dużego oporu wejściowego w obwodzie siatki. Również linia opóźniająca we wzmacniaczach, które ją posiadają, ze względu na duże pojemności wejściowe i niski opór wejściowy zostaje włączona na wyjściu wtórnika katodowego.

4. LAMPA OSCYLOGRAFICZNA

Jednym z najważniejszych parametrów lampy jest czułość, określająca odchylenie promienia po przyłożeniu do płytek napięcia 1 V. W najbardziej rozpowszechnionych typach lamp czułość waha się od 0,025 do 0,1 cm/V. Dążność do zwiększenia czułości lampy pozostaje w sprzeczności z wymaganą dla oscylografów szybkopiszących dużą jasnością plamki, konieczną dla otrzymania dobrego obrazu. Czułość lampy jest odwrotnie proporcjonalna do napięcia przyspieszającego elektrony (napięcia na ostatniej anodzie), podczas gdy jasność plamki zależy od energii elektronów padających na ekran, rośnie więc z kwadratem napięcia anodowego. Powiększanie napięcia anodowego zwiększa jasność plamki, lecz powoduje zmniejszenie czułości i zwiększenie napięcia potrzebnego do wysterowania ekranu.

Aby uzyskać lepszą jasność bez zbytniego zmniejszania czułości, stosuje się przyspieszanie strumienia dodatkowymi elektrodami umieszczonymi za płytkami odchylającymi. W praktyce przy zastosowaniu elektrod przyspieszających występują zniekształcenia, szczególnie przy dużych odchyleniach. Aby im zapobiec, stosuje się lampy z wtórnym przyspieszeniem o dużej średnicy ekranu, przy czym do wysterowania wyzyskuje się tę część ekranu, dla której zniekształcenia są małe. W wysokonapięciowych lampach szybkość zapisu jest rzędu 2500 km/s. W celu umożliwienia dokładnej obserwacji jednorazowych przebiegów szybkozmiennych stosuje się ekrany z długim czasem poświaty lub obserwację zamienia się na fotografowanie przebiegów, zwłaszcza jednorazowych, nieokresowych. Lampy z dużą ostrością plamki i dobrym ogniskowaniem nadają się do obserwacji bardzo szybkich jednorazowych zjawisk, pozwalają bowiem na powiększanie zdjęć przy zachowaniu dokładności obrazu. Średnica plamki w lampach wysokiej klasy, stosowanych w urządzeniach do badania impulsów, nie przekracza 0,2 do 0,3 mm.

5. LINIA OPÓŹNIAJĄCA

Przy obserwacji impulsów jednorazowych i nieokresowych zachodzi niejednokrotnie potrzeba obserwacji czoła impulsu. We wszystkich przypadkach, gdy nie można kierować czasem powstania badanego przebiegu, należy impuls przechodzący przez trakt wzmocnienia tak opóźnić, by dotarł on do płytek wtedy, gdy podstawa czasu będzie już uruchomiona. Do tego celu służą linie opóźniające, stanowiące nieodłączną część oscylografów impulsowych wysokiej klasy. Stosowane są z reguły elektromagnetyczne linie opóźniające, o czasie opóźnienia do kilku milisekund. Zasada działania linii opóźniających tego typu opiera się na

zjawisku opóźnienia impulsu przechodzącego przez linię długą. Czas opóźnienia linii wynosi

$$T = \sqrt{LC},$$

gdzie

T — czas w sekundach,

L — indukcyjność linii w H,

C — pojemność linii w F.

Drugim parametrem linii jest opór falowy $Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$. Warunkami zachowania pierwotnego kształtu impulsów przechodzących przez linię opóźniającą są: stały czas opóźnienia i stały opór falowy, niezależne od częstotliwości.

Stosowane są dwa rodzaje linii opóźniających ze stałymi rozłożonymi i stałymi skupionymi.

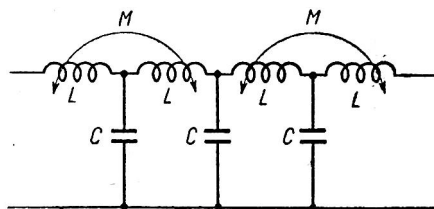
6. LINIA ZE STAŁYMI ROZŁOŻONYMI

Linia ma kształt kabla koncentrycznego lub dwuprzewodowego. W celu powiększenia czasu opóźnienia jeden z przewodów zwinięty jest w spiralę, co powoduje wzrost indukcyjności i pojemności. W linii takiej w miarę zwiększania częstotliwości maleje skuteczna indukcyjność, a z nią skraca się czas opóźnienia powodując zniekształcenia fazowe; również tłumienie niejednakowe dla wszystkich częstotliwości wprowadza zniekształcenia, wygładzając ostrości impulsów.

W celu usunięcia zniekształceń stosuje się korekcję polegającą na dodaniu bocznikujących pojemności, które powodują wzrost wypadkowej pojemności linii ze wzrostem częstotliwości. Dzięki temu zostaje skompensowany wpływ malenia indukcyjności.

7. LINIA ZE STAŁYMI SKUPIONYMI

Linie opóźniające ze stałymi skupionymi są łatwiejsze do wykonania i dają mniejsze tłumienie, wywołane stratami dielektrycznymi. Linia ze stałymi skupionymi zbudowana jest na zasadzie zmodyfikowanego filtra dolno-przepustowego LC przez wprowadzenie indukcyjności wzajemnej między sąsiednimi cewkami (rys. 9). Przebieg charakterystyki opóźnienia zależy od wzajemnego sprzężenia M między cewkami. Dalszym rozwinięciem budowy linii jest wprowadzenie indukcyjności wzajemnej między sąsiednimi i dalszymi indukcyjnościami.



Rys. 9. Linia opóźniająca ze stałymi skupionymi.

Linie takie pozwalają na lepszy dobór parametrów i zajmują mało miejsca; wykonuje się je dla stosunkowo dużych czasów opóźnień.

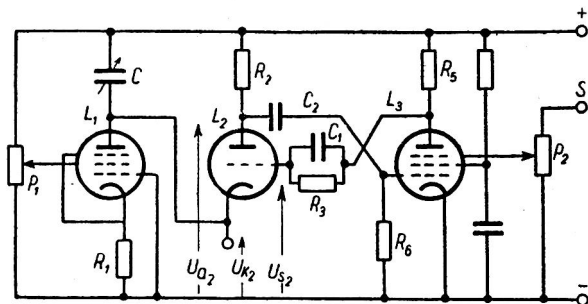
8. GENERATOR OKRESOWEJ PODSTAWY CZASU

8.1. DANE OGÓLNE

Zadaniem generatora okresowej podstawy czasu jest dostarczenie napięcia uskokowego, proporcjonalnego do czasu i częstotliwości, od około 10 c/s do około 500 kc/s. W niektórych oscylografach impulsowych górna granica częstotliwości generatora wynosi nawet 1 Mc/s. Od generatora podstawy czasu wymagamy: dobrej liniowości dostarczanego napięcia, odpowiedniej amplitudy do wysterowania wzmacniacza osi X , łatwego synchronizowania z częstotliwością badanego przebiegu okresowego i wytwarzania w okresie powrotnym impulsów, które można następnie wyzyskać do chwilowego zaciemniania ekranu lampy oscylograficznej, albo też możliwie małego stosunku czasu powrotu do całego okresu napięcia uskokowego (zwykle mniejszego od $\frac{1}{30}$ do $\frac{1}{50}$) i w tym przypadku nie ma potrzeby stosowania gaszenia ekranu w okresie powrotnym. W generatorach okresowej podstawy czasu liniowo narastające napięcie wytwarzane jest z reguły ładowaniem kondensatora przez opór; dla zapewnienia okresowości przebiegu napięcia stosuje się najczęściej układy sterujące typu multiwibratorowego. Układy z generatorem samodławnym ze względu na ograniczony od góry (50 do 150 kc/s) zakres częstotliwości nie znajdują tu szerszego zastosowania. Z tego samego względu nie stosuje się generatorów z tyratronami oraz układów opartych o zasadę fantastronu.

Generatory podstawy czasu typu multiwibratorowego dzielą się na dwie grupy: 1) generatory typu Puckle'a, 2) generatory wykorzystujące zasadę niesymetrycznego multiwibratora, sprzężonego w katodzie.

8.2. GENERATOR PODSTAWY CZASU TYPU PUCKLE'A



Rys. 10. Generator podstawy czasu typu Puckle'a.

Dla wyjaśnienia zasady działania generatora (rys. 10) zakładamy, że kondensator C jest rozładowany. Potencjał katody lampy L_2 w odniesieniu do ujemnego bieguna źródła napięcia anodowego U_{k2} równa się w tym momencie napięciu baterii U_0 , podczas gdy siatka

też lampy posiada potencjał niższy od U_0 , o duży spadek napięcia na oporze R_3 wywołany przez prąd lampy L_2 . W wyniku tego lampa L_2

nie przewodzi i kondensator C zaczyna ładować się przez lampę L_1 . Lampa L_1 jest pentodą o bardzo płaskim przebiegu charakterystyk $J_a=f(U_a)$; wielkość prądu anodowego można więc uważać za niezależną w szerokich granicach od napięcia anodowego. Dzięki temu kondensator C ładuje się stałym prądem do napięcia, przy którym potencjał katody lampy L_2 tak dalece się obniży, że lampa zacznie przewodzić. Jej prąd anodowy wywołuje spadek napięcia na oporze R_2 , który przez układ $R_2 C_2$ działa jako impuls ujemny na siatkę lampy L_3 , zmniejszając jej prąd anodowy. Dzięki temu wzrasta potencjał siatki lampy L_2 , której prąd anodowy rośnie szybciej. Dzięki lampie L_3 cały proces narastania prądu przebiega lawinowo, aż do chwili zatkania lampy L_3 . Prąd anodowy lampy L_2 jest głównie prądem rozładowania kondensatora C ; napięcie na nim maleje aż do wartości, przy której spadek napięcia wywołany przez prąd anodowy lampy L_2 nie wystarczy do zatkania lampy L_3 . Narastający prąd tej lampy zatka lampę L_2 i proces ładowania kondensatora C zaczyna się od nowa.

Pracę układu ilustrują zamieszczone wykresy czasowe napięć (rys. 11). Napięcie uskokowe można odbierać z zacisków kondensatora C lub, co jest wygodniejsze, z anody lampy ładującej. Częstotliwość otrzymanego napięcia określa zależność:

$$f = \frac{I_{a_1}}{(1+p) C U_{\text{cszcz}}},$$

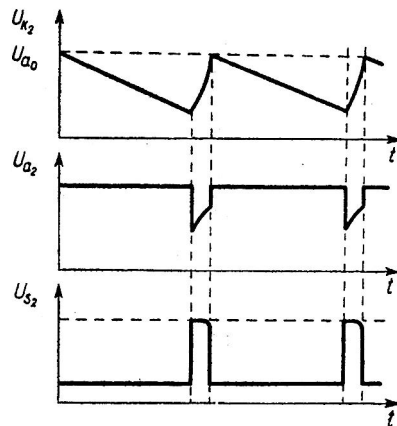
gdzie

I_{a_1} — prąd ładowania lampy L_1 ,
 U_{cszcz} — szczytowe napięcie pod-
 stawowy czasu,

$p = \frac{\tau}{T}$ — stosunek czasu powrotu do pełnego okresu.

Częstotliwość generatora zmienia się skokowo przez przełączanie pojemności C ; płynna regulacja odbywa się przez zmianę prądu ładowania drogą regulacji napięcia ekranu lampy ładującej lub przez zmianę napięcia jej siatki sterującej.

Najwyższa możliwa do uzyskania częstotliwość, przy danej minimalnej pojemności C , zależy głównie od czasu wyładowania kondensatora C przez lampę L_2 , który jest tym krótszy, im mniejszy jest opór wewnętrzny lampy L_2 ; dlatego stosuje się tu z reguły lampy mocy. Pojemność C nie powinna być mniejsza od około 50 do 70 pF, ze względu na dający się wówczas silnie odczuć wpływ pojemności pasożytniczych, które mogą



Rys. 11. Przebiegi napięć w generatorze Puckle'a.

nawet uniemożliwić pracę generatora. Dla uzyskania lepszej liniowości napięcia uskokowego w obwodzie katodowym lampy ładującej stosuje się prądowe ujemne sprzężenie zwrotne, które zwiększa wewnętrzną oporność lampy i utrzymuje przez to stałą wartość prądu ładowania. Sposobem tym można osiągnąć liniowość, określoną przez stosunek przyrostu prądu ładującego w czasie ładowania kondensatora do średniego prądu ładującego, lepszą niż 1%.

Zadaniem układu R_3C_1 jest przyspieszenie procesu wyładowania kondensatora C przez lampę L_2 w obrębie większych częstotliwości, gdzie pojemność wejściowa lampy L_2 powodowałaby zbyt wolne narastanie napięcia na jej siatce. Jeszcze lepsze wyniki daje zastosowanie wtórnika katodowego pomiędzy lampami L_3 i L_2 .

Napięcie synchronizacyjne wprowadza się na siatkę przeciwmisyjną lampy L_3 . Ujemne impulsy powodują zmniejszenie prądu anodowego lampy L_3 , a więc wcześniejsze rozpoczęcie rozładowania kondensatora C przez lampę L_2 . Ponieważ generator synchronizuje się dobrze tylko impulsami ujemnymi, więc niezbędne jest zastosowanie selektora fazy w bloku wzmacniacza synchronizacji.

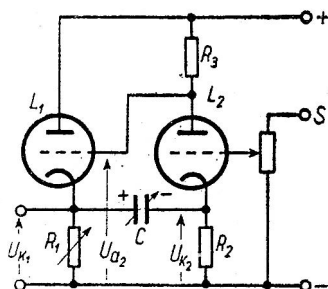
Dużą zaletą opisanego układu jest wytwarzanie na oporze R_2 impulsów o polaryzacji ujemnej w okresie powrotnym, gdyż można je wykorzystać wprost do gaszenia plamki w jej drodze powrotnej na ekranie. Ułatwia to konstrukcję generatora dla największych częstotliwości, gdyż nie ma wtedy zbyt ostrych wymagań odnośnie do stosunku czasu powrotu do pełnego cyklu roboczego.

Napięcie szczytowe dostarczone przez generator zależy od napięcia zasilania i od spadku napięcia na oporze R_2 , którego wartość warunkuje w pierwszym rzędzie najwyższa częstotliwość napięcia uskokowego. Korzystniej jest pracować przy możliwie małych amplitudach, ponieważ wtedy przy danej maksymalnej częstotliwości i najmniejszej możliwej pojemności C nie trzeba stosować jako L_1 i L_2 lamp o dużych prądach, co komplikowałoby zasilanie i podrażałoby układ.

8.3. MULTIWIATOR ZE SPRĘŻENIEM W KATODZIE (UKŁAD KEENA)

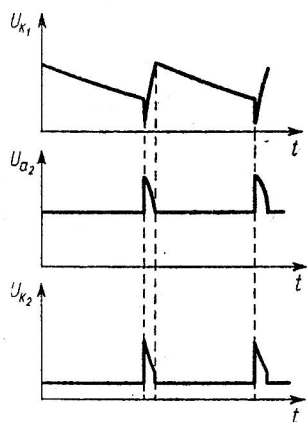
Zasadniczy schemat generatora przedstawiono na rys. 12. Dla wyjaśnienia pracy układu zakładamy, że lampa L_2 przewodzi, a lampa L_1 jest zatkana, ponieważ kondensator C został naładowany biegunowo, tak jak naznaczono na schemacie. Kondensator ten zaczyna się rozładowywać przez opory R_1 i R_2 , przy czym R_1 jest znacznie większy niż R_2 (stosunek tych oporów większy niż 10^3). W wyniku malenia napięcia na kondensatorze C , a więc i na oporze R_1 , potencjał katody lampy L_1 ob-

niza się tak dalece, że zaczyna płynąć przez nią prąd anodowy. Kondensator C zaczyna się doładowywać pod wpływem powstałego na oporze R_1 spadku napięcia. Prąd ładowania kondensatora powoduje powstanie dodatkowego spadku napięcia na oporze R_2 , co z kolei pociąga za sobą zmniejszenie prądu anodowego lampy L_2 . W wyniku tego potencjał anody rośnie, zwiększa się prąd anodowy lampy L_1 . Proces przebiega lawinowo aż do momentu całkowitego zatkania lampy L_2 . Ładowanie kondensatora przebiega bardzo szybko dzięki temu, że lampa L_1 pracuje w tym okresie jako wtórnik katodowy o oporności wewnętrznej rzędu kilkuset omów. Prąd ładowania kondensatora maleje stopniowo do wartości, przy której spadek napięcia na oporze R_2 nie wystarcza do zatkania lampy L_2 . W tym momencie zaczyna płynąć jej prąd anodowy, potencjał anody maleje, a to powoduje zatkanie lampy L_1 ; od tej chwili cały cykl zaczyna się od nowa.



Rys. 12. Generator Keena.

Pracę układu obrazują wykresy czasowe napięć w poszczególnych punktach generatora (rys. 13). Napięcie proporcjonalne do czasu uży-
skuje się na oporze R_1 ; jest ono wywołane rozładowaniem kondensatora C



Rys. 13. Przebiegi napięć w generatorze Keena.

przez opór $R_1 + R_2$, a więc ma charakter wykładniczy. Wyzyskując bardzo mały odcinek krzywej rzędu kilkunastu woltów, przez odpowiedni dobór punktów pracy lamp osiągamy wystarczającą praktycznie liniowość podstawy czasu. Liniowość można znacznie poprawić zastępując opór R_1 pentodą.

Dodatnie impulsy, występujące w czasie okresu powrotnego (ładowanie kondensatora C) na anodzie lampy L_2 , można po zastosowaniu zmiany ich polaryzacji wyzyskać do wygaszania powrotnej drogi plamki na ekranie.

Opisany multiwibrator może pracować do częstotliwości rzędu kilkuset kc/s, jeżeli zastosowane zostaną w nim lampy szerokopasmowe o dużym prądzie emisyjnym i dużym nachy-

leniu. Synchronizacja wymaga dostarczenia impulsów ujemnych, a więc należy również na wejściu wzmacniacza synchronizacji zastosować selektor fazowy.

Zaletą generatora jest prostota, a wadą małe napięcie wyjściowe, które wymaga zastosowania co najmniej dwustopniowego wzmacniacza osi X .

9. WYZWALANY GENERATOR PODSTAWY CZASU

9.1. WYMAGANIA OGÓLNE

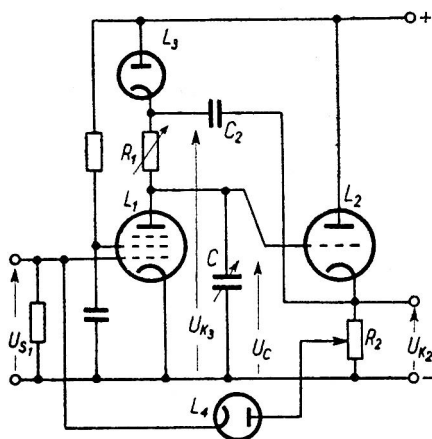
Wyzwalany generator podstawy czasu służy do uwidocznienia na ekranie oscylografu czasowego przebiegu impulsów jednorazowych. Układowi takiemu stawiamy następujące wymagania:

a) napięcie generatora powinno narastać możliwie ściśle proporcjonalnie do czasu,

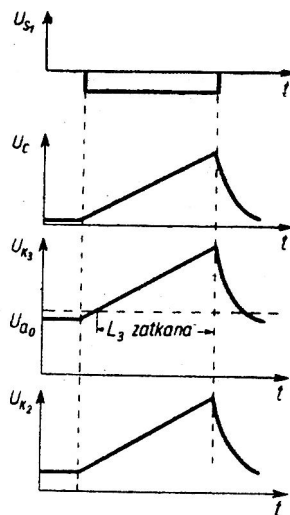
b) opóźnienie czasowe pomiędzy momentem pojawienia się impulsu wyzwalającego a początkiem skoku roboczego układu powinno być możliwie małe; układ powinien wytwarzać impulsy o długości trwania całego okresu roboczego, które można by wyzyskać do rozjaśniania ekranu.

W generatorach podstawy czasu wyzyskiwana jest część krzywej ładowania kondensatora przez opór, przy czym początek ładowania sterowany jest wprost impulsem badanym. Rozładowanie kondensatora następuje samoczynnie w momencie zniknięcia impulsu sterującego lub też po czasie określonym parametrami układu. Po rozładowaniu układ jest gotowy do wykonania następnego cyklu roboczego.

9.2. GENERATOR JEDNORAZOWEJ PODSTAWY CZASU Z LINEARYZACJĄ PRĄDU ŁADOWANIA KONDENSATORA ZA POMOCĄ WTÓRNIKA KATODOWEGO



Rys. 14. Generator jednorazowej podstawy czasu z linearyzacją prądu ładowania kondensatora za pomocą wtórnika katodowego.



Rys. 15. Przebieg napięć w generatorze z rys. 14.

Działanie generatora (rys. 14) jest następujące (rys. 15): Badany impuls zostaje zamieniony za pomocą specjalnego układu, nie uwidocz-

nionego na rysunku, na prostokątny impuls o ujemnej polaryzacji i o tym samym czasie trwania. Impuls ten przychodzi na siatkę lampy L_1 i przerywa jej prąd anodowy. Kondensator C zaczyna się ładować przez diodę L_3 i opór R_1 . Ponieważ równolegle do okładek kondensatora C przyłączona jest siatka lampy L_2 , pracującej w układzie wtórnika katodowego, więc potencjał katody tej lampy zaczyna rosnąć. Jeżeli napięcie na kondensatorze wzrośnie o ΔU , to przyrost potencjału katody wyniesie $k \Delta U$, gdzie k jest współczynnikiem wzmacniania wtórnika bardzo bliskim jedności. Pojemność kondensatora C_2 jest bardzo duża i w czasie cyklu roboczego ładunek na jego okładkach pozostaje stały, wobec czego przyrost napięcia na oporze katodowym lampy L_2 powoduje wzrost napięcia U_{K_3} o wartość $k \Delta U$. Wynika z tego, że przyrost napięcia na kondensatorze C połączony jest z równoczesnym wzrostem napięcia U_3 o bardzo zbliżoną wartość. W rezultacie prąd ładowania kondensatora płynący przez opór R_1 pozostaje praktycznie stały, a zatem napięcie U_C narasta liniowo w funkcji czasu. Gdy napięcie U_3 wzrośnie powyżej napięcia zasilania, dioda L_3 przestaje przewodzić, co daje dodatkową poprawę liniowości napięcia na kondensatorze C . Cykl roboczy może się wtedy skończyć, gdy skończy się impuls wyzwalający na siatce lampy L_1 ; zaczyna ona wówczas przewodzić prąd, rozładowując kondensator C . Inną możliwość zakończenia cyklu roboczego daje wprowadzenie do układu diody L_4 . Gdy napięcie na jej anodzie stanie się z powodu znacznego wzrostu napięcia na kondensatorze C dodatnie względem katody, wówczas zacznie ona przewodzić prąd, który wytworzy dodatni impuls na siatce lampy L_1 , odtykając ją i kończąc okres pracy.

Szybkość narastania napięcia na kondensatorze C wynosi

$$v_u = \frac{dU_c}{dt} = \frac{U_{a0} - U_{a1}}{CR_1},$$

gdzie

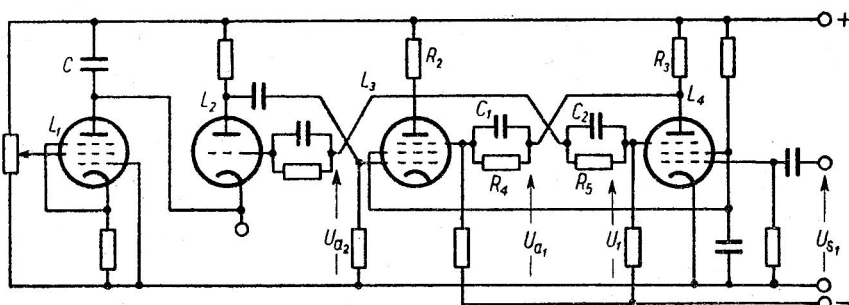
U_{a0} — napięcie zasilające,

U_{a1} — napięcie anodowe lampy L_1 przed zatkaniem.

Szybkość wzrostu napięcia podstawy czasu można regulować przez zmianę oporu R_1 i pojemności C . Liniowość napięcia jest tym lepsza, im bardziej wzmocnienie wtórnika zbliżone jest do jedności. Praktycznie daje się osiągnąć nieliniowość mniejszą od 2 do 3%. Układ daje możliwość uzyskania napięcia o szybkości wzrostu do około 100 V/ μ s, przy opóźnieniu rozruchu w stosunku do momentu pojawienia się impulsu badanego rzędu dziesiątych części μ s. Do rozjaśniania ekranu można wyzyskać prostokątny impuls wyzwalający po zmianie jego polaryzacji.

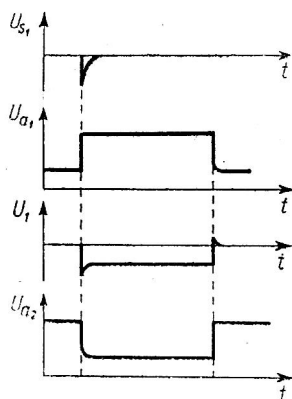
9.3. MULTIWIATOR PUCKLE'A POŁĄCZONY Z UKŁADEM FLIP-FLOP

Układ podany na rys. 16 przedstawia generator okresowej podstawy czasu, w którym lampę pomocniczą L_3 (rys. 10) zastąpiono multiwibratorem o dwóch stałych stopniach swobody. Prostowni duży zaletę takiego układu i dlatego w uniwersalnych oscylografach stosuje się go chętnie.



Rys. 16. Generator jednorazowej podstawy czasu z układem flip-flop.

Dla wyjaśnienia działania układu założymy, że lampa L_4 przewodzi, a więc potencjał jej anody jest niski; lampa L_3 przewodzić wówczas nie może, ponieważ jej siatka przeciweemisyjna posiada duży potencjał ujemny. Siatka przeciweemisyjna lampy L_4 posiada wtedy potencjał bliski zera, ponieważ potencjał anody lampy L_3 równa się w przybliżeniu napięciu zasilania.



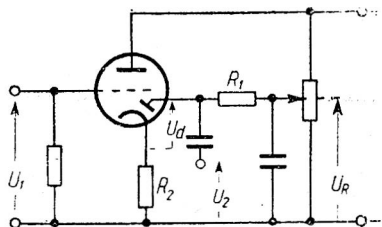
Rys. 17. Przebiegi napięć w generatorze z rys. 16.

W takim stanie kondensator C pozostaje rozładowany, gdyż zwarty jest przez mały opór wewnętrzny lampy L_2 . Generator uruchamia się ujemnym impulsem przyłożonym do siatki lampy L_4 poprzez układ różniczkujący. Przy dostatecznej amplitudzie impulsu, dzięki zmniejszeniu się prądu anodowego lampy L_4 , potencjał jej anody rośnie i zaczyna płynąć prąd anodowy lampy L_3 . Potencjał siatki przeciweemisyjnej lampy L_4 ulega obniżeniu, a to przyczynia się do dalszego zmniejszenia jej prądu anodowego. Proces przebiega lawinowo aż do momentu, gdy lampa L_3 zacznie przewodzić pełny prąd anodowy, a prąd anodowy lampy L_4 zmaleje do zera. W tej sytuacji lampa L_2 zostaje zatkana i kondensator C zaczyna się ładować stałym prądem przez lampę L_1 . Gdy napięcie na jego okładkach wzrośnie o tyle, że lampa L_2 zacznie przewodzić, ujemny impuls napięcia na jej anodzie zatka lampę L_3 , a to z kolei powoduje odetkanie lampy L_4 w procesie odwrotnym do poprzedniego. Generator wykonał

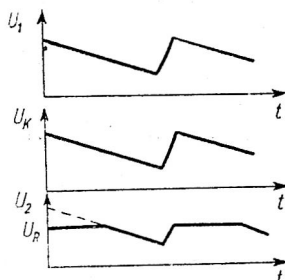
pełny cykl roboczy. Szybkość narastania napięcia regulowana jest skokami przez przełączanie kondensatora C i płynnie przez regulację napięcia siatki osłonowej lampy ładującej. Zadaniem kondensatorów C_1 i C_2 jest przyspieszyć proces przeskoku prądu lamp L_3 i L_4 przez wyostrenie impulsów napięć na ich siatkach przeciwmisyjnych. W układzie flip-flop (lampy L_3 i L_4) najlepiej pracują lampy o dużym nachyleniu siatki sterującej i przeciwmisyjnej. Liniowość napięcia dostarczanego przez generator jest identyczna jak w układzie Puckle'a. Opóźnienie pomiędzy impulsem wyzwalającym a początkiem narastania napięcia nie przekracza dziesiątych części mikrosekundy. Do uruchomienia generatora wystarcza impuls o amplitudzie rzędu 0,2 do 1 V. Ponieważ potencjał anody lampy L_4 wzrasta tylko w okresie skoku roboczego, więc okoliczność tę można wyzyskać do rozjaśniania ekranu w czasie działania układu. Na rysunku 17 podano przebiegi czasowe napięć w poszczególnych punktach generatora.

10. EKSPANSJA OSI CZASOWEJ

Ekspansja osi czasowej jest bardzo pożyteczna przy badaniach poszczególnych fragmentów impulsów. W oscylografach mniejszych, które pracują przy niskich napięciach anodowych lampy oscylograficznej, można osiągnąć pewne rozciągnięcie osi czasowej przez zwiększenie amplitudy napięcia podstawy czasu. W oscylografie impulsowym metoda taka nie może znaleźć zastosowania z uwagi na wymaganą z reguły bardzo dużą ekspansję, która może odpowiadać np. 1000-krotnemu powiększeniu amplitudy podstawy czasu. Ekspansję taką można zrealizować przez okresowe pobudzanie wyzwalanego generatora podstawy czasu w odpowiednim momencie badanego przebiegu okresowego. Przy zwiększaniu szybkości narastania napięcia generatora jednocześnie wydłuża się część impulsu na osi czasu.



Rys. 18. Układ do wyzwalania ekspandora osi czasowej.



Rys. 19. Przebiegi napięć w układzie z rys. 18.

Układ służący do sterowania wyzwalanego generatora podstawy czasu podano na rys. 18, a przebiegi czasowe napięć na rys. 19. Potencjometrem P (rys. 18) dobiera się taki potencjał anody diody, przy któ-

rym prąd przez nią nie płynie. Wtórnik katodowy otrzymuje z wejścia napięcie pomocniczej podstawy czasu, o częstotliwości równej częstotliwości badanego przebiegu. Polaryzacja tego napięcia jest tak dobrana, aby potencjał katody obniżał się w miarę upływu czasu. W momencie, gdy potencjał katody triody stanie się równy napięciu U_R , przez diodę zaczyna płynąć prąd. W wyniku tego potencjał jej anody zaczyna się obniżać; powstające wówczas trójkątne impulsy o polaryzacji ujemnej uruchamiają wyzwalany generator podstawy czasu. Moment uruchomienia można regulować przez odpowiedni dobór napięcia U_R . Impuls ujemny z anody lampy rozładowującej nie może spowodować przeskoku flip-flopu do położenia spoczynku, ponieważ lampa L_4 (rys. 16) jest cały czas zatkana; powrót następuje po przyłożeniu do siatki lampy L_3 analogicznego impulsu z pomocniczego generatora podstawy czasu. Do wygaszania początku i końca osi czasowej, zaznaczających się dwoma punktami świetlnymi o dużej intensywności, wymagane są dodatkowe urządzenia, ponieważ w punktach tych plamka świetlna zatrzymuje się na stosunkowo długi czas.

11. ZNACZNIK CZASU

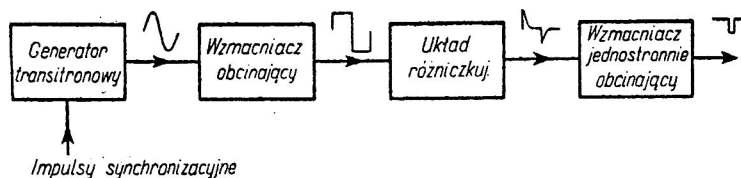
Przeznaczeniem znacznika czasu jest wytwarzanie i nakładanie na oscylogram odpowiednich znaków, których wzajemny odstęp pozwalałby na dokładne powiązanie badanego impulsu ze skalą czasu.

Znacznikowi stawiamy następujące wymagania:

a) częstotliwość znaków powinna być możliwie dokładnie znana i cechowana,

b) znaki muszą być zsynchronizowane bardzo dokładnie z początkiem narastania napięcia podstawy czasu; unika się w ten sposób rozmazania znaków i uzyskuje znaczną poprawę dokładności odczytu skali czasu,

c) znaki nie powinny pogarszać czytelności oscylogramu.



Rys. 20. Układ blokowy znacznika czasu.

Układ blokowy znacznika czasu przedstawia rys. 20. Generator samowzbudny pracuje w układzie tranzystrowym (rys. 21), który zapewnia wymaganą stałość częstotliwości. Częstotliwość drgań uwarunkowana

jest częstotliwością rezonansową obwodu LC . Synchronizacja generatora dochodzi do skutku przez okresowe wygaszanie drgań drogą wprowadzenia na siatkę sterującą impulsów ujemnych z generatora podstawy czasu. Mogą to być te same impulsy, które służą do wygaszenia drogi powrotnej plamki. Drgania obwodu LC muszą zaniknąć w okresie zatkania lampy, w przeciwnym bowiem razie nie udałoby się uzyskać zsynchronizowania znaków z generatorem podstawy czasu. Dobroć obwodu nie może być dlatego duża. Dobre wyniki daje też dodatkowe tłumienie drgań obwodu dołączoną do niego równolegle triodą, która w okresie narastania napięcia podstawy czasu jest zatkana, natomiast przewodzi w czasie powrotu plamki, gdy siatka sterująca otrzymuje dodatni impuls.

Napięcie sinusoidalne, dostarczane przez generator, wzmacnia się i obcina, aby otrzymać impulsy zbliżone do prostokąta. Z kolei impulsy te są różniczkowane i wyodrębnia się z nich tylko impulsy o polaryzacji określonego znaku, np. ujemne, przez zastosowanie jednostronnego obcinania. Otrzymanymi w ten sposób impulsami można albo sterować siatkę jasności, albo wprowadzać je do wzmacniacza Y . W pierwszym przypadku otrzymuje się zależnie od polaryzacji impulsów bądź jasne, bądź ciemniejsze punkty nakreślonej linii oscylogramu. Wprowadzenie impulsów do wzmacniacza jest mniej dogodne z uwagi na zmniejszenie czytelności oscylogramu.

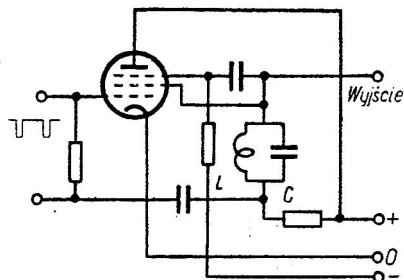
Czasami, zwłaszcza w oscylografach dwustrumieniowych, stosuje się cechowanie osi czasu napięciem sinusoidalnym o znanej częstotliwości przez uwidocznienie obrazu tego napięcia poniżej oscylogramu badanego przebiegu. Wadą tego sposobu jest brak synchronizmu pomiędzy generatorem podstawy czasu a napięciem cechowania. W tych warunkach otrzymanie na ekranie nieruchomego obrazu sinusoidy, zwłaszcza przez dłuższy czas, jest niemożliwe.

12. IMPULSATOR

12.1. UKŁAD IMPULSATORA

Blok generatora impulsów stosuje się w większości oscylografów impulsowych w celu ułatwienia badania przebiegów niestacjonarnych. W skład bloku wchodzi dwa urządzenia:

a. Właściwy generator impulsowy, który wytwarza impulsy o częstotliwości rzędu kilkuset do kilku tysięcy c/s i czasie trwania około $1 \mu s$.



Rys. 21. Generator tranzystorowy znacznika czasu.

b. Układ, pozwalający na uzyskanie regulowanego opóźnienia impulsów wytwarzanych przez generator. Zastosowanie takiego układu jest bardzo celowe z uwagi na to, że opóźnienie początku danego zjawiska fizycznego w stosunku do wyzwalającego je impulsu może się wahać w szerokich granicach i dogodnie uchwycenie czoła obrazu przebiegu stanowiłoby nieraz dużą trudność.

12.2. GENERATOR IMPULSOWY

Generator impulsowy musi spełniać następujące wymagania

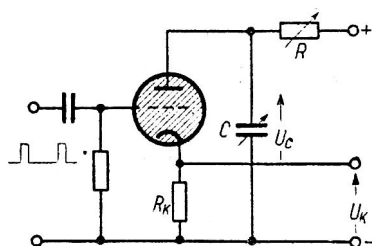
a) częstotliwość impulsów powinna dać się łatwo synchronizować z zewnętrzną;

b) czoło impulsów powinno być możliwie strome, zaś amplituda impulsów powinna być duża, aby uniknąć stosowania wzmacniacza w przypadkach, gdy do uruchomienia badanych zjawisk potrzebne jest duże napięcie impulsu.

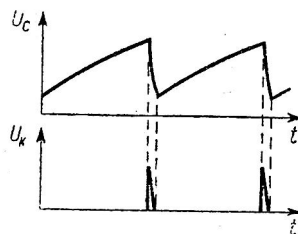
Ze względu na prostotę generatory wykonuje się albo jako zwykłe układy relaksacyjne na tyratronach, albo stosuje się generatory samodławne.

12.3. GENERATOR RELAKSACYJNY NA TYRATRONIE

W układzie podanym na rys. 22 wyzyskuje się ładowanie kondensatora C przez opór R . Gdy napięcie na kondensatorze wzrośnie do odpowiedniej wartości, nastąpi zapłon tyratronu. Prąd rozładowania kondensatora, płynący przez tyratron, wytwarza na oporze R_K dodatni impuls napięcia. Częstotliwość repetycji można zmieniać skokowo przez prze-



Rys. 22. Generator impulsów z tyratronem.



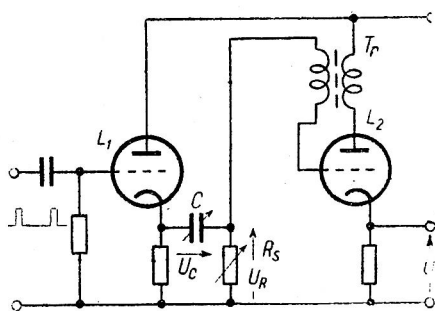
Rys. 23. Przebiegi napięć w generatorze impulsów z rys. 22.

łączanie kondensatora C i w sposób ciągły przez regulację oporu R . Synchronizacja dochodzi do skutku drogą regulacji napięcia zapłonu tyratronu za pomocą potencjału jego siatki. Zaletą układu jest duża stromość czoła impulsów, a także prostota. Przebiegi czasowe napięć podano na rys. 23.

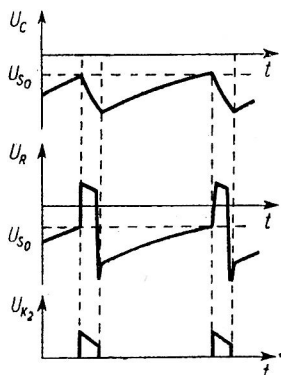
12.4. GENERATOR SAMODŁAWNY

Generator samodławny, podany na rys. 24, jest układem typu Meissnera o bardzo silnym sprzężeniu zwrotnym i o dużym oporze falowym $\sqrt{\frac{L}{C}}$ obwodu drgań, zaś pojemność obwodu stanowią jedynie pojemności pasożytnicze.

Analizę pracy układu najdogodniej jest zacząć w momencie, gdy kondensator C jest naładowany (jak na rys. 24) do tak dużego napięcia, że lampa L_2 nie przewodzi. Kondensator rozładowuje się przez opór R_S aż do chwili, gdy napięcie na jego okładkach stanie się mniejsze od napięcia zatkania lampy L_2 . W momencie tym zaczyna płynąć prąd anodowy, który przy odpowiednim połączeniu transformatora indukuje w jego uzwojeniu siatkowym siłę elektromotoryczną o takim kierunku, że przyspieszy ona wzrost napięcia siatkowego, a więc i prądu anodowego. Dzięki temu prąd anodowy narasta lawinowo. Proces narastania ustanie, gdy prąd siatki osiągnie dużą wartość. Ponieważ przy tym napięcie ano-



Rys. 24. Generator samodławny



Rys. 25. Przebiegi napięć w generatorze samodławnym.

dowe lampy silnie się obniżyło, więc lampa L_2 pracuje w obszarze charakterystyk, gdzie jej nachylenie jest tak małe, że nie może nastąpić normalne samowzbudzenie układu. Płynący w tym okresie prąd siatkowy ładuje kondensator C , tak że napięcie siatkowe stopniowo się obniża. Mimo to prąd anodowy zmienia się w niewielkim stopniu, wobec wspomnianego wyżej, chwilowo małego nachylenia lampy. Okres ten odpowiada płaskiej części impulsu prądu anodowego. Przy dalszym obniżaniu się napięcia siatkowego nachylenie charakterystyki rośnie i od pewnego momentu prąd anodowy maleje znacznie szybciej. W wyniku tego w uzwojeniu siatkowym transformatora pojawia się siła elektro-

motoryczna tak skierowana, że wypadkowy potencjał siatki sterującej gwałtownie maleje. Staje się to przyczyną lawinowo postępującego zaniżania prądu anodowego i w układzie ustala się stan wyjściowy, gdyż kondensator C zdążył się już naładować do napięcia, znacznie przewyższającego napięcie zatkania lampy L_2 .

Częstotliwość powtarzania impulsów określona jest głównie stałą czasu układu $R_S C$ i może być zmieniana przez regulację oporu R_S . Długość impulsu wyznacza w przybliżeniu głównie stała czasu $C \varrho_S$, gdzie ϱ_S — oporność wewnętrzna przestrzeni siatka — katoda lampy L_2 . Czas narastania impulsu jest zależny od wartości pojemności pasożytniczych lampy i transformatora, od indukcyjności rozproszenia oraz od oporu R_S .

Impulsy wyjściowe można odbierać z oporu, włączonego do obwodu katody lampy generacyjnej. Napięcie synchronizacyjne najlepiej jest włączać w szereg z kondensatorem C . Za pomocą tego napięcia można dobierać moment zjawienia się prądu anodowego, a więc wzajemny odstęp impulsów. Zastosowany układ z wtórnikiem katodowym ma tę zaletę, że dzięki małej oporności wewnętrznej wtórnika tylko bardzo nieznacznie zwiększa się długość impulsów.

Jako lampy generacyjne najlepiej nadają się lampy o dużym nachyleniu charakterystyki, wówczas bowiem można stosować mniejszy transformator, a to z kolei redukuje znacznie wielkość pojemności pasożytniczych.

Napięcie występujące na oporze katodowym jest niewielkie i dlatego chcąc otrzymać impulsy o dużej amplitudzie dodaje się jeszcze jedno uzwojenie w transformatorze i z niego odbiera napięcie wyjściowe. Impulsy w tym przypadku są bardzo zniekształcone przez drgania gasnące, powstające w obwodzie złożonym z indukcyjności rozproszenia i pojemności pasożytniczych. Przez przyłączenie oporu tłumiącego równolegle do uzwojeń, drgania te można znacznie ograniczyć i poprawić w ten sposób kształt impulsów. Przebiegi czasowe napięć w generatorze samodławnym są podane na rys. 25.

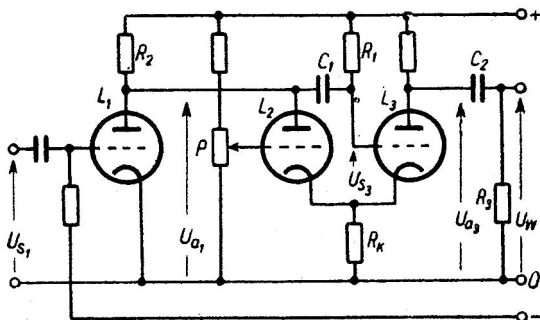
12.5. UKŁAD OPÓŹNIAJĄCY IMPULSY

Układ opóźniający impulsy powinien spełniać następujące wymagania:

- a) opóźnienie impulsów powinno odbywać się tak, aby każdorazowo był dokładnie znany czas opóźnienia;
- b) opóźnienie nie powinno zmieniać się w czasie, a więc nie może zależeć od parametrów użytych lamp;
- c) kształt impulsów na wyjściu z układu powinien być taki, jak na wejściu do niego, a ich amplituda dostatecznie duża.

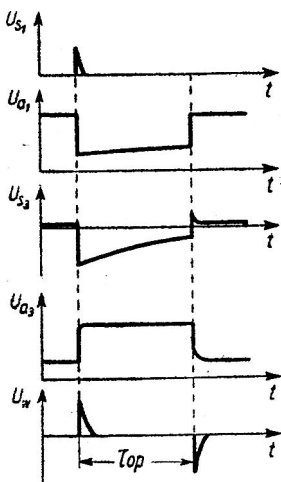
Jednym z możliwych rozwiązań byłoby zastosowanie wieloogniowej linii opóźniającej; przez odpowiedni system przełączania można by uzyskać skokową regulację opóźnienia. Zastosowanie linii nie byłoby jednak celowe z dwóch względów: po pierwsze, maksymalne opóźnienie rzędu 0,5 ms wymagałoby linii dużej wymiarowo, złożonej z wielu ogniów; po drugie impuls po przejściu przez linię zatraciłby ostrość czoła, a także uległby dość znacznemu stłumieniu. Z tych względów stosuje się tu z reguły układy lampowe, oparte na zasadzie multiwibratora monostabilnego.

Jeden z najczęściej stosowanych układów opóźniających przedstawiono na rys. 26. W stanie spoczynku lampy L_1 i L_2 nie przewodzą, lampa L_3 przewodzi, ponieważ potencjał jej siatki w stosunku do katody jest dodatni, podczas gdy lampa L_2



Rys. 26. Układ opóźniający impulsy.

z dzielnika napięć otrzymuje znacznie niższe napięcie. Lampa L_1 zatkana jest dużym ujemnym napięciem z dodatkowego źródła. Kondensator C_1



Rys. 27. Przebiegi napięć w układzie opóźniającym impulsy z rys. 26.

jest naładowany do napięcia równego praktycznie różnicy potencjałów na zaciskach oporu R_1 . Dodatni impuls, który ma być opóźniony, przychodzi na siatkę lampy L_1 i odtyka ją. W wyniku tego potencjał połączonych anod lamp L_1 i L_2 gwałtownie się obniża, a powstały w ten sposób impuls ujemny zatyka lampę L_1 przez kondensator C_1 . Dzięki sprzężeniu na oporze R_K jednocześnie zaczyna płynąć prąd anodowy lampy L_2 . W momencie tym potencjał katod lamp L_2 i L_3 uzależniony jest od wielkości prądu anodowego lampy L_2 , czyli od położenia suwaka potencjometru P . Taki stan układu nie jest jednak stabilny, gdyż kondensator C_1 zaczyna się rozładowywać przez opory R_1 i R_2 i potencjał siatki lampy L_3 rośnie, aż wreszcie lampa L_3 zaczyna przewodzić. W tym momencie układ wraca do stanu wyjściowego. Obecność kondensatora C_1

powoduje znaczne przyspieszenie tego procesu. Pracę układu ilustrują wykresy czasowe napięć (rys. 27).

Czas trwania okresu quasi-stabilnego wyznacza potencjał katod lamp L_2 i L_3 , gdyż od niego zależy napięcie, do którego musi się rozładować kondensator C_1 , aby lampą L_3 zaczęła przewodzić. Położenie suwaka potencjometru P określa wielkość ujemnego impulsu, przekazywanego na siatkę lampy L_3 . Można wykazać, że przy odpowiednim doborze parametrów układu czas trwania okresu quasi-stabilnego jest liniową funkcją napięcia siatkowego lampy L_2 . Na anodzie lampy L_3 otrzymujemy prostokątny dodatni impuls o długości okresu quasi-stabilnego. Za pomocą układu C_2R_3 impuls prostokątny różniczkuje się; wyzyskany zostaje jedynie impuls ujemny, który jest już opóźniony w stosunku do impulsu uruchamiającego. Zaletą opisanego układu jest łatwość skalowania opóźnienia przez przecechowanie potencjometru P , a także prostota i duża pewność działania.

13. ZASILANIE

13.1. DANE OGÓLNE

Oscylograf impulsowy, jako urządzenie dość złożone, posiada szeroko rozbudowany układ zasilania. Źródła zasilania oscylografów można podzielić na dwie grupy: do pierwszej grupy należy zasilanie lampy oscylograficznej wysokim napięciem; drugą grupę stanowią źródła napięć anodowych wzmacniaczy, generatorów podstawy czasu i urządzeń pomocniczych.

13.2. ŹRÓDŁA WYSOKIEGO NAPIĘCIA

Wymagane napięcie przyspieszające dla średnich lamp wynosi od 1,5 do 3 kV, a dla lamp z przyspieszeniem po odchyleniu od 4 do 6 kV. Natężenie prądu potrzebne do zasilania lamp po uwzględnieniu oporowych dzielników napięć jest rzędu 1 mA. Najczęściej stosowany jest jednopolówkowy układ prostowania z lampą próżniową. Układ ten wymaga tylko jednego uzwojenia wtórnego transformatora, filtracja zaś przy małym prądzie nie stanowi wielkich trudności. Do prostowania stosuje się również prostowniki selenowe, zwłaszcza w układach powielających napięcie. W tych układach mają one tę przewagę nad lampami prostowniczymi, że odpadają trudności z izolacją uzwojeń żarzenia. W celu zmniejszenia rozmiarów transformatora, uniknięcia kłopotów z izolacją uzwojeń i uproszczenia filtrów stosuje się niekiedy prostowanie na powiększonej częstotliwości. Układ składa się z generatora akustycznej lub wielkiej częstotliwości zasilanego stałym napięciem rzędu 300 V. Napięcie generowane transformuje się do wartości potrzebnej. Przy zwiększonej częstotliwości zmniejsza się wielkość transformatora; ponie-

waż można zastosować transformator powietrzny, zmniejszą się również wartości elementów filtru, które są odwrotnie proporcjonalne do kwadratu częstotliwości. Wadą tego urządzenia jest skomplikowana budowa i ewentualne zakłócenia wnoszone przez generator.

13.3. ŹRÓDŁA NAPIĘĆ DLA POZOSTAŁYCH URZĄDZEŃ

Stopnie końcowe wzmacniaczy odchylenia pionowego i generatorów podstawy czasu wymagają napięć anodowych od 400 do 500 V przy prądach dochodzących do kilkuset mA. Prostowanie przeprowadza się zwykle w układzie dwupołwkowym na lampach gazowanych z filtrami o wejściu dławkowym. Stopnie końcowe w układzie przeciwsobnym posiadają tę zaletę, że napięcie wyjściowe ma przydźwięk prostowania będący różnicą napięcia przydźwięku pochodzącego od obu lamp. Wypadkowy przydźwięk w układzie przeciwsobnym jest wynikiem asymetrii układu i stanowi kilka procent przydźwięku źródła. Dzięki temu wystarcza użycie w filtrze tylko jednego członu LC , co ma duże znaczenie przy prostowaniu dużych prądów. Wzmacniacze, generatory podstawy czasu i urządzenia pomocnicze zasilają się z reguły ze stabilizatorów elektro-
nowych. Stabilizatory dają bardzo mały przydźwięk, co jest ważne dla pierwszych stopni wzmacniaczy odchylenia pionowego. Przy stosowaniu stabilizatora unika się wieloczłonowych filtrów LC , które czasem pomijają się w ogóle. Stabilizatory posiadają bardzo mały opór wewnętrzny, co jest szczególnie pożądane wobec zasilania równoległego urządzeń, których wzajemne oddziaływanie na siebie poprzez źródło zasilające byłoby wysoce niepożądane. Całkowita moc zasilania napięć anodowych i żarzenia lamp dochodzi, przy dużych oscylografach, do 1 kW.

14. PRAKTYCZNE WYKONANIE OSCYLOGRAFU IMPULSOWEGO

Oscylograf impulsowy, wykonywany obecnie w Katedrze Miernictwa Elektronowego Politechniki Wrocławskiej, stanowi jedno z możliwych rozwiązań takiego oscylografu. Obejmuje on niemal wszystkie urządzenia omówione wyżej, z wyjątkiem bloku impulsatora, który pominięto wobec posiadania specjalnego generatora impulsów.

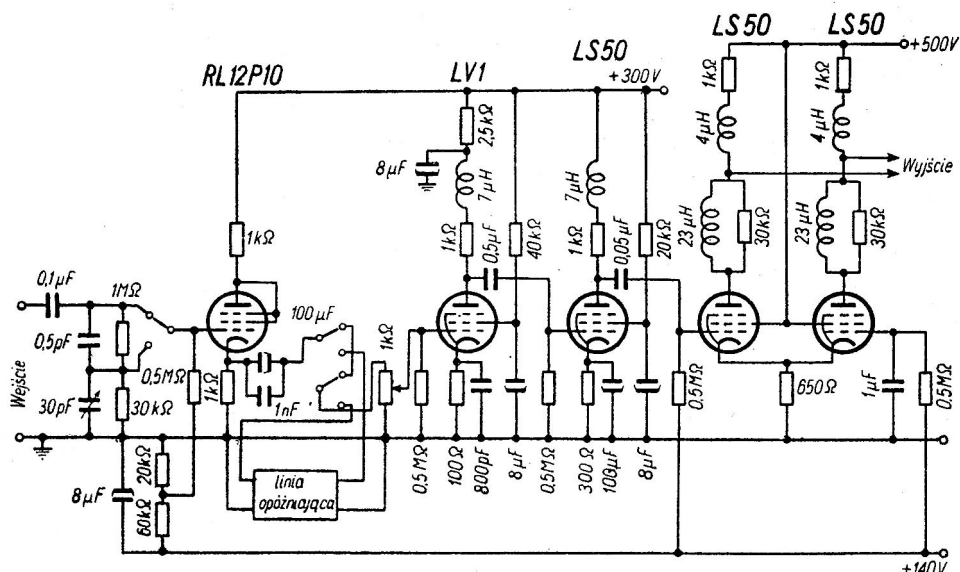
Rozwiązanie schematu oscylografu nie jest najlepsze; podyktowane ono było jednak przede wszystkim lokalnymi warunkami materiałowymi. W oscylografie zastosowano dwustrumieniową lampę oscylograficzną HR2/100/1,5 wziętą z urządzeń radarowych. Lampa ta niezbyt nadaje się do badania przebiegów impulsów z dwóch przyczyn: przede wszystkim brak jej przyspieszenia poodchyleniowego, a ponadto zielony kolor ekranu nie jest korzystny przy dokonywaniu zdjęć fotograficznych. Zaletą lampy

jest natomiast duża jasność przy dobrej ostrości punktu świetlnego, już przy napięciu anodowym 2 kV.

Wzmacniacz odchylenia pionowego wykonany przez autorów dla oscylografu posiada wzmocnienie około 100 V/V, szerokość pasma od 18 c/s do 9 Mc/s z nierównomiernością mniejszą od 2 dB. Schemat wzmacniacza pokazany jest na rys. 28.

Dzielnik napięcia wejściowego ma dwa położenia: bezpośrednie i odpowiadające tłumieniu napięcia wejściowego o 30 dB.

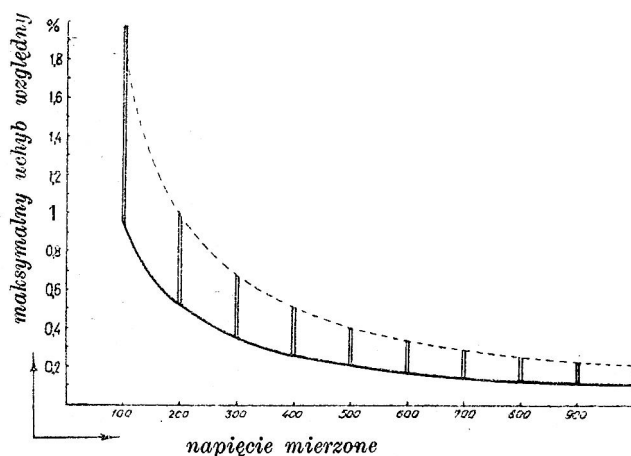
Dzielnik jest skompensowany, posiada on opór wejściowy około 1 M Ω i pojemność około 5 pF. Pierwszym stopniem jest wtórnik katodowy zastosowany w celu umożliwienia ciągłej regulacji wzmocnienia za po-



Rys. 28. Schemat wzmacniacza osi Y oscylografu impulsowego Katedry Miernictwa Elektronowego.

mocą potencjometru włączonego do obwodu katody. Wtórnik umożliwia poza tym włączanie linii opóźniającej. Następne dwa stopnie mają opory anodowe po 1 k Ω i układ korekcyjny z wyrównaniem bocznikowym indukcyjnością 7 μ H. Stopień z lampą LV1 posiada opór katodowy 100 Ω , zablokowany pojemnością 800 pF, która tworzy dodatkowy układ korekcyjny podnosząc wzmocnienie w zakresie 6 do 9 Mc/s o 50%. W stopniu tym zastosowano również korekcję charakterystyki dla małych częstotliwości przez włączenie w szereg z oporem anodowym oporu 2,5 k Ω blokowanego pojemnością 8 μ F. Układ ten kompensuje zniekształcenia wzmacniacza przy małych częstotliwościach.

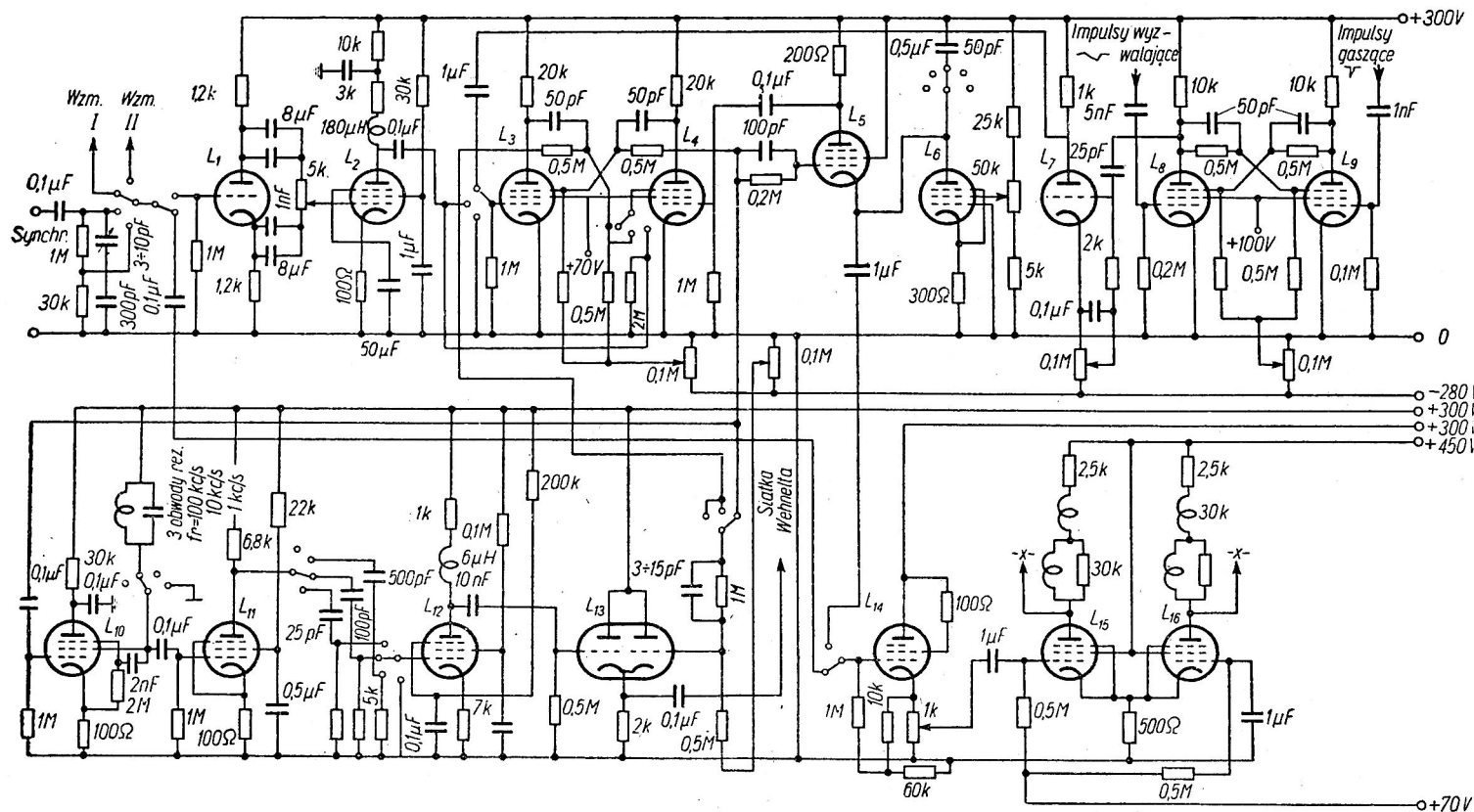
Stopień końcowy wzmacniacza wykonany jest w układzie przeciwsobnym z własnym odwracaniem fazy. Przy lampie oscylograficznej HR2/100/1,5 o średnicy ekranu 100 mm, a więc mniej w porównaniu z typowymi lampami używanymi w urządzeniach impulsowych, okazało się konieczne pełneysterowanie ekranu lampy. Wymaga ono napięcia wyjściowego ze wzmacniacza o wartości $120 V_{sk}$. Przy oporach anodowych $1 k\Omega$, dobranych dla uzyskania pożądanego pasma, układ wymagał dużych zmian prądów lamp. Najodpowiedniejszą lampą dla stopni końcowych w tych warunkach okazała się pentoda LS 50. Dzięki ujemnemu sprzężeniu zwrotnemu w stopniu końcowym uzyskano małe zniekształcenia nieliniowe, wynoszące przy pełnymysterowaniu $k < 5\%$. Stopień wyjściowy, dzięki dużym pojemnościom pasożytniczym, posiada decydujący wpływ na przebieg charakterystyki wzmocnienia całego wzmacniacza. Przez zastosowanie korekcji czwórnikowej uzyskano wyma-



Rys. 29. Charakterystyka częstotliwości wzmacniacza z rys. 28.

ganą szerokość pasma. Na rysunku 29 przedstawiona jest charakterystyka częstotliwości wzmacniacza. Oscylograf impulsowy dwustrumieniowy wykonywany przez autorów posiada dwa oddzielne, analogiczne wzmacniacze odchylenia pionowego.

W omawianym oscylografie znajdują się dwa bloki generatora podstawy czasu. Blok pierwszy, którego schemat podano na rysunku 30, obejmuje generator periodycznej podstawy czasu. Po odpowiednim przełączeniu może on pracować jako wyzwalany generator podstawy czasu i jako ekspandor osi czasowej. Blok drugi stanowi pomocniczy generator okresowej podstawy czasu, który współpracuje z drugim systemem od-



Rys. 30. Schemat generatora podstawy czasu, znacznika czasu i wzmacniacza osi X oscylografu impulsowego
Katedry Miernictwa Elektronowego.

chylającym lampy oscylograficznej. Obydwa bloki uzupełnione są identycznymi wzmacniaczami osi X , o wzmocnieniu około 7 V/V i paśmie przepuszczania od 5 c/s do 3,5 Mc/s. Ciągłą regulację wzmocnienia umożliwia zastosowanie przed wzmacniaczem wtórnika katodowego.

Generatory okresowej podstawy czasu wykonane są w układzie multiwibratora Puckle'a. Pracują w zakresie od 10 c/s do 350 kc/s, dostarczając 70 V napięcia szczytowego, przy nieliniowości mniejszej niż 1%. Generator wyzwalanej podstawy czasu stanowi połączenie multiwibratora Puckle'a z układem flip-flop. Szybkość narastania napięcia może być regulowana w granicach od 0,7 V/ms do 25 V/ μ s. Opóźnienie pomiędzy impulsem wyzwalającym a momentem zadziałania generatora wynosi około 0,2 μ s; amplituda ujemnego impulsu, niezbędna do uruchomienia układu, wynosi 0,7 V.

Napięcie synchronizacyjne dla generatorów otrzymuje się z oporu obciążenia wtórnika katodowego. Obydwa generatory posiadają podobny wzmacniacz synchronizacji o wzmocnieniu około 15 V/V przy częstotliwościach do 3 Mc/s, poprzedzony selektorem fazowym. Aby umożliwić synchronizację z obcego źródła, omawiany wzmacniacz zaopatrzony jest w dzielnik napięcia, który może być wyzyskany przy użyciu samego tylko wzmacniacza osi X .

Ekspandor osi czasowej pracuje w układzie generatora wyzwalanej podstawy czasu. Do jego uruchomienia służy dodatkowy układ flip-flop, sterowany ujemnymi trójkątnymi impulsami z pomocniczego generatora podstawy czasu za pośrednictwem urządzenia, opisanego poprzednio (por. rys. 18). Wykorzystano tu diody lampy EBL 21, która pracuje w układzie wtórnika katodowego, sterującego wzmacniacz osi X we wzmiarkowanym generatorze.

Prostokątne dodatnie impulsy, uzyskiwane na oporze anodowym lampy L_8 , różniczkuje się i steruje się nimi normalnie zatkaną lampę L_7 . Otrzymane na jej oporze anodowym krótkie ujemne impulsy uruchamiają następnie generator.

Do wygaszania lub rozjaśniania ekranu wyzyskuje się dodatnie lub ujemne prostokątne impulsy, powstające na oporach anodowych lamp drugiego układu flip-flop. Na siatkę jasności przekazuje się je za pośrednictwem wtórnika katodowego, który zapewnia niewielkie obciążenie pojemnościowe wspomnianych oporów.

Znacznik czasu tworzą lampy L_{10} , L_{11} i L_{12} . Lampa L_{10} pracuje w układzie generatora transytrowego. Generator jest synchronizowany impulsami wygaszającymi, odbieranymi z bloku generatora podstawy czasu. Lampa L_{11} stanowi wzmacniacz obcinający. Prostokątne impulsy, uzyskiwane na jej oporze anodowym, różniczkuje się układem RC , a otrzymane krótkie impulsy o polaryzacji na przemian dodatniej lub ujemnej

doprowadza się do siatki lampy L_{12} . Lampa ta normalnie jest zatkana dzięki dodatkowemu obciążeniu prądem jej oporu katodowego i tylko dodatnie impulsy mogą ją uruchomić. Występujące na oporze anodowym impulsy ujemne wyzyskuje się do chwilowego wygaszania lampy oscylograficznej i w ten sposób cechuje się oś czasu. Znacznik dostarcza impulsów o częstotliwościach 1 kc/s, 10 kc/s i 100 kc/s.

W bloku opisanym zastosowano następujące lampy: L_1, L_7 — 6J5; $L_2, L_{10}, L_{11}, L_{12}$ — LV1; L_3, L_4, L_8, L_9 — 6SK7; L_5, L_{14} — EBL21; L_6 — EF6; L_{13} — 6N7; L_{15}, L_{16} — LS50.

Oscylograf posiada dwa niezależne bloki zasilania: jeden z nich dostarcza napięcia 500 V/1 A dla stopni końcowych i wykonany jest na dwóch gazotronach typu 872A. Blok drugi dostarcza napięcia anodowego dla pozostałych stopni (300 V/400 mA), przy czym napięcie to jest stabilizowane stabilizatorem elektronowym. Jako lamp szeregowych użyto pięciu lamp 6P3; w układzie wzmacniacza prądu stałego zastosowano podwójną triodę 6N9. Opór wewnętrzny stabilizatora wynosi około 1 Ω , co dostatecznie zabezpiecza zasilane bloki przed sprzęganiem się na oporności źródła.

Pobór mocy przez urządzenie wynosi około 1500 VA, ciężar jego około 130 kg.

LITERATURA

- [1] N. Kryłow, *Teoreticzeskije osnovy radiotiechniki*, Moskwa — Leningrad (1951).
- [2] A. Smoliński, *Zasady wzmacniania*, 2, Warszawa (1952).
- [3] O. S. Puckle, *Time bases*, New York (1945).
- [4] J. Rider, *Encyklopedia of kathode-ray oscilloscopes and their uses*, New York (1950), J. Rider Publisher.
- [5] A. A. Sonin, *Radiotiechniczeskije metody issledowanija izluczenij*, Moskwa — Leningrad (1951).
- [6] *Sowremiennyj katodnyj oscillograf*, 1, Moskwa (1951).
- [7] L. P. Maliawkin, *Żurnal Tiechniczeskoj Fiziki*, 22, nr 10.

Katedra Miernictwa Elektronowego

Wpłynęło 26 stycznia 1954 r.

ОСЦИЛЛОГРАФ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ПРОЦЕССОВ

Современный импульсный осциллограф создает возможность исполнения ряда измерений электрических процессов единичного и периодического характера. Осциллограф имеет обширно развернутый блок генератора основания времени, который объемлет генераторы периодической и ждущей развертки и экспандор оси времени. Усилитель осциллографа выполнен обычно на диапазон частоты приблизительно от 10 гц до 10 мггц. Устройство дополнительно снабжено генератором временных отметок и генератором импульсов.

В статье рассматривается принцип действия чаще всего применяемых систем, входящих в состав импульсного осциллографа, и приводятся основные конструкционные проблемы.

В заключении статьи описана система импульсного осциллографа, построенного Кафедрой Электронных Измерений Вроцлавского Политехнического Института. Осциллограф является двухлучевым. Диапазон частот проходящих через усилитель: 20 гц до 9 мГц. Генератор периодического основания времени дает скачкообразное напряжение с постоянно регулируемой скоростью увеличения в пределах от 0,7 V/ μ сек до 25 V/ μ сек. Показатель времени создает импульсы имеющие частоты 1 кГц, 10 кГц, 100 кГц, которые модулируют яркость осциллографической лампы. Все устройство питается электронным стабилизатором, с исключением конечных степеней усилителя, которые ввиду большого количества поглощаемого ими тока (в сумме 1 А) получают питание от выпрямителя со ртутными лампами.

OSCILLOGRAPH FOR THE STUDY OF PULSE PROCESSES

The modern pulse oscillograph makes it possible to carry out a series of measurements of voltages or currents of single and periodical characters. It has an extensively developed time base generator block which comprises the periodical and single stroke time bases generators and a time axis expander. The oscillograph amplifier is made as an amplifier for frequency range from about 10 c. p. s. up to about 5 to 10 Mc. p. s. The device is supplied with a time marker and a pulse generator.

In the paper are discussed the principles of operation of the most frequently used systems which go to make up the pulse oscillograph, the essential constructional problems being given.

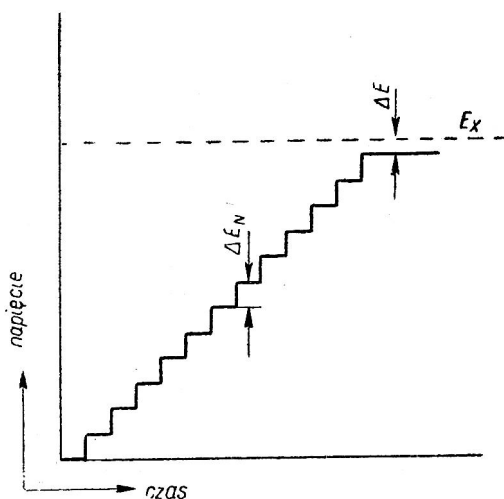
In the conclusion of the paper the system of the pulse oscillograph constructed at the Chair of Electronic Measurements of the High Technical School, Wrocław, is described. The oscillograph is a dubble-beam one. The frequency range passed by the amplifier is 20 c. p. s. to 9 Mc. p. s. The periodical time base generator supplies voltage the growth rate of which is controlled continuously within the limits from 0,7 V p. ms. to 25 V p. μ s. The time marker generates pulses of frequency of 1 kc. p. s., 10 kc. p. s., and 100 kc. p. s. which modulate the brightness of the oscillograph tube. The unit is supplied from an electron stabilizer, except for the final amplification stages which, because of the large current taken (1A in all), are supplied from a mercury-vapour rectifier.

ELEKTROMECHANICZNE IMPULSOWE MIERNIKI
NAPIĘCIA BEZ BŁĘDÓW SUBIEKTYWNYCH

Z. KARKOWSKI, mgr inż., adiunkt Katedry Miernictwa Elektronowego

Elektromechaniczne impulsowe mierniki napięcia bez błędów subiektywnych pracują na zasadzie kompensacji napięcia mierzonego zmieniającym się skokowo napięciem porównawczym. Opisany jest schemat blokowy miernika i najważniejsze jego elementy: detektor różnicowy i źródło napięć porównawczych. Przeprowadzono szczegółową analizę uchybów miernika oraz podano szereg wzorów i wykresów ułatwiających projektowanie tego typu urządzeń.

W artykule *Przyrządy pomiarowe bez błędów subiektywnych* [1] podano zasadę działania i zestawiono możliwości wykonania mierników impulsowych o odczycie cyfrowym. W niniejszej pracy omówiono wykonane na tej zasadzie mierniki elektromechaniczne. Ze względu na małe szybkości pomiaru, które uzyskuje się za pomocą urządzeń elektromechanicznych oraz z powodu trudności stosowania wzorców częstotliwości w zakresie od 10 do 50 c/s, właściwych dla urządzeń przekąźnikowo-wy-bierakowych, wzorcem odniesienia w omawianych miernikach jest ogniwo normalne. Przebieg zmian napięcia porównawczego w kompensacyjnych miernikach impulsowych podany jest na rys. 1. Napięcie porównawcze E_N wzrasta skokami o wartości ΔE_N do momentu, gdy różnica ΔE między nim a badanym napięciem E_X stanie się mniejsza od ΔE_N . Potem następuje wyłączenie

Rys. 1. Przebieg kompensacji przy stałym ΔE_N .

podany jest na rys. 1. Napięcie porównawcze E_N wzrasta skokami o wartości ΔE_N do momentu, gdy różnica ΔE między nim a badanym napięciem E_X stanie się mniejsza od ΔE_N . Potem następuje wyłączenie

urządzenia. Wynik pomiaru odczytujemy z licznika wskazującego liczbę skoków ΔE_N zachodzących w czasie regulacji. Wtedy

$$E_X = n \Delta E_N \pm \Delta E_N, \quad (1)$$

gdzie n — odczyt na skali licznika.

Jak widzimy z powyższego, pomiar możemy wykonać z bezwzględną dokładnością nie mniejszą niż ΔE_N pod warunkiem, że licznik działa zupełnie pewnie. Uchyb względny $\delta_{\max}$ pomiaru jest zależny od wartości E_X :

$$\delta_{\max} = \frac{\Delta E_N}{E_N} \approx \frac{\Delta E_N}{E_X}. \quad (2)$$

Dla zmniejszenia uchybu $\delta_{\max}$ należy dobrać napięcie skoku ΔE_N możliwie małe.

Czas pomiaru wyniesie

$$\tau = \frac{E_X}{\Delta E_N} \cdot \frac{1}{f_g} = \frac{1}{\delta_{\max}} \cdot \frac{1}{f_X} = \frac{T_g}{\delta_{\max}}, \quad (3)$$

gdzie

f_g — częstotliwość impulsowania,

T_g — odpowiadający jej okres impulsu.

Wzór (3) można napisać w postaci:

$$\tau = T_g(100A + 10B + C), \quad (3a)$$

gdzie A , B i C — cyfry odczytów w obrębie każdej z dekad.

Ze względu na to, że częstotliwości impulsowania w większości urządzeń elektromechanicznych nie przekraczają 50 c/s, otrzymamy minimalny czas pomiaru

$$\tau_{\min} = 0,02 \frac{E_X}{\Delta E_N} = \frac{0,02}{\delta_{\max}} \text{ sek.} \quad (3b)$$

Jeżeli przyjmiemy maksymalny uchyb względny, np. 1^o/₁₀₀, to otrzymamy $\tau_{\min} = 20$ sek. Czas ten jest dosyć długi, co stanowi zasadniczą wadę urządzeń pomiarowych tego typu. Równanie (3) można napisać w postaci:

$$\tau_{\min} \delta_{\max} = T_g. \quad (4)$$

Równanie to przedstawia zależność między szybkością pomiaru a maksymalnym uchybem przy danej szybkości impulsowania.

Urządzenia mechaniczne ze zmianą napięcia stałymi skokami ΔE_N mogą być stosowane tylko przy pomiarach wielkości zmieniających się powoli w czasie. Zaletą tych urządzeń jest ich niezaprzeczalna prostota wykonania i pewność działania. Chcąc uzyskać krótki czas pomiaru

przy badaniu wielkości zmiennych w czasie lub ze względu na liczbę przeprowadzonych pomiarów, stosuje się metodę zmiany napięć stałymi skokami ΔE_N raczej w urządzeniach elektronowo-impulsowych, gdzie bez specjalnych trudności można zwiększyć częstotliwość impulsowania do 10^4 c/s.

W urządzeniach elektromechanicznych stosuje się metodę dekadowej zmiany ΔE_N i kompensację wielokrotną, której przebieg podano na rys. 2.

Kompensację przeprowadza się najpierw dużymi skokami ΔE_N ; następnie dekadowo zwiększa się czułość detektora różnicowego i kompensacja zachodzi skokami odpowiednio mniejszymi. Metoda ta pozwala na znaczne skrócenie czasu pomiaru, który wynosi

$$\tau = \frac{1}{f_a} (A + B + C + \dots), \quad (5)$$

gdzie A , B i C — cyfry odczytów w obrębie każdej z dekad.

Wzór (5) jest ważny, jeżeli czasy potrzebne do uruchomienia i przełączenia wszystkich elementów układu są małe w porównaniu z okresem generatora impulsów sterujących i można je pominąć.

Jeżeli czas przełączeń wynosi t_1 , to dokładniejszy wzór będzie miał postać:

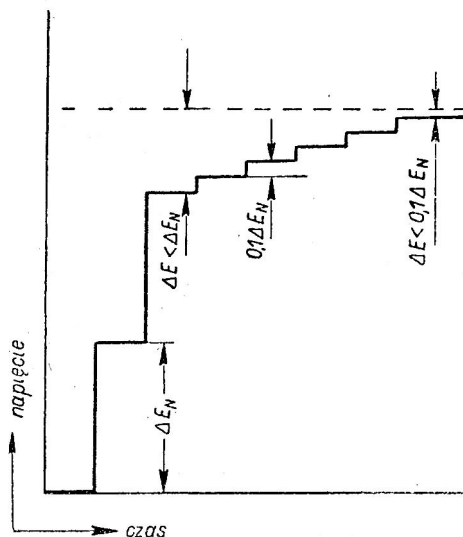
$$\tau = \frac{1}{f_a} (A + B + C + \dots) + t_1(n - 1), \quad (5a)$$

gdzie n oznacza liczbę dekad.

Maksymalny czas pomiaru otrzymamy podstawiając $A=B=C=9$ i wtedy

$$\tau_{\max} = \frac{1}{f_a} [9n + t_1 f_a (n - 1)]. \quad (6)$$

Metoda zmienianych ΔE_N jest bardzo korzystna, jeśli chodzi o skrócenie czasu pomiaru, jednakże pociąga za sobą konieczność zmiany czułości detektora różnicowego i wielkości skoków napięcia porównania w stosunku dziesiętnym, co znacznie komplikuje konstrukcję przyrządu. Poza tym konieczne jest dodatkowe urządzenie umożliwiające przepro-

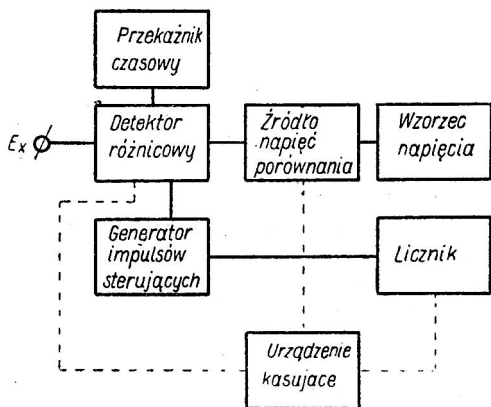


Rys. 2 Przebieg kompensacji przy dekadowo zmienianym ΔE_N .

wadzenie pomiaru, jeżeli w obrębie którejś z dekad napięcie jest mniejsze od skoku napięcia porównania i detektor różnicowy nie może zareagować ani przełączyć kompensatora na następną dekadę.

Przed rozpoczęciem pomiaru detektor różnicowy nastawiony jest na największy zakres; jeśli wielkość mierzonego napięcia E_X przekracza wartość ΔE_N , to generator impulsów sterujących zaczyna przysyłać impulsy do źródła napięć porównawczych, co powoduje kompensowanie napięcia E_X skokami ΔE_N tak długo, aż różnica $E_X - n\Delta E_N$ będzie mniejsza od ΔE_N ; wtedy następuje przełączenie zakresu detektora na $0,1\Delta E_N$ i kompensacja skokami $0,1\Delta E_N$ itd. Licznik notuje liczbę impulsów (n)

zachodzącą w czasie regulacji odpowiedniej dekady i podaje wynik pomiaru. Jeśli przy danym zakresie detektora napięcie mierzone jest za niskie aby układ mógł zareagować, następuje zmiana czułości detektora przez impuls wysłany z przekaźnika czasowego i kompensacja przebiega dalej normalnie. Urządzenie kasujące zapewnia powrót układu do stanu wyjściowego.



Rys. 3. Schemat blokowy miernika elektrycznego z dekadową zmianą ΔE_N .

Przy szczegółowym omawianiu elementów układu należy zwrócić szczególną uwagę na detektor różnicowy i źródło napięć porównawczych, które zasadniczo decydują o dokładności pomiaru.

DETEKTOR RÓŻNICOWY

Detektor różnicowy umożliwia porównywanie napięć E_N i E_X i spełnia dwie czynności: reaguje, jeżeli różnica $E_N - E_X$ przekracza wartość założoną, i powoduje uruchomienie generatora impulsów sterujących. Z zasady swego działania detektor jest przyrządem odchyłowym, wskazującym czy $E_N - E_X$ jest mniejsze, czy większe od założonego skoku ΔE_N w przeciwieństwie do układów kompensacyjnych, w których wskaźnik pracuje jako wskaźnik zerowy. Stąd też klasa dokładności detektora wpływa na dokładność wyniku pomiaru. Najprostszym detektorem jest czuły przekaźnik magnetoelektryczny. Ze względu na małą obciążalność styków stosuje się zwykle przekaźnik pośredniczący, który uruchamia resztę urządzenia. Dekadową zmianę czułości detektora przy dwóch stopniach najłatwiej wykonać za pomocą przekaźnika, a przy większej

liczbie stopni za pomocą wybieraka telefonicznego. Jeden z możliwych układów detektora różnicowego przedstawia rys. 4.

Zmianę czułości detektora uzyskuje się przez przełączanie oporności szeregowej w obwodzie przekaźnika P_1 za pomocą wybieraka W , którego szczotkę przesuwają pojedyncze impulsy po każdorazowym odpadnięciu kotwicy przekaźnika P_1 . Dodatkowo wybierak W przeprowadza rozdział impulsów do poszczególnych dekad licznika i źródła napięć porównawczych. Przekaźnik czasowy zmienia czułość detektora, jeśli napięcie mierzone jest niższe niż jednostkowy skok napięcia porównawczego ΔE_N odpowiadający danej dekadzie. Okres wysyłanych przez przekaźnik impulsów dobrany jest tak, aby była spełniona zależność

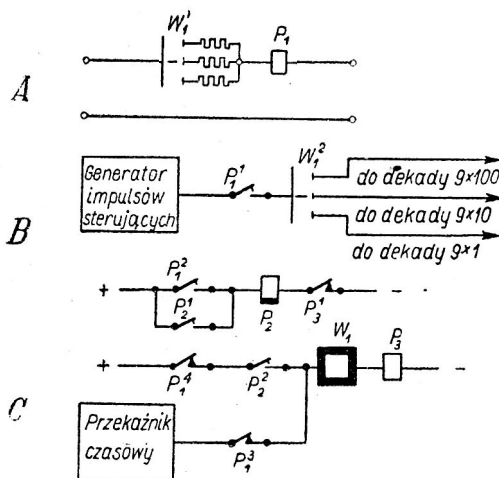
$$f_p \geq \frac{f_a}{9}, \quad (7)$$

gdzie f_p — częstotliwość impulsów przekaźnika czasowego.

Przy spełnianiu zależności (7), równanie (6) określające maksymalny czas pomiaru zachowa swą ważność. Reszta elementów detektora tłumaczy się wprost z rys. 4.

Należy się teraz zastanowić nad uchybami pomiaru spowodowanymi przez układ detektora. Dla obu możliwości kompensacji występują różne warunki pracy, dlatego też powinno się rozpatrzyć niezależnie oba przypadki. Przy stałym skoku ΔE_N nie stawiamy zasadniczo żadnych wymagań co do klasy dokładności detektora, gdyż jego zadaniem jest tylko stwierdzić istnienie różnicy napięć większej od pojedynczego skoku ΔE_N . Detektor może pracować jako przyrząd wychyłowy albo zerowy. Dla prawidłowej pracy detektora ważna jest wielka jego przeciążalność. Ze wzoru (2) wynika, że przy określonym uchybie względnym pomiaru δ wyrażonym w procentach musi być spełniona zależność

$$\Delta E_N = \frac{\delta [\%]}{100} E_x. \quad (8)$$



Rys. 4. Układ detektora różnicowego z woltomierzem stykowym: A — układ zmiany czułości woltomierza stykowego; P_1 — uzwojenie woltomierza stykowego; B — wybierakowy rozdzielacz impulsów do dekad licznika i źródła napięć porównawczych; C — układ sterujący; P_2, P_3 — przekaźniki; W_1 — elektromagnes wybieraka.

Równanie to określa jednocześnie przeciążalność detektora, która wynosi

$$\frac{I_{\max}}{I_{zn}} = \frac{E_X}{\Delta E_N} = \frac{100}{\delta_{[\%]}}, \quad (9)$$

gdzie

$I_{\max}$ — maksymalny prąd płynący przez wskaźnik,

I_{zn} — prąd znamionowy wskaźnika.

Tak wielką przeciążalnością nie odznacza się żaden z precyzyjnych przyrządów pomiarowych, pominąwszy oczywiście układy lampowe. Ze względu na to, że nie wymagamy specjalnej dokładności od wskaźnika, możemy dopuścić przeciążalność leżącą w granicach od 20 do 50. Przy większych przeciążeniach należy zastosować ogranicznik z elementem nieliniowym, np. prostownikiem stykowym lub lampą katodową. Przy kompensacji ze zmienianym skokiem ΔE_N konieczne jest zaostrzenie wymagań co do klasy detektora, który przy najwyższej dekadzie musi jeszcze rozróżniać jednostkę dekady najniższej. Klasę wskaźnika określa wzór:

$$kl_{[\%]} < 10^{3-n}, \quad (10)$$

w którym n — ilość dekad.

Wzór (10) można napisać w postaci przekształconej:

$$n < 3 - \lg kl_{[\%]}. \quad (10a)$$

Przeciążalność detektora w przypadku dekadowej zmiany ΔE_N jest znacznie mniejsza, zależna od cyfry odczytu w obrębie danej dekady i nie przekracza dziewięciokrotnej wartości nominalnej. Takim wymaganiom odpowiadają przeciętne rynkowe przyrządy magnetoelektryczne o czułości prądowej od 1 mA wzwyż. Klasa takiego przyrządu, podobnie jak klasa normalnych miliamperomierzy stykowych, nie przekracza zwykle 1%, zwłaszcza że należy uwzględnić stałe przeciążanie jego w czasie pomiarów. Zgodnie ze wzorem (10a) ogranicza to liczbę dekad do trzech. Błędy spowodowane klasą detektora występują przy pomiarze napięć bliskich wartości ΔE_N najwyższej dekady i ich wielokrotności, co można wyjaśnić na przykładzie miernika trójdekadowego o dekadach 9×1 V, 9×10 V, 9×100 V, umożliwiającego pomiar napięć od 1 do 999 V z bezwzględną dokładnością 1 V. Przy pomiarach napięć około 100 V woltomierz stykowy może nie zadziałać, co jest związane z jego klasą. Obszar niepewności działania woltomierza o zakresie 100 V zamyka się zgodnie z definicją klasy przyrządów wskazówkowych w przedziale

$$[100 - kl_{[\%]}] V \leq E_X \leq [100 + kl_{[\%]}]. \quad (11)$$

W tym przedziale napięcie woltomierz może dać styk lub nie dać go, przy czym dla niższych napięć nigdy nie da styku, dla wyższych zaś zawsze da. Rozbijając przedział ze wzoru (11) na dwa przedziały:

$$[100 - kl_{\%1}] \text{ V} \leq E_X \leq 100 \text{ V}, \quad (12a)$$

$$100 \text{ V} < E_X \leq [100 + kl_{\%1}] \text{ V}, \quad (12b)$$

można rozpatrzeć każdy z tych przedziałów osobno.

Napięcie mierzone w przedziale (12a) wynosi E_X , woltomierz daje styk i licznik wskazuje napięcie 100 V. Uchyb względny pomiaru wyniesie:

$$\delta = \frac{100 - E_X}{E_X} \approx \frac{100 - E_X}{100}. \quad (13)$$

Uchyb maksymalny wystąpi dla końca omawianego przedziału

$$\delta_{\max} \approx \frac{100 - [100 - kl_{\%1}]}{100} = \frac{kl_{\%1}}{100}, \quad (13a)$$

czyli

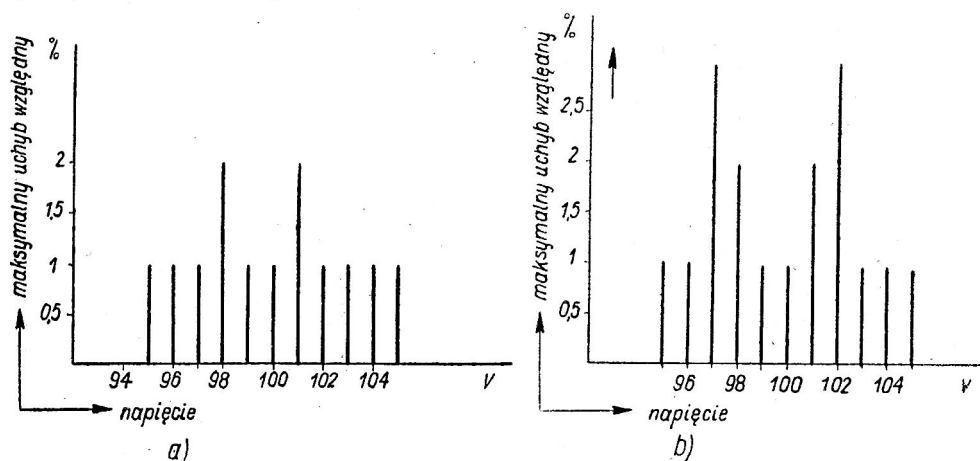
$$\delta_{\max[\%]} = kl_{\%1}. \quad (13b)$$

Jeśli woltomierz nie da styku, to pomiar będzie wykonany przez zmiany napięcia niższymi dekadami z dokładnością określoną przez minimalny skok napięcia kompensacyjnego, tj. $\pm \Delta E_N = 1 \text{ V}$. Analogicznie przedstawiają się uchyby dla napięć zawartych w przedziale (12b). Jeżeli woltomierz nie da styku, to przyrząd wskaże zawsze 99 V, w przeciwnym razie uchyb będzie równy $\pm \Delta E_N$. Wyniki dyskusji są zawarte w poniższej tabelce.

	Przedział I		Przedział II	
	$[100 - kl_{\%1}] \text{ V} \leq E_X \leq 100 \text{ V}$		$100 \text{ V} < E_X \leq [100 + kl_{\%1}]$	
	wskazania przyrządu	uchyb	wskazania przyrządu	uchyb
woltomierz dał styk	100 V	$\delta \approx \frac{100 - E_X}{100}$	zależne od E_X	$\delta \approx \frac{\Delta E_N}{100}$
woltomierz nie dał styku	zależne od E_X	$\delta \approx \frac{\Delta E_N}{100}$	99 V	$\delta \approx \frac{99 - E_X}{100}$

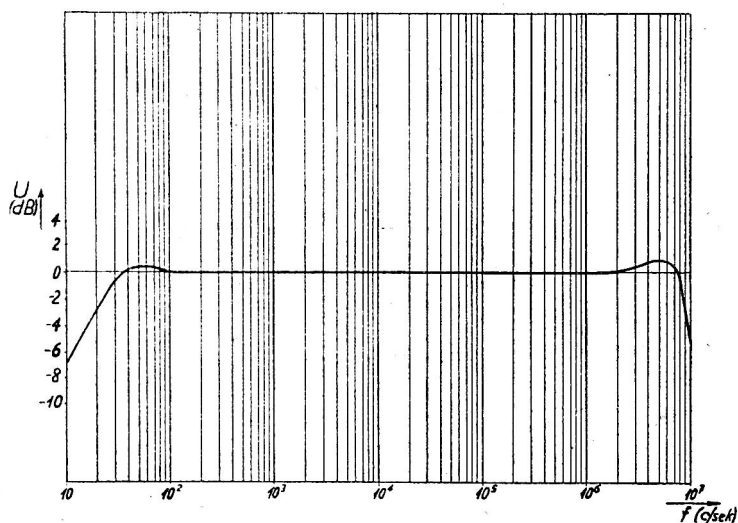
Opisane zjawiska powodują charakterystyczne widmo uchybów maksymalnych przedstawione na rys. 5. Podobnie będzie przy pomiarze napięć bliskich wielokrotności 100 V, ponieważ ich pomiar można przez zmianę napięcia skokami $\Delta E_N = 100 \text{ V}$ sprowadzić do omówionego przypadku. Dla pomiaru wszystkich innych napięć uchyb pomiaru będzie

zależał wyłącznie od minimalnego skoku napięcia kompensacyjnego. Rozkład uchybów względnych przy pomiarze napięć od 100 do 999 V przedstawiono na rys. 6.



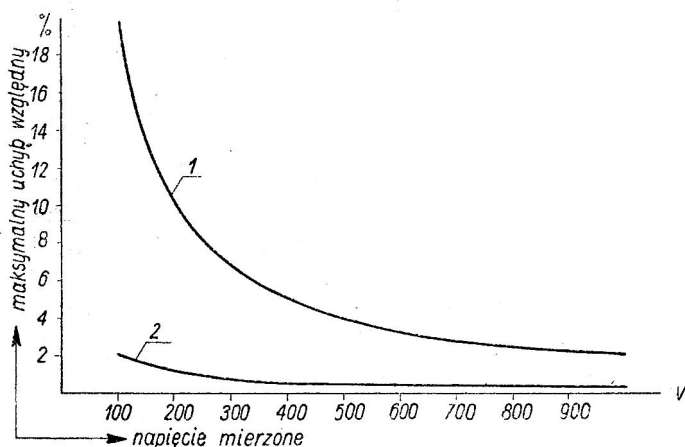
Rys. 5. Widmo maksymalnych uchybów względnych miernika dla napięć bliskich największego skoku napięcia porównawczego: a) woltomierz stykowy klasy 2%, b) woltomierz stykowy klasy 3%.

Porównanie uchybów względnych miernika impulsowego z woltomierzem stykowym o klasie 2‰ i zwykłego woltomierza wskazówkowego



Rys. 6. Rozkład maksymalnych uchybów względnych występujących przy pomiarze napięć miernikiem impulsowym z woltomierzem stykowym klasy 2‰. Najmniejszy skok napięcia porównawczego 1 V: 1 — krzywa uchybów spowodowanych klasą woltomierza stykowego, 2 — krzywa uchybów spowodowanych skończoną wartością skoku napięcia porównawczego.

o zakresie 1000 V i klasie 2% podano na rys. 7, z którego widać, że za pomocą przyrządu impulsowego można wykonać znacznie dokładniejszy pomiar niż przyrządem wskazówkowym przy tej samej klasie wskaźnika. Oczywiście dla napięć niższych od 100 V maksymalny uchyb względny miernika może być znacznie większy, ponieważ jest określony z dokładnością bezwzględną, równą najmniejszemu skokowi napięcia porównawczego. Należy się jeszcze zastanowić, jak zwiększyć dokładność pomiarów w obrębie małych napięć i jak uniknąć uchybów spowodowanych klasą przyrządu dla wartości będących wielokrotnościami skoku ΔE_N najwyższej dekady. Do osiągnięcia tego celu służą następujące środki:



Rys. 7. Porównanie maksymalnych uchybów względnych miernika impulsowego i woltomierza wskazówkowego: 1 — krzywa uchybów woltomierza wskazówkowego klasy 2%, 2 — krzywa uchybów miernika impulsowego z woltomierzem stykowym klasy 2%.

1. Zmniejszenie minimalnego skoku napięcia porównawczego ΔE_N , na które reaguje woltomierz detektora. Ograniczenie w tej metodzie stanowi czułość handlowych miliwoltomierzy stykowych nie przekraczająca zwykle 100 mV dla przyrządów, które dzięki odpowiedniej konstrukcji mechanicznej znoszą stałe 9-krotne przeciążanie.

2. Wykonanie niższej dekady, nie dziewięcio- a dziesięcioskokowej. Pozwoli to na wyeliminowanie uchybów spowodowanych klasą przyrządu dla napięć zawartych w przedziałach

$$n100 \text{ V} \leq E_x \leq [100n + kl_{1\%}],$$

nie wpłynie natomiast na dokładność pomiaru napięć w przedziałach

$$[n100 - kl_{1\%}] \text{ V} \leq E_x \leq [100n] \text{ V}.$$

Postępowanie takie komplikuje znacznie konstrukcję licznika i układu kompensacyjnego, a nie zapewnia wcale wystarczającej dokładności pomiaru.

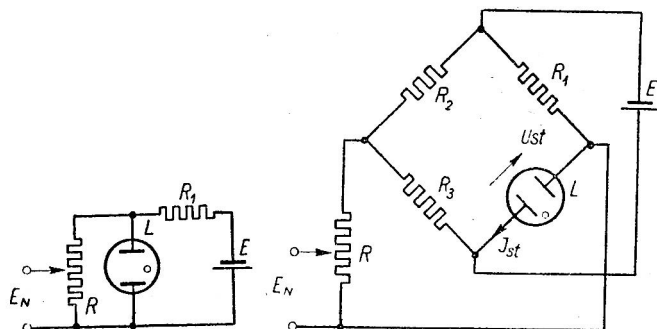
3. Zastosowanie woltomierza wskazówkowego, cechowanego do odczytu napięć niewykompenzowanych, tj. niższych od minimalnego skoku napięcia porównawczego ΔE_N . Kolejne liczby wyniku pomiaru odczytuje się wtedy z licznika z wyjątkiem ostatniej, którą wskazuje woltomierz wskazówkowy. Przez odpowiedni dobór zakresu tego przyrządu i ustawienie zera pośrodku skali unika się uchybów spowodowanych klasą detektora różnicowego i przesuwą się o jedną dekadę zakres napięć mierzonych w kierunku napięć małych. Sam fakt zastosowania tego przyrządu jest wprawdzie sprzeczny z podstawową zasadą miernika o odczycie liczbowym, ale korzyści jakie daje ta metoda i prostota konstrukcji usprawiedliwiają jej zastosowanie. Co do klasy wskaźnika ostatniej dekady nie ma specjalnych wymagań; klasa normalnego przyrządu tablicowego, tj. $\pm 2,5\%$, jest w zupełności wystarczająca, ponieważ przyrząd ten wskazuje zwykle bardzo drobną część napięcia mierzonego E_X . Oczywiście, jeśli przy dobieraniu woltomierza stykowego dla detektora różnicowego posłużymy się wzorem (10), to uchyby spowodowane klasą woltomierza nie wystąpią i całkowity uchyb pomiaru będzie zależny wyłącznie od minimalnego skoku napięcia porównawczego.

ŹRÓDŁO NAPIĘĆ PORÓWNAWCZYCH

Jak wynika z rozważań na temat detektora różnicowego, dokładność pomiarów wykonywanych za pomocą elektromechanicznego miernika nie przekracza zwykle 1‰ przy minimalnym napięciu, na które reaguje wskaźnik rzędu 100 mV. Źródło napięć porównawczych musi zapewnić pełne wykorzystanie możliwości pomiarowych detektora różnicowego, tzn. dawać napięcie stabilizowane z dokładnością lepszą niż 1‰ , przy założonych wahaniami napięcia sieci. Źródło to musi dodatkowo zapewnić dekadową regulację napięć począwszy od 100 mV, a fluktuacje własne napięcia muszą być dużo mniejsze od 100 mV. Warunki takie mogą spełniać stabilizatory jarzeniowe lub elektronowe. W miernikach elektromechanicznych są stosowane częściej stabilizatory jonowe ze względu na dużo prostszą budowę i niższą cenę przy wystarczających właściwościach elektrycznych. Spośród znanych typów stabilizatorów jonowych można stosować stabilizator zwykły lub z mostkową kompensacją oporności wewnętrznej lampy jonowej. Obie możliwości przedstawione są na rys. 8.

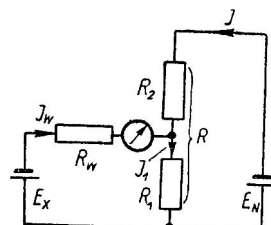
Stabilizator mostkowy zabezpiecza od wahań napięcia sieci znacznie lepiej niż stabilizator zwykły, wymaga jednak pracy przy stałym prądzie

obciążenia. Warunek ten jest dosyć trudny do spełnienia ze względu na małą czułość prądową woltomierzy stykowych stosowanych w detektorze różnicowym. Dla zorientowania się, jaki wpływ na pracę mier-



Rys. 8. Schematy ideowe stabilizatorów jonowych: a) stabilizator zwykły, b) stabilizator mostkowy; R_1 — opór stabilizacyjny, L — lampa jonowa, R — opór do regulacji napięcia porównawczego, R_2 i R_3 — opory stosunkowe mostka

$$\frac{R_2}{R_3} = \frac{R_1}{R_i}, \text{ gdzie } R_i = \frac{\partial U_{st}}{\partial I_{st}}.$$



Rys. 9. Układ zastępczy miernika impulsowego; R_W — oporność woltomierza stykowego; $R = R_1 + R_2$ — opór do regulacji napięcia.

nika wywiera mała oporność woltomierza, należy rozpatrzyć uproszczony układ zastępczy miernika (rys. 9). Ze względu na uproszczenia rozważań pominięto opory wewnętrzne obu źródeł. Z równań Kirchhoffa można dojść do wzoru wyrażającego prąd I_1 płynący przez oporność R_1 :

$$I_1 = \frac{E_X(R - R_1) + E_N R_W}{R_W R + R_1 R - R_1^2}. \quad (14)$$

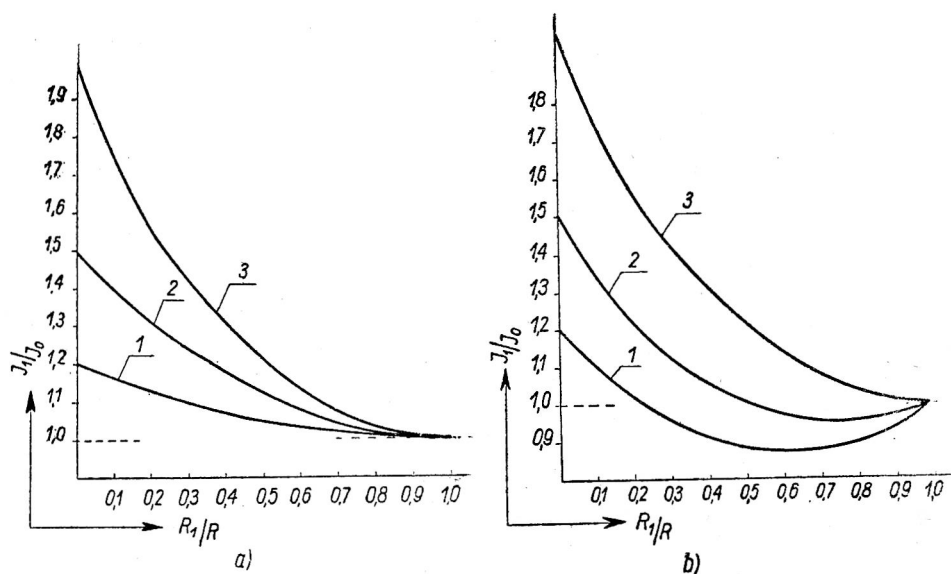
Po przekształceniu

$$I_1 = \frac{E_N}{R} \cdot \frac{\frac{E_X}{E_N} \left(1 - \frac{R_1}{R}\right) + \frac{R_W}{R}}{\frac{R_W}{R} + \frac{R_1}{R} - \left(\frac{R_1}{R}\right)^2}. \quad (14a)$$

Jeśli wartość $\frac{E_N}{R}$ oznaczona jest przez I_0 , to $I_1 = I_0 k$, gdzie

$$k = \varphi \left(\frac{R_1}{R}, \frac{E_X}{E_N}, \frac{R_W}{R} \right) = \frac{\frac{E_X}{E_N} \left(1 - \frac{R_1}{R}\right) + \frac{R_W}{R}}{\frac{R_W}{R} + \frac{R_1}{R} - \left(\frac{R_1}{R}\right)^2}.$$

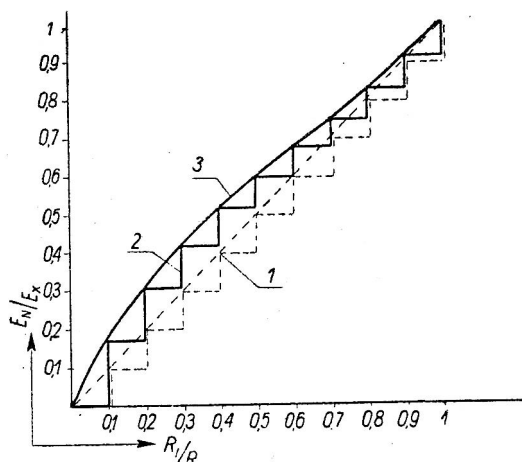
Na rysunku 10 przedstawiono wykres zależności $k = \varphi\left(\frac{R_1}{R}\right)$ przy $\frac{E_X}{E_N}$ i $\frac{R_W}{R}$ = parametr. Zmiana wartości prądu I_1 występująca przy ruchu suwaka potencjometru regulacyjnego powoduje zależność skoków napięcia kompensacyjnego ΔE_N od wartości n , jak to przedstawia rys. 11. Nie jest to zasadniczo przyczyną uchybów pomiarowych, ponieważ przy



Rys. 10. Zależność prądu płynącego przez opór regulacyjny R_1 od stosunku R_1/R . I_0 — prąd przy całkowitej kompensacji napięcia mierzonego ($I_W = 0$). a) $E_X/E_N = 1$, R_W/R = parametr; 1 — krzywa dla $R_W/R = 1$, 2 — krzywa dla $R_W/R = 2$, 3 — krzywa dla $R_W/R = 5$; b) $R_W/R = 1$, E_X/E_N = parametr; 1 — krzywa dla $E_X/E_N = 1$, 2 — krzywa dla $E_X/E_N = 0,5$, 3 — krzywa dla $E_X/E_N = 0,2$.

końcu kompensacji w danej dekadzie prąd w obwodzie wskaźnika dąży do zera, czyli $R_W \rightarrow \infty$ i wpływ obwodu wskaźnika na wartość napięcia kompensacyjnego można pominąć. Zmienia to jednak prąd w obwodzie stabilizatora i przy stabilizatorach mostkowych mogą wystąpić znaczne zmiany napięcia E_N uniemożliwiające osiągnięcie założonej dokładności. Jeśli po przeliczeniu warunków pracy układu zostanie stwierdzone, że stabilizator mostkowy pracuje niezadowolająco, a wahania napięcia sieci przekraczają dopuszczalne dla stabilizatora zwykłego granice, to należy zastosować stabilizację wstępną za pomocą drugiego podobnego stabilizatora lub stabilizatora magnetycznego. Omówione wpływy oporności

obwodu wskaźnika występują tylko przy najwyższej dekadzie, gdzie $\frac{R_W}{R}$ oraz $\frac{E_X}{E_N}$ są bliskie jedności. Można założyć [3], że dla średnich obciążeń (dla kilkudziesięciu miliamperów) przy wahaniach napięcia sieci $\pm 8\%$ układ mostkowy daje wahania napięcia wyjściowego rzędu $\pm 2\text{‰}$, natomiast stabilizator zwykły rzędu $\pm 1\text{‰}$. Różnice są przeto dosyć znaczne i jeśli w układzie istnieje możliwość utrzymania małych zmian prądu obciążenia w czasie kompensacji, to należy zastosować stabilizator mostkowy. Zasadniczą wadą stabilizatorów jonowych jest niepowtarzalność napięć kolejnych zapłonów wywołana starzeniem się lampy, wpływem temperatury itp. Dla rynkowej lampy STV 280/40 współczynnik termiczny napięć zapłonu wynosi około $0,5\text{‰}$ na 1°C . Zmiany starzeniowe napięcia zapłonu przy krótkiej pracy lampy mogą sięgać $0,7\%$ w ciągu doby. Niezależnie od tych obu powoli działających czynników szybkie fluktuacje napięcia są rzędu miliwoltów, wartość ich jest zależna również od temperatury, starzenia się i typu lampy. Ze względu na to, że minimalne napięcia mierzone przez mierniki elektromechaniczne nie przekraczają zwykle 10 mV , wpływ fluktuacji przy normalnych warunkach pracy lampy jarzeniowej można w tych przyrządach pominąć. Znacznie lepsze wartości, jeśli chodzi o stabilizację napięć, posiadają lampy jonowe budowane specjalnie jako wzorce napięć. Pozwalają one na uzyskanie stałości napięcia stabilizowanego rzędu $0,1\text{‰}$ przy współczynniku termicznym $0,4\text{‰}$ na 1°C . Zastosowanie ich bezpośrednio do stabilizacji jest niemożliwe, gdyż zasadniczym warunkiem pracy dla nich jest bardzo mały prąd obciążenia. Niepowtarzalność napięcia zapłonu lampy jonowej zmusza nas do kontroli tego napięcia po każdorazowym załączeniu urządzenia. Kontrolę taką można przeprowadzić za pomocą ogniwa normalnego i odpowiedniego układu kompensacyjnego.



Rys. 11. Przebieg kompensacji napięciowej dla rzeczywistego wykonania miernika impulsowego. 1 — teoretyczny przebieg kompensacji, 2 — rzeczywisty przebieg kompensacji, 3 — rzeczywisty przebieg kompensacji dla nieskończenie małych skoków napięcia porównawczego.

ZAKOŃCZENIE

W niniejszej pracy zostały szczegółowo omówione: detektor różnicowy i źródło napięć porównawczych, stosowane w miernikach elektromechanicznych. Pozostałe elementy miernika są znane z układów automatyki. Mierniki elektromechaniczne z kompensacją dekadową umożliwiają pomiar napięć od 10 mV do 100 V z dokładnością nie przekraczającą 1‰ dla najwyższych napięć mierzonych. Dokładność bezwzględna pomiaru, w zależności od użytego w detektorze różnicowym woltomierza stykowego, zawiera się w granicach od 10 mV do 100 mV. Ze względu na błędy spowodowane klasą tego woltomierza maksymalna liczba dekad nie przekracza trzech. Czasy pomiaru zawierają się w granicach kilku sekund. Mierniki takie mogą być stosowane do seryjnego cechowania większej liczby przyrządów wskazówkowych, zwłaszcza przy użyciu urządzenia drukującego wyniki cechowania. Zwiększenie dokładności pomiaru można osiągnąć przez zastosowanie kompensacji stałymi skokami ΔE_N , co jest trudne do zrealizowania w urządzeniach elektromechanicznych ze względu na bardzo długie czasy pomiaru. Jedynie mierniki elektronowo-impulsowe pozwalają na znaczne zwiększenie szybkości pomiarów przy równoczesnym zmniejszeniu występujących przy pomiarze uchybów.

Na zakończenie składam podziękowanie Ob. prof. A. Jellonkowi za przejrzenie rękopisu oraz za szereg cennych uwag i wskazówek przy pisaniu niniejszej pracy jak również przy opracowywaniu modelu elektromechanicznego miernika.

LITERATURA

- [1] A. Jellonek, Z. Karkowski, *Zeszyty Naukowe Politechniki Wrocławskiej, Elektryka* 1(1954)5.
- [2] B. Schumacher, *Frequenz* 5(1951)121.
- [3] K. Lämchen, *Hochfrequenztechnik u. Elektroakustik* 2(1933)119.
- [4] I. Greenwood, I. Holdam, D. Mac Rae, *Electronic Instruments*, New York (1948), Mc Graw Hill.

Katedra Miernictwa Elektronowego

Wpłynęło 10 lutego 1954 r.

ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ИМПУЛЬСНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛИ
НАПРЯЖЕНИЯ БЕЗ СУБЪЕКТИВНЫХ ПОГРЕШНОСТЕЙ

Работа электромеханических импульсных измерителей напряжения без субъективных погрешностей основана на принципе компенсации измеряемого напряжения при помощи скачкообразно изменяющегося сравнительного напряжения. Измерение можно произвести при помощи равных скачков напряжения ΔE_N , величина которых является решающей для точности измерения. Изме-

рение в таком случае требует слишком много времени, ввиду малой скорости подсчета, получаемой при помощи электромеханического оборудования. Поэтому при этого рода измерителях лучше применять многоступенчатую компенсацию декадно изменяемого скачка ΔE_N . Точность измерения напряжений, близких к наибольшему скачку сравнительного напряжения, зависит от класса контактного вольтметра, примененного в дифференциальном детекторе. Для других напряжений погрешности обуславливаются минимальным скачком сравнительного напряжения. Ввиду применения обычных контактных вольтметров точность измерения в электромеханических импульсных измерителях не превышает 1‰ .

Источником сравнительных напряжений в измерительных приборах этого типа может быть ионный стабилизатор. В настоящей работе рассматриваются специфические условия работы стабилизатора в таких приборах и вносимые им погрешности.

Электромеханические измерительные приборы с декадной компенсацией позволяют произвести измерение напряжений от 10 mV до 100 V с абсолютной точностью от 10 до 100 m в зависимости от чувствительности употребляемого контактного вольтметра. Время измерения заключается в границах нескольких секунд. Результаты измерения — численные на счетчике импульсов.

Такие измерительные приборы могут найти применение при массовом градуировании шкалы измерительных стрелочных приборов.

ELECTROMECHANICAL PULSE METERS OF VOLTAGE WITHOUT SUBJECTIVE ERRORS

Electromechanical pulse meters of voltage without subjective errors work on the principle of compensation of the measured voltage by means of leap changes of comparison voltage. The measurement can be made using equal voltage leaps ΔE_N , the magnitude of the leaps determining the accuracy of measurement. The time of measurement, however, being then very great, because of the low computing speeds obtained in electromechanical devices, it is better to have here a multi-stage compensation using a decade-changed leap ΔE_N . The accuracy of measurement of voltages approaching the greatest leap of comparison voltage depends on the accuracy of the contact voltmeter used in the difference detector. For other voltages the errors are conditioned by the minimum leap of comparison voltage. In view of the use of commercial contact voltmeters, the maximum accuracy of measurement with the electromechanical pulse devices does not exceed 1 per mille.

The source of comparison voltages in this type of meters may be a suitably designed ionic stabilizer. The specific working conditions of the stabilizer in the apparatus and inaccuracies of measurement due to the stabilizer, are given a detailed consideration in the paper.

Electromechanical meters with decade compensation allow the measurement of voltages of 10 mV to 100 V with an absolute accuracy of 10 mV to 100 mV depending on the sensitivity of the contact voltmeter used. The times of measurement are maintained within the limits of a few several seconds. Results are read off in numbers on the pulse counter. Meters of this kind might be used in factories to calibrate pointer-and-scale instruments.

OGNIWA NORMALNE WESTONA STOSOWANE JAKO ŹRÓDŁA NAPIĘCIA PORÓWNAWCZEGO W STABILIZATORACH ELEKTRONOWYCH

JADWIGA KOSENDIAK, mgr inż., st. asystent Katedry Elektroniki

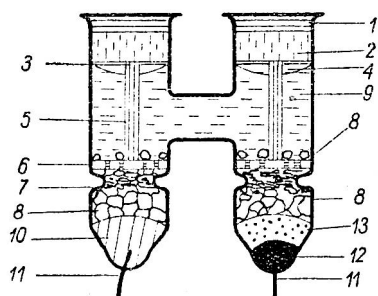
Nasycone obojętne ogniwa Westona zbudowane w Katedrze Elektroniki Politechniki Wrocławskiej były wykonane z surowców krajowych, oczyszczonych metodami laboratoryjnymi i zabezpieczone przed wstrząsami za pomocą krążków polistyrolowych umieszczonych wewnątrz naczynek. Stałość w czasie siły elektromotorycznej ogniwa odpowiada wymaganiom norm radzieckich dla I i II klasy. Ogniwa w wykonaniu miniaturowym będą stosowane w elektronowych stabilizatorach napięcia.

W miernictwie elektronowym często zachodzi konieczność stosowania napięcia o wartości znanej z dużą dokładnością, stałego w czasie i regulowanego od zera do kilkuset woltów. Napięcie takie otrzymuje się najczęściej ze stabilizatorów elektronowych, przy czym stałość napięcia zależy głównie od wzorcowego napięcia porównawczego. Lampy jonowe, jako napięcia odniesienia, nie zapewniają zwykle stałości czasowej lepszej od około 1%, a przy kolejnych łączeniach dają znacznie większe rozrzuty. Dlatego powstał problem zbudowania, jako źródła napięć odniesienia, baterii miniaturowych ogniw normalnych, które zachowałyby stałość i dokładność napięcia w warunkach pracy przyrządu przenośnego. Praca niniejsza podaje ogólną charakterystykę nasyconych obojętnych ogniw Westona oraz wstępne wiadomości o technologii i zachowaniu się ogniw, wykonywanych w Katedrze Elektroniki.

Każdy pomiar — bez względu w jakiej dziedzinie jest wykonywany — wymaga istnienia odpowiedniego wzorca, z którym można porównywać mierzoną wielkość. Dobry wzorec powinien zapewniać: dokładną wartość reprezentowanej przez niego liczby jednostek danej wielkości, jej stałość w czasie, niezmiennosć w razie zmiany warunków pracy i otoczenia, łatwą i dokładną odtwarzalność w dowolnym czasie i w każdym miejscu na kuli ziemskiej, łatwą porównywalność z wielkością mierzoną. W pomiarach elektrycznych jedynie wzorce częstotliwości, siły elektromotorycznej i oporności spełniają większość wymienionych warunków.

Wzorcem siły elektromotorycznej jest normalne ogniwo Westona. Ogniwo takie jest układem elektrochemicznym, złożonym z odpowiednio

dobrych substancji, między którymi zachodzą procesy fizyko-chemiczne. Energię przemian tych procesów, dzięki odpowiedniej konstrukcji ogniwa, można odebrać na zewnątrz w postaci równoważnej ilości energii elektrycznej. Ogniwo jako wzorzec powinno odpowiadać następującym wymaganiom: wartość sem. powinna być zbliżona do jednostki napięcia; sem. ogniwa ma być stała przez długi okres czasu, rzędu kilkunastu, a nawet kilkudziesięciu lat; wartość sem. ogniwa powinna mieć dobrą powtarzalność, zarówno po okresie pracy, po zmianach temperatury otoczenia, jak i między poszczególnymi egzemplarzami, zbudowanymi w dowolnym miejscu i czasie; wartość liczbowa współczynnika termicznego powinna być bliska zera [1].



Rys. 1. Schemat budowy normalnego ogniwa Westona: 1 — piceina, 2 — kork, 3 — parafina, 4 — powietrze, 5 — pałeczka szklana przytrzymująca, 6 — krążek dziurkowany z polistyrolu, 7 — wata szklana, 8 — krysztaly $\text{CdSO}_4 \cdot 8/3 \text{H}_2\text{O}$, 9 — nasycony roztwór siarczany kadmowy, 10 — amalgamat kadmowy, 11 — przepusty platynowe, 12 — rtęć metaliczna, 13 — pasta (siarczan rtęciawy, rtęć, krysztaly siarczany kadmowy).

Te warunki spełnia prawie w zupełności nasycone obojętne kadmowe ogniwo Westona, zwane *normalnym*. Ogniwo normalne zostało po raz pierwszy uznane oficjalnie jako podstawowy, precyzyjny wzorzec sem. przez Międzynarodową Komisję Elektrycznych Jednostek i Wzorców w Londynie w roku 1908. Wartość sem. tego ogniwa wynosi przy 20°C 1,01864 V absolutnych lub 1,01830 V międzynarodowych [2]. W poprawnie zbudowanym ogniwie czwarte miejsce dziesiątne podanej wartości sem., odpowiadające $1 \cdot 10^{-4} \text{ V}$, jest wartością stałą, absolutnie pewną. Miejsce piąte może mieć różne wartości, które zależą od serii ogniwi; po wycechowaniu można je traktować jako wartość znaną. Miejsce szóste ulega wahaniom spontanicznym, których nie da się ani uniknąć, ani dokładnie przewidzieć.

Materiały chemiczne tworzące ogniwo Westona są zazwyczaj zamknięte w szklanym naczyniu w kształcie litery „H” (rys.1). Ten kształt naczynia, zaproponowany w roku 1892 przez Rayleigha, przyjął się powszechnie dla ogniwi wzorcowych. Jest on wygodny przy napełnianiu, zabezpiecza bowiem substancje obu ramion przed zmieszaniem lub przypadkowym wzajemnym zanieczyszczeniem. Zwiększa on także drogę ewentualnej dyfuzji jonów z okolicy bieguna dodatniego do ujemnego, tym samym wpływa korzystnie na czas życia ogniwa. U dołu obu ramion naczynia wtapia się platynowe elektrody przepustowe, które umożliwiają odbiór

energii elektrycznej na zewnątrz. Chemiczną budowę ogniwa Westona można ująć ogólnym schematem:



W ogniwie o takim układzie istnieją systemy elektrochemiczne, tworzące dwa półogniwa. Półogniwo wykonane z dwufazowego amalgamatu kadmowego, pokrytego kryształkami uwodnionego siarczany kadmowego, zawiera ujemny biegun ogniwa. Od strony bieguna dodatniego znajduje się półogniwo wykonane z metalicznej rtęci, pokrytej warstwą siarczany rtęciowego, soli trudno rozpuszczalnej. Ciecżą przewodzącą, łączącą elektrolitycznie oba półogniwa, jest nasycony, obojętny roztwór siarczany kadmowego; stąd też pochodzi nazwa ogniwa. Elektrolit ma anion SO_4^{2-} ; wobec tego stężenie jonów rtęciowych w roztworze w obecności osadu jest stałe. Stan nasycenia cieczy przewodzącej w ogniwie utrzymują (w każdej temperaturze) kryształy hydratu $\text{CdSO}_4 \cdot 8/3 \text{H}_2\text{O}$, umieszczone w roztworze.

Wypadkowa siła elektromotoryczna ogniwa jest algebraiczną sumą wszystkich międzyfazowych różnic potencjałów, które tworzą się wewnątrz ogniwa. Na powierzchniach granicznych faz: metal/roztwór jego jonów, metal/metal, wreszcie ciecz/ciecz — powstaje różnica potencjałów dzięki utworzeniu się *elektrycznej warstwy podwójnej*. Warstwa taka tworzy się wskutek wymiany ładunków elektrycznych między graniczącymi ze sobą substancjami. Wymiana ładunków może zachodzić za pośrednictwem elektronów lub jonów. Może mieć źródło w reakcjach redoksowych, zachodzących przeważnie na granicy faz metal/roztwór jego jonów oraz w dyfuzji termicznej, gdy zmienia się koncentracja jonów wskutek ich wędrowki między warstwami cieczy o różnych temperaturach. Natomiast bezpośrednia wymiana elektronów na granicy faz metal/metal jest zazwyczaj spowodowana różnicą prac wyjścia elektronów z metali, a także defektami siatki krystalicznej [3]. Teoria Nernsta, z końca ubiegłego stulecia, przypisuje tworzenie się sem. zjawiskom jonowym i tłumaczy je w następujący sposób. Metal, zanurzony w roztworze zawierającym jego jony, wysyła do tego roztworu dalsze jony. Na jego powierzchni gromadzą się uwolnione elektrony. Warstwa powierzchniowa metalu ładuje się ujemnie, natomiast jony z roztworu przechodzą do metalu, zabierając z powierzchniowej warstwy cieczy elektrony, w wyniku czego powierzchnia cieczy ładuje się dodatnio. Na powierzchniach styku metalu i elektrolitu tworzy się dzięki takiej wymianie elektronów *podwójna warstwa elektryczna* [4]. O ilości nagromadzonych ładunków jednoimiennych i ich znaku na danej powierzchni

decyduje, między innymi, rodzaj metalu i elektrolitu oraz stężenie jonów metalu w roztworze. Nowsze badania wykazały, że w większości przypadków na granicy faz metal/roztwór jego jonów zachodzą reakcje utleniająco-redukcyjne [5]. W procesach redokсовых zachodzi wymiana elektronów między uczestnikami reakcji. Utleniacz (akceptor) przejmuje elektrony oddawane przez substancję utlenianą, a reduktor (donor) oddaje elektrony substancji redukowanej zgodnie z równaniem



w którym m — ilość wymienianych elektronów.

W przypadku cyniwa Westona reakcja utleniająco-redukcyjna, zachodząca w okolicy bieguna ujemnego, ma przebieg:



Natomiast na biegunie dodatnim reakcja przebiega zgodnie z równaniem:



gdzie e — ładunek elektronu.

Dzięki procesom redokсовym w obu półogniwach zostają umiejscowione w warstwach granicznych pewne ilości ładunków elektrycznych. Z powodu rozdzielania ładunków powstaje różnica potencjałów, którą można w przypadku procesu izobaryczno-izotermicznego obliczyć ze wzoru:

$$V = \frac{RT}{Fz} \ln \frac{a_{\text{utl}}^{\text{utl}}}{a_{\text{red}}^{\text{red}}} + V_0, \quad (5)$$

gdzie

V — różnica potencjałów półogniwa¹⁾,

R — stała gazowa,

T — temperatura bezwzględna,

z — ilość elektronów biorących udział w elementarnej reakcji pomiędzy ν_{red} drobinami reduktora, a ν_{utl} drobinami utleniacza,

F — stała Faradaya,

a — aktywności utleniacza i reduktora,

V_0 — stała zależna tylko od temperatury, ciśnienia i rodzaju półogniwa.

Wielkość różnicy potencjałów półogniwa i jej zmienność w czasie zależą od rodzaju metalu, stężenia jego jonów w roztworze, temperatury a także czystości reagentów. Półogniwa zbudowane z metali małoślachetnych i ich soli wykazują różnice potencjałów ujemne w stosunku

¹⁾ W elektrochemii używa się umownie określenia: *potencjał półogniwa* zamiast: *różnica potencjałów półogniwa*.

do elektrody wodorowej, przyjętej jako poziom odniesienia dla określenia różnic potencjałów; w przypadku metali szlachetnych i ich soli różnice te są dodatnie. Stałość różnicy potencjałów jest duża, gdy elektrolit jest nasycony i zawiera osad stałej soli. Przez zastosowanie roztworu nasyconego unika się dodatkowej różnicy potencjałów tworzącej się wskutek dyfuzji jonów w głąb roztworu. Dyfuzja powodowałaby różny rozkład gęstości ładunków elektrycznych w warstwach cieczy i tworzyłyby się między warstwami różnice potencjałów. Oprócz wyżej wymienionych czynników stałość sem. półogniwi zależy także od rodzaju powierzchni i jest lepsza na granicy faz ciecz/ciecz, niż na granicy faz ciało stałe/ciecz. Ten przypadek ma miejsce w ogniwie Westona. Tutaj ciekła rtęć graniczy z nasyconym roztworem jonów rtęciowych, a amalgamat kadmowy, mający fazę ciekłą, styka się z nasyconym roztworem siarczanu kadmowego. W obu półogniwach różnice potencjałów wykazują dużą stałość w czasie.

Liczbową wartość wypadkowej sem. całego ogniwa można obliczyć tworząc różnicę sem. obu półogniwi wyznaczonych wzorem (5). Jej wielkość zależy od wielkości i znaku różnic potencjałów elektrod wyznaczonych w odniesieniu do elektrody wodorowej; natomiast stałość jest uwarunkowana czynnikami, od których zależą różnice potencjałów półogniwi. Jeżeli półogniwo zawiera nasycony elektrolit, wówczas zmiany jego różnic potencjałów zależą tylko od temperatury. Tę zależność podaje wzór Gibbsa—Helmholtza:

$$V = \frac{\Delta H}{zF} + T \frac{dV}{dT}, \quad (6)$$

gdzie

V — różnica potencjałów półogniwa,

ΔH — molarna zmiana entalpii półogniwa, związana z zachodzącą w nim reakcją elektrochemiczną,

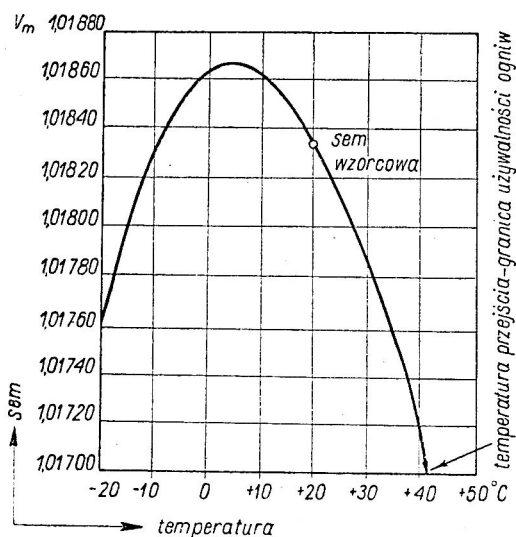
z, F — jak we wzorze (5),

T — temperatura bezwzględna w °K,

$\frac{dV}{dT}$ — współczynnik termiczny (zmiana różnic potencjałów na 1°K).

Współczynniki termiczne $\frac{dV_1}{dT}$, $\frac{dV_2}{dT}$ dla różnych półogniwi mają różne wartości: dodatnie, ujemne lub równe zero. Gdy współczynnik termiczny całego ogniwa jest równy zero $\left(\frac{dV_1}{dT} + \frac{dV_2}{dT} = 0 \right)$, wówczas wypadkowa sem. ogniwa nie zależy od temperatury; ogniwo pracując nie pobiera

ani nie oddaje ciepła. Gdy współczynnik termiczny jest ujemny $\left(\frac{dV_1}{dT} + \frac{dV_2}{dT} < 0\right)$, wówczas sem. ogniwa maleje ze wzrostem temperatury. Gdy współczynnik termiczny jest dodatni $\left(\frac{dV_1}{dT} + \frac{dV_2}{dT} > 0\right)$, zachodzi zjawisko odwrotne [5]. Jeżeli różnice potencjałów obu półogniw mają przeciwne znaki względem elektrody wodorowej, wtedy zmiany różnic potencjałów wywołane wahaniami temperatury kompensują się

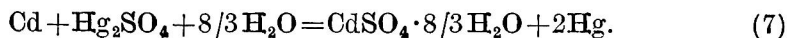


Rys. 2. Zmiany sem. w zależności od temperatury dla nasyconych obojętnych ogniw Westona [2].

częściowo. Ponieważ sem. półogniw muszą mieć różne wartości dla uzyskania różnicy, dającej wypadkową sem. ogniwa, całkowita kompensacja byłaby zatem możliwa tylko w przypadku różnych względnych współczynników termicznych, o wartościach odwrotnie proporcjonalnych do różnic potencjałów półogniw. W nasyconym ogniwie Westona taki stan zachodzi tylko w przybliżeniu, dlatego temperatura ma wpływ na wartość sem., co uwzględniamy w czasie pracy ogniwa, przy obliczaniu poprawki ze wzoru doświadczalnego (8). Zależność sem. od temperatury dla ogniwa Westona ilustruje rys. 2 [2].

Maksimum krzywej sem. jako funkcji temperatury zachodzi przy 3°C, czyli w temperaturze najmniejszej rozpuszczalności siarczanu kadmowego $\text{CdSO}_4 \cdot 8/3 \text{H}_2\text{O}$ [6].

W czasie pracy ogniwa prąd płynący w obwodzie zewnętrznym wywołuje ubytek elektronów oraz zaburzenia w stanach równowagi reakcji utleniająco-redukcyjnych w półogniwach. Substancje chemiczne, reagując ze sobą, dostarczają po stronie bieguna ujemnego jonów kadmowych pochodzących z kadmu zawartego w amalgamacie. Jednocześnie w okolicy bieguna dodatniego wydziela się z siarczanu rtęciowego metaliczna rtęć. W nasyconym elektrolicie jony kadmu z grupą SO_4^- i wodą tworzą osad siarczanu kadmu $\text{CdSO}_4 \cdot 8/3 \text{H}_2\text{O}$. Proces przebiega zgodnie z równaniem:



Z przebiegu reakcji chemicznych w ogniwie w czasie jego pracy można wnioskować, że zgodnie z prawem zachowania masy maleje masa kadmu metalicznego w amalgamacie i masa siarczynu rtęciowego; zwiększają się natomiast równoważne ilości masy: metalicznej rtęci i krystalicznego siarczynu kadmowego. Żadne nowe związki chemiczne nie tworzą się dotąd, dopóki jeden z reagentów nie zostanie całkowicie zużyty. W oparciu o ten rodzaj przemian tłumaczy się *odwracalność* ogniwa po okresie pracy, czyli powrót sem. do pierwotnej wartości [7]. Odwracalność procesu warunkują jednak bardzo powolne, nieznaczne, izotermiczne zmiany. O ile ogniwo Westona pracuje praktycznie izotermicznie ($\Delta t < 0,01^\circ\text{C}$) i bezprądowo ($\Delta I_{\text{średnie}} \approx 0$), wówczas jego sem. zachowuje stałość przez okres kilkunastu do kilkudziesięciu lat. Dopuszczalne trwałe zmiany sem. w ciągu roku nie powinny przekraczać dla ogniw I klasy — $50 \mu\text{V}/\text{rok}$, II klasy — $100 \mu\text{V}/\text{rok}$, a dla ogniw nienasyconych — $500 \mu\text{V}/\text{rok}$ [8].

Dodatkowe zmiany sem. ogniw zachodzące z upływem czasu, nawet w stanie bezprądowym, można tłumaczyć między innymi chemicznym wpływem szkła naczynka, a także wahaniami temperatury. Temperaturowe zmiany sem. ogniwa nasyconego oblicza się empirycznym wzorem: w którym współczynnik termiczny został wyznaczony doświadczalnie [6],

$$E_t = E_{20} - 0,000\,040\,6(t - 20) - 0,000\,009\,5(t - 20)^2 + 0,000\,000\,01(t - 20)^3, \quad (8)$$

gdzie

E_t — sem. ogniwa przy temperaturze $t^\circ\text{C}$,

E_{20} — sem. ogniwa przy 20°C ,

t — temperatura ogniwa w $^\circ\text{C}$.

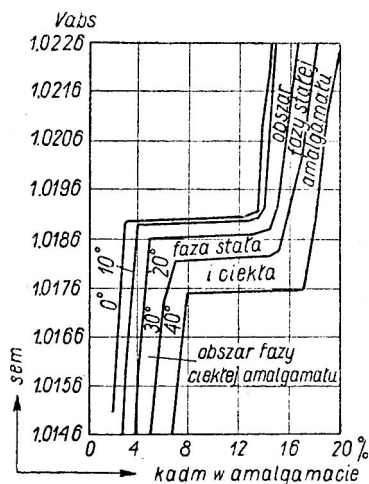
Zgodnie z badaniami P. Vigoureux i S. Wattsa powyższy wzór jest słuszny w przedziale temperatur od 0 do 40°C . Zbadano ogniwa, których sem. różniły się od siebie nie więcej niż $\pm 5 \mu\text{V}$ [6]. Praktyka wykazała, że istnieje kilka rodzajów odchyień od wartości sem. liczonej tym wzorem [2], a mianowicie:

1. Postępowa zmiana czasowa sem. ogniw, utrzymywanych w stałej temperaturze $t^\circ\text{C}$. Odchylenia te mogą przybierać wartości od 50 do $100 \mu\text{V}/\text{rok}$.

2. Histereza, tj. czasowa niepowtarzalna zmiana sem. przy nagłym przejściu z jednej temperatury do innej. Przy różnicy temperatur rzędu $2,5^\circ\text{C}$ wielkość histerezy może przybierać wartości od 10 do $170 \mu\text{V}$, w zależności od wieku i rodzaju ogniw. Jej wielkość zależy również od kierunku zmian temperatury i jest na ogół większa, gdy temperatura opada. Histerezę przypisuje się wielu przyczynom, z których najważniejsze są: zbyt powolne zmiany w rozpuszczaniu stałego siarczynu kadmowego $\text{CdSO}_4 \cdot 8/3\text{H}_2\text{O}$ lub w jego wydzielaniu się w elektrolicie; powolne zmiany w fazach amalgamatu kadmowego, niejednokrotne ogrzewanie się lub

oziebianie całej masy ogniwa, spowodowane różną szybkością ustalania się zmian termicznych elektrod w stosunku do pozostałych części ogniwa.

Ponieważ sem. nie wraca do poprzedniej wartości nawet po bardzo długim czasie, dlatego histereza temperaturowa zależy nie tylko od kinetyki układu, lecz także od innych czynników, bliżej nie ustalonych. Ogniwa wykazują także histerezę, spowodowaną poborem prądu w czasie pracy (por. str. 61 i 63). Na stałość sem. ogniwa ma wpływ także procentowa zawartość kadmu w amalgamacie (rys. 3) [2]. Sem. ogniwa dla



Rys. 3. Sem. ogniw Westona nasyconych, obojętnych, w zależności od procentowej zawartości kadmu w amalgamacie, dla temperatur 0, 10, 20, 30 i 40°C [2].

określonej temperatury jest wtedy stała, gdy w amalgamacie współistnieją dwie fazy: stała i ciekła, których obecność zależy od ilości procentowej kadmu zawartego w amalgamacie. Na rysunku 3 linie poziome (izotermy) ilustrują stałość sem. dla określonego przedziału zawartości kadmu, w którym współistnieją fazy — stała i ciekła. Stromo pochylone części izoterm wskazują na bardzo duże zmiany sem. przy minimalnym zwiększeniu zawartości kadmu w amalgamacie, w obszarze istnienia tylko jednej z faz — stałej lub ciekłej. Ilość kadmu w amalgamacie decyduje więc o przedziale temperatur, w jakim dane ogniwo może być

używane jako wzorzec. Dla przedziału temperatur od 0 do 40°C buduje się ogniwa o zawartości od 8 do 12,5% kadmu. Obecnie są powszechnie w użyciu ogniwa o zawartości 10% kadmu. Coraz rzadziej używa się

ogniwi o 12,5% kadmu, budowanych do lat czterdziestych obecnego stulecia. Drugim czynnikiem decydującym o przedziale temperatur używalności ogniwi są przemiany hydratu $\text{CdSO}_4 \cdot \text{H}_2\text{O}$ w hydrat $\text{CdSO}_4 \cdot 8/3 \text{H}_2\text{O}$, przy czym temperatura przejścia jest różnie podawana: 41,5°C [9] lub 43,6°C [10].

Wartości sem. poszczególnych egzemplarzy ogniwi, wykonanych z surowców o spektralnej czystości, różnią się zaledwie o kilka mikrowoltów, o ile sporządzanie amalgamatu i pasty depolaryzującej było identyczne, ziarna siarczanu rtęciowego miały zawsze tę samą wielkość [11], a szkło naczyniek taki sam skład chemiczny.

Oprócz normalnych, nasyconych, obojętnych ogniwi kadmowych Westona używa się jako wzorców pomocniczych ogniwi nienasyconych i kwaśnych. Różnią się one od poprzednich tylko rodzajem elektrolitu.

W ogniwach nienasyconych roztwór siarczanu kadmowego osiąga nasycenie w temperaturach 4°C i niższych. W ogniwach kwaśnych elektrolitem jest bardzo rozcieńczony kwas siarkowy o określonym stężeniu, nasycony siarczanem kadmu $\text{CdSO}_4 \cdot 8/3 \text{H}_2\text{O}$. Sem. ogniwa nienasyconego wynosi 1,0916 V abs., zaś sem. ogniwa kwaśnego zależy od stężenia użytego kwasu. Różnicę sem. ogniw — kwaśnego i normalnego nasyconego podaje wzór:

$$\Delta E = -(0,00060 n + 0,00005 n^2), \quad (9)$$

w którym

ΔE — różnica sem. obu ogniw,

n — normalność kwasu siarkowego [2].

Obecność kwasu siarkowego przeciwdziała hydrolizie siarczanu rtwiecznego i przedłuża czas życia ogniwa [1].

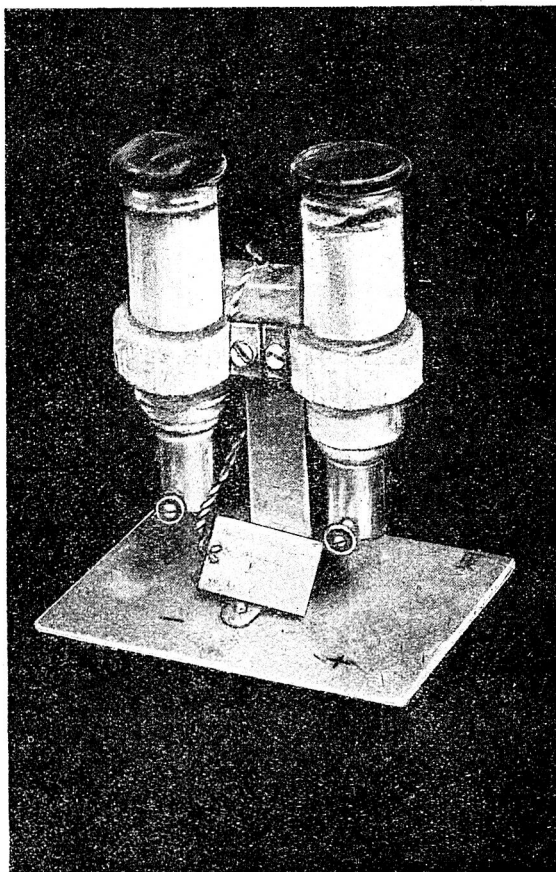
Wzorce pomocnicze obciąża się niekiedy prądem o bardzo małym natężeniu. Nawet najmniejszy prąd pobierany z ogniwa wywołuje zmiany siły elektromotorycznej. Wartość prądu, którym praktycznie można obciążać ogniwo, zależy od wielkości powierzchni granicznych faz, czasu i kierunku przepływu prądu, a także wewnętrznego oporu ogniwa. Przy powierzchni równej 2 cm² prądy nie mogą w żadnym przypadku przekraczać 100 μA [12]. Ogniwo rozładowywane prądem 20 μA przez 3 minuty odzyskuje pierwotną wartość sem. w ciągu mniej więcej jednej godziny, z dokładnością do 10 μV. Po rozładowywaniu prądem 100 μA w ciągu 3 minut sem. ogniwa powraca do poprzedniej wartości dopiero po około 24 godzinach. Nawet prąd o natężeniu 1 μA pobierany z ogniwa przez kilkadziesiąt minut i dłużej wywołuje długotrwałe, mierzalne zmiany sem. Jeżeli prąd płynie w kierunku przeciwnym do kierunku sem., wówczas jego wpływ na jakość wzorca jest znacznie bardziej szkodliwy i niepożądany, niż gdy kierunek prądu jest zgodny z kierunkiem sem. Z powyższego widać, że wzorce pierwszej jakości nie powinny być nigdy obciążane prądem o mierzalnej wielkości. Z tego samego powodu wymaga się, aby opór izolacji między zaciskami był większy niż 10 000 MΩ [13]. Wewnętrzny opór ogniw Westona wynosi zwykle 100 do 600 Ω [13], [6] i zgodnie z wymaganiami norm radzieckich nie powinien być większy niż 1000 Ω dla wzorców I klasy i nie większy niż 600 Ω dla ogniw nienasyconych [8].

Współczynnik termiczny ogniwa nienasyconego jest bardzo mały, ponieważ współczynniki termiczne obu półogniw są tak dobrane, aby bezwzględne wartości cieplnych zmian sem. były równe i praktycznie znosiły się wzajemnie [14]. Ogniwa typu nienasyconego nadają się na wzorce przemysłowe, ponieważ czynniki zewnętrzne grają w nich

niewielką rolę. Nie są one stosowane jako precyzyjne wzorce, między innymi ze względu na małą powtarzalność po okresie pracy oraz gorszą niż w ogniwach normalnych stałość sem. w czasie.

Współczynnik termiczny ogniwa kwaśnego nasyconego jest taki sam, jak ogniwa obojętnego, a jego stałość czasowa jest też podobna.

Wzorcowe ogniwa normalne Westona wszystkich typów nie są na razie produkowane w Polsce na skalę przemysłową. Istnieją tylko próby



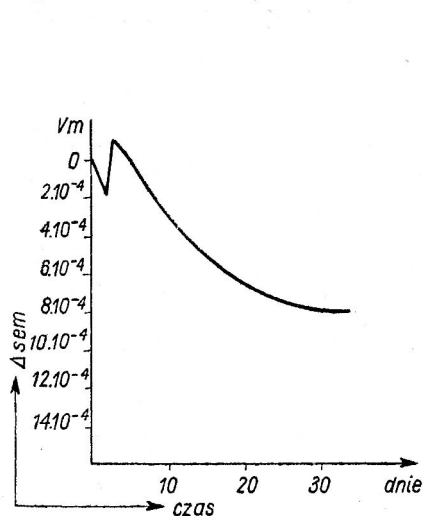
Rys. 4. Wygląd zewnętrzny ogniwa.

ich laboratoryjnego wykonania [15]. Prace doświadczalne prowadzone w Katedrze Elektroniki Politechniki Wrocławskiej mają na celu wykonanie pewnej ilości ogniw normalnych z surowców krajowych. Jak już wspomniano, baterie złożone z takich ogniw mają w wykonaniu miniaturowym [16] służyć jako elementy porównawcze w elektronowych stabilizatorach napięcia.

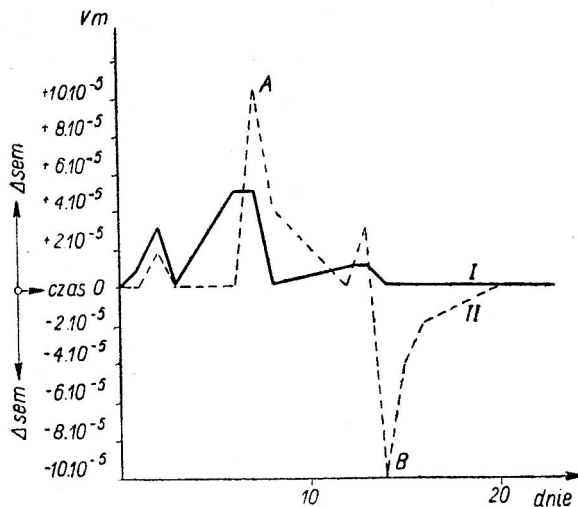
Pierwszą serię ogniw wykonano w roku 1948 z odczynników chemicznych, o czystości *purissimum*, pochodzących z fabryki Mercka. Systematyczne opracowanie uprzednio uzyskanych wyników rozpoczęto we wrześniu 1952 roku. Od września do grudnia 1952 roku wykonano kilka serii ogniw z materiałów krajowych dostępnych w handlu, ozna-

czonych nazwą *czyste*. Siarczan kadmu przekrystalizowano z roztworu wodnego poniżej temperatury $41,5^{\circ}\text{C}$. Kadm sprawdzono sposobem Mylius'a i Funka na zawartość cynku. Analiza wykazała zawartość cynku mniejszą niż 0,01% [17]. Siarczan rtęciawy sporządzono bezpośrednio przed napełnianiem ogniw, strącając go rozcieńczonym kwasem siarkowym z azotanu rtęciawego, zakwaszonego kwasem azotowym. Ogniwa wyko-

nano metodami podanymi przez Stählera [18]. Naczynka szklane ogniw wykonano dla pierwszej partii z twardego szkła jenajskiego, „Geräte-glass 20“, z przepustami wolframowymi, a następnie z miękkiego szkła termometrycznego, jeleniogórskiego, z przepustami platynowymi. Miejsca wtopień drucików platynowych zabezpieczono mosiężnymi czapczkami (rys. 4), osadzonymi na kicie z gliceryny i glejty [19]; druciki przyłutowano bezpośrednio do mosiądzu. Ogniwa zabezpieczono przed wpływami wstrząsów, wkładając do przewężeń u dołu ramion watę szklaną i dziurkowane krążki z polistyrolu, zamiast dotychczas używanych krążków porcelanowych. Krążki przytrzymano pałeczką szklaną, opartą na korku



Rys. 5. Kierunek zmian sem. ogniw normalnych Westona w okresie początkowym po ich wykonaniu. Wartość sem. początkowej przyjęto jako poziom odniesienia. Zmiany sem. ogniw w pierwszych dniach po wykonaniu przypisuje się ustalaniu równowag międzyfazowych i amalgamowaniu się platynowych elektrod przepustowych.



Rys. 6. Zmiany w czasie sem. ogniw normalnych Westona jednorocznych: I — odpowiadające zmianom sem. ogniw I klasy, II — odpowiadające zmianom sem. ogniw II klasy. W okresie do dziesięciu dni pomiary wykonano przy waha- niach temperatury w ciągu jednej doby rzędu około $\pm 4^{\circ}\text{C}$, w okresie dalszym przy waha- niach $\pm 0,2^{\circ}\text{C}$. Punkt A — daje wartość pomiarową sem. po nagłej zmianie temperatury rzędu około 4°C . Punkt B — daje wartość pomiarową sem. po bardzo silnym wstrząsie ogniwa.

zamykającym u góry naczynka. Ogniwa zamknięto parafiną, korkiem i piceiną próznieuszczelną. Nowością w sposobie produkcji jest użycie wspomnianych krążków polistyrolowych. Badania wpływu tego ma- teriału na zachowanie się sem. ogniw są w toku. W dotychczas wykona- nych ogniwach nie zauważono szkodliwego wpływu na stałość sem. Po- miary sem. ogniw wykonywano na kompensatorze Siemens, dokładność pomiaru wynosiła $\pm 10 \mu\text{V}$.

Wykonane w powyższy sposób ogniwa wykazały pewne zmiany sem. w pierwszym okresie po ich zmontowaniu (rys. 5). Następnie wahania sem. zmalały do wartości dopuszczalnej dla ogniów wzorcowych I i II klasy (rys. 6) według norm radzieckich [8]. Obecne prace idą w kierunku uzyskania dużej powtarzalności poszczególnych partii ogniów, wykonanych na bazie surowców krajowych. W tym celu prowadzone jest oczyszczanie: handlowego kadmu przez elektrolizę lub destylację w próżni, rtęci metodą Gueillerona [20] i destylację próżniową, kwasu siarkowego przez destylację pod zmniejszonym ciśnieniem w aparaturze z twardego szkła jenajskiego. Poza tym wykonano serię naczyń montażowych o kształtach pozwalających na dużą redukcję wymiarów. Powtarzalność i stałość sem. tego typu miniatur badana jest równolegle z zachowaniem się ogniów wykonanych w normalnej postaci dla sprawdzenia wpływu kształtu naczyń, czystości użytych surowców oraz działania ciał obcych koniecznych jako przytrzymywacze substancji znajdujących się wewnątrz naczyń (szkła, polistyrolu).

LITERATURA

- [1] H. L. Curtis, *Electrical Measurements*, New York, London (1937), 173.
- [2] G. W. Vinal, *Primary Batteries*, New York (1951).
- [3] N. K. Adam, *The Physics and Chemistry of Surfaces*, London (1941).
- [4] A. Brodskij, *Chemia fizyczna*, t. IV, Warszawa (1953).
- [5] K. Gumiński, *Chemia fizyczna*, cz. II., Poznań (1953).
- [6] P. Vigoureux and S. Watts, *Proc. Phys. Soc.* **45** (1933) 172.
- [7] W. Westphal, *Handbuch der Physik* (1927—1928) t. XI, W. Jaeger, str. 1—28, t. XIII, H. Steinwehr, str. 628—666, t. XVI, W. Jaeger, str. 33—40.
- [8] *Elementy Westona Normalnyje*, GOST, 1954—43.
- [9] A. Bernath, C. Thönnenssen, *Z. f. anorg. Chem.* **203** (1932), 405.
- [10] Według [2] G. W. Vinal, L. H. Brickwedde *J. Research, Natl. Bur. Standards* **26** (1941) 455.
- [11] *International Critical Tables*, t. VI, New York (1929) 312.
- [12] Ostwald-Luther, *Hand und Hilfsbuch zur Ausführung physikochemische Messungen*, Leipzig (1931) 542—543.
- [13] G. W. Vinal, D. N. Craig, L. H. Brickwedde, *Trans. Electrochem. Soc.* **68** (1935) 139.
- [14] R. Schmidt, *A. T. M.* t. 41—1, IX (1936).
- [15] M. Kuczyńska-Kobyliczyk, *Komunikat, Materiały na Sesję Naukową organizowaną przez Politechnikę Wrocławską*, **1** (1952) 159.
- [16] *Technique* (1949), Vol. 3, nr 4.
- [17] F. Mylius, R. Funk, *Z. f. anorg. Chemie*, **13** (1897) 157.
- [18] A. Stähler, *Handbuch der Arbeitsmethoden in der anorganischen Chemie*, 3, część 2, (1914) 878.
- [19] G. C. Mönch, *Hochvacuumtechnik*, Pösnick (1950) 320.
- [20] M. M. I. Gueilleron, P. Meyer, R. Schneider, J. J. Zeiger, *Bull. Soc. Chim.*, **16** (1949) 628.

НОРМАЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ УЕСТОНА ПРИМЕНЯЕМЫЕ В КАЧЕСТВЕ ИСТОЧНИКА СРАВНИТЕЛЬНОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ЭЛЕКТРОННЫХ СТАБИЛИЗАТОРАХ

Нейтральные насыщенные элементы Уестона, изготовленные Кафедрой Электроники Вроцлавского Политехнического Института, были выполнены из местного сырья, очищенного лабораторными методами с предохранением от сотрясений при помощи полистиреновых кружков, помещенных внутри сосудов. Неизменность во времени электродвижущей силы элементов соответствует требованиям советских норм для I и II классов. В миниатюрном исполнении элементы эти могут применяться в электронных стабилизаторах напряжения.

WESTON NORMAL CELLS AS COMPARISON VOLTAGE SOURCES IN ELECTRON STABILIZERS

Weston saturated neutral cells constructed at the Chair of Electronic of the High Technical School, Wrocław, were prepared from Polish raw materials purified by laboratory methods and made shock-proof by means of polystyrene discs placed in the blanks. Time constancy of the cell e. m. f. corresponds to the requirements of the Soviet Standards for Class I and II cells. Miniature cells will be employed in electron voltage stabilizers.

POMIARY SKUTECZNOŚCI FILTRÓW PRZECIW- ZAKŁÓCENIOWYCH W MASZYNACH PRĄDU STAŁEGO

J. HOŁOWNIA, mgr inż., adiunkt Katedry Techniki Odbiorczej

Podano ogólne wiadomości z dziedziny zakłóceń przemysłowych oraz omówiono najczęściej stosowane w praktyce pomiary. Pomiary skuteczności filtrów w maszynach prądu stałego wykonano za pomocą bardzo prostej aparatury. Wyniki badań mogą być pomocne przy projektowaniu układów przeciwzakłóceniovych.

1. WSTĘP

Praca wielu urządzeń elektrycznych związana jest z powstawaniem zakłóceń odbioru radiowego. Szerokie wyzyskanie energii elektrycznej do celów przemysłowych i równie masowe zastosowanie łączności radiowej przyczyniły się do rozwoju techniki zwalczania zakłóceń przemysłowych odbioru radiowego. W szeregu krajów istnieją przepisy dotyczące usuwania i metod pomiarów tych zakłóceń. Przemysł elektrotechniczny wielu krajów produkuje specjalne urządzenia do zwalczania zakłóceń przemysłowych [7].

Zagadnienia te są mniej znane w Polsce, a szybki rozwój przemysłu i elektryfikacja stwarzają potrzebę rozwoju tej dziedziny techniki.

2. ZAKŁÓCENIA PRZEMYSŁOWE I ICH ZWALCZANIE

Przez zakłócenia przemysłowe rozumiemy prądy, napięcia i pola wielkiej częstotliwości wytwarzane przez maszyny i urządzenia elektryczne. Większość źródeł zakłóceń przemysłowych wytwarza przy tym widmo ciągle częstotliwości o amplitudach malejących ze wzrostem częstotliwości. Napięcia zakłóceń, przenikające na wejście odbiornika przede wszystkim przez sprzężenie obwodu antenowego z linią przenoszącą zakłócenia lub indukowane w antenie odbiorczej przez pole źródła zakłóceń, uniemożliwiają odbiór słabych w stosunku do zakłócenia sygnałów. Z uwagi na ciągły charakter widma, wartość skuteczna napięcia zakłóceń jest proporcjonalna do pierwiastka kwadratowego z szerokości pasma przenoszonego przez odbiornik, zgodnie z relacją:

$$U = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} U_0^2 df} = U_0 \sqrt{\Delta f},$$

gdzie U_0 — wartość skuteczna napięcia zakłóceń przy pasmie jednostkowym (np. 1 ke/s).

Do najbardziej dotkliwych źródeł zakłóceń przemysłowych należą maszyny prądu stałego. Duże zalety ruchowe maszyn prądu stałego sprawiają, że w wielu przypadkach nie można ich zastąpić maszynami prądu zmiennego, korzystniejszymi ze względu na znacznie mniejszy poziom zakłóceń. Odnosi się to zwłaszcza do sieci pokładowych na statkach, samolotach itp., gdzie także wymagana jest duża pewność łączności radiowej. Zasadniczą przyczyną powstawania zakłóceń odbioru radiowego w czasie pracy maszyny jest proces komutacji. Gwałtowne zmiany prądu, związane z przechodzeniem szczotek z jednych wycinków kolektora na inne, wywołują powstawanie ciągłego widma częstotliwości.

Możliwość dostatecznie zrozumiałego odbioru sygnałów łączności służbowej lub zadowalającego odbioru audycji radiofonicznych zapewni odpowiednio korzystny stosunek napięć sygnału użytecznego do napięć zakłóceń przenikających do urządzenia radioodbiornego.

Zakłócenia odbioru radiowego można zwalczać przez:

- 1) zwiększenie mocy stacji nadawczej;
- 2) zastosowanie środków przeciwzakłóceńowych w miejscu odbioru;
- 3) zmniejszenie zakłóceń u źródła.

Pośród wymienionych środków najskuteczniejsze i na ogół najtańsze jest zmniejszenie zakłóceń w miejscu ich powstawania.

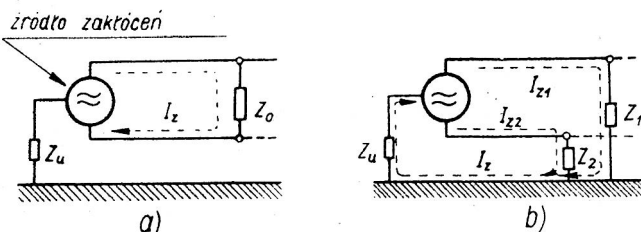
Zmniejszenie zakłóceń wytwarzanych przez urządzenia elektryczne polega na:

- 1) obniżeniu siły elektromotorycznej zakłóceń wytwarzanych przez urządzenie,
- 2) zmniejszeniu natężenia pola zakłóceń,
- 3) obniżeniu poziomu zakłóceń w sieci współpracującej z tym urządzeniem.

Zmniejszenie siły elektromotorycznej zakłóceń osiąga się w maszynach elektrycznych prądu stałego przez zapewnienie możliwie dobrej komutacji. Praca maszyny bez iskrzenia na kolektorze, bez wibracji i wstrząsów daje wyraźne zmniejszenie zakłóceń. Natężenie pola zakłóceń w pobliżu maszyny zmniejsza się przez ekranowanie i uziemianie korpusu maszyny oraz ekranowanie sieci współpracującej z maszyną. Obniżenie poziomu zakłóceń w sieci elektrycznej osiąga się przez zmiany konstrukcyjne w maszynie elektrycznej, mające na celu zwiększenie jej oporności wewnętrznej dla wielkiej częstotliwości, oraz przez stosowanie filtrów przeciwzakłóceńowych. Zależnie od drogi rozchodzenia się możemy zgodzić z rys. 1 rozróżnić składowe symetryczne i niesymetryczne zakłócenia. Zadaniem filtrów przeciwzakłóceńowych w maszynach

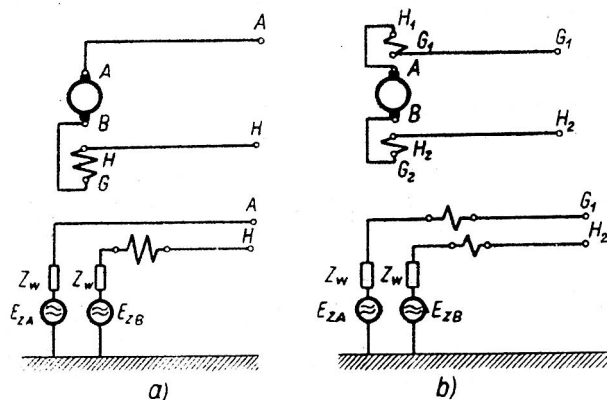
elektrycznych jest przede wszystkim zmniejszenie poziomu składowych niesymetrycznych zakłóceń w sieci elektrycznej. Składowe symetryczne wytwarzają bowiem znacznie mniejsze pole w otoczeniu linii przesyłającej zakłócenia, gdyż ich kierunki w obu przewodach linii są przeciwne.

Najszerze zastosowanie w praktyce mają filtry pojemnościowe. Bardziej złożone filtry indukcyjno-pojemnościowe stosuje się wtedy, gdy filtr pojemnościowy nie może zapewnić dostatecznego zmniejszenia poziomu zakłóceń. Znaczne obniżenie poziomu zakłóceń daje symetryzacja szeregowego uzwojenia maszyny względem kolektora. Sposób ten pozwala zwiększyć oporność wewnętrzną maszyny jako generatora wielkiej częstotliwości dla składowych niesymetrycznych w obu przewodach sieci zasilającej (rys. 2). Bardzo duży wpływ



Rys. 1. Rozchodzenie się składowych symetrycznych — a i niesymetrycznych — b zakłóceń. Z_0 — oporność sieci dla składowych symetrycznych zakłóceń; Z_1 i Z_2 — oporności sieci dla składowych niesymetrycznych; Z_u — oporność uziemienia; I_i — prądy zakłóceń.

na skuteczność układów przeciwzakłóceńowych wywiera poprawne



Rys. 2. Wpływ symetryzacji uzwojenia komutacyjnego maszyny na jej właściwości jako generatora składowych niesymetrycznych zakłóceń. a — maszyna z uzwojeniem nie dzielonym i jej schemat zastępczy, b — maszyna z uzwojeniem dzielonym i jej schemat zastępczy.

uziemienie korpusu maszyny oraz ekranów i mas metalowych w jej sąsiedztwie.

Projektowanie układów filtrujących do maszyn elektrycznych wymaga znajomości szeregu wielkości charakteryzujących maszynę jako generator wielkiej częstotliwości, sieć zaś elektryczną jako obciążenie wielkiej częstotliwości i znajomości charakterystyk częstotliwości użytych elementów filtrów przeciwzakłóceńowych.

Stąd obliczenia filtru powinny być poprzedzone pomiarami wielkości niezbędnych do obliczeń. Zastosowanie pewnego układu filtru zależy

od takich czynników, jak dopuszczalny w danym przypadku poziom zakłóceń, moc maszyny, warunki pracy maszyny. Przyjęty układ filtru powinien być dostatecznie skuteczny w okresie eksploatacji maszyny, nawet przy pogorszonej wskutek zużycia maszyny komutacji.

3. POMIARY W TECHNICIE PRZECIWKŁÓCENIOWEJ

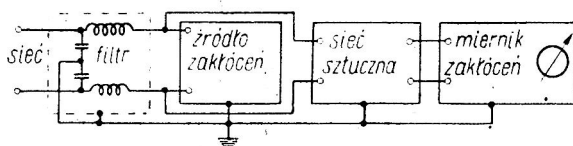
Usuwanie zakłóceń odbioru radiowego wymaga szerokiego zastosowania pomiarów. Pomiary te umożliwiają uzyskanie danych niezbędnych do projektowania filtrów, pozwalają ocenić skuteczność filtrów i racjonalnie dobrać elementy układów przeciwzakłóceniovych. Trudności ujęcia w obliczeniach wszystkich właściwości charakteryzujących maszynę, sieć i elementy układu przeciwzakłóceniovego w zakresie częstotliwości radiowych sprawiają, że często najbardziej miarodajne są pomiary.

W technice przeciwzakłócenioviej stosuje się pomiary: poziomu zakłóceń, właściwości źródeł zakłóceń i sieci przenoszących zakłócenia w zakresie częstotliwości radiowych oraz właściwości elementów przeciwzakłóceniovych.

Pomiary poziomu zakłóceń wykonywane są w zakresie częstotliwości radiowych. Według norm Ministerstwa Łączności ZSRR z 1948 roku [2], zakres częstotliwości, w którym zakłócenia powinny być kontrolowane, wynosi od 0,15 do 60 Mc/s. Normy te podają wartości maksymalnych dopuszczalnych w tym zakresie częstotliwości poziomów zakłóceń dla różnych typów maszyn elektrycznych i urządzeń w zależności od ich przeznaczenia. Normy GOST dla urządzeń specjalnych [1] podają zakres od 0,16 do 20 Mc/s, a ponadto metody i układ pomiarowy oraz częstotliwości, przy których powinny być wykonywane pomiary typu kontrolnego. Częstotliwości pomiarowe według norm [1] są następujące: 20; 15; 5; 2,5; 1; 0,5; 0,4; 0,25; 0,16 Mc/s, przy czym pomiary zdawcze są dopuszczalne przy trzech częstotliwościach: 20; 2,5 i 0,16 Mc/s. Maksymalny dopuszczalny poziom zakłóceń określony jest w normach poziomem napięcia zakłóceń i poziomem natężenia pola zakłóceń albo jedną z tych wielkości. W zakresie częstotliwości od 0,15 do 25 Mc/s największe znaczenie praktyczne ma pomiar poziomu napięcia zakłóceń. Jako poziom napięcia zakłóceń na wyjściu urządzenia przyjmuje się największe napięcie danej częstotliwości występujące między korpusem maszyny a dowolnym jej zaciskiem wyjściowym, przyłączonym do sieci. Wynika stąd, że poziom napięcia zakłóceń jest określony wartością składowej niesymetrycznej zakłócenia. Pomiary poziomu napięcia zakłóceń wykonuje się w układzie przedstawionym na rys. 3. Zadaniem filtru oddzielającego sieć zasilającą od źródła zakłóceń jest niedopuszczenie do układu pomiarowego zakłóceń z sieci. Filtr ten usuwa także nieokreślone w zakresie wielkich częstotliwości obciążenie źródła zakłóceń przez

sieć zasilającą. Badane urządzenie jest połączone ze sztuczną siecią stanowiącą znormalizowane obciążenie wielkiej częstotliwości dla źródła zakłóceń. Stosowane w praktyce układy sieci sztucznych podano na rys. 4. Zasadniczym elementem sieci sztucznej jest oporność $150\ \Omega$ odzwierciedlająca właściwości przeciętnych sieci rzeczywistych w zakresie wielkiej częstotliwości. Miernik zakłóceń załączony na wyjściu sztucznej sieci umożliwia pomiar składowej niesymetrycznej napięcia zakłóceń. Miernik zakłóceń stanowi odbiornik radiowy o odpowiednim zakresie częstotliwości i znormalizowanych parametrach, wykonany tak, aby mógł pracować jako mikrowoltomierz selektywny wielkiej częstotliwości.

Normy radzieckie podają najważniejsze parametry mierników zakłóceń, a mianowicie szerokość pasma przeniesionego (9 do 10 kc/s), stałe czasu ładowania i rozładowania obwodu detekcyjnego (10 i 600 ms), stałą czasu wskaźnika wyjściowego (200 do



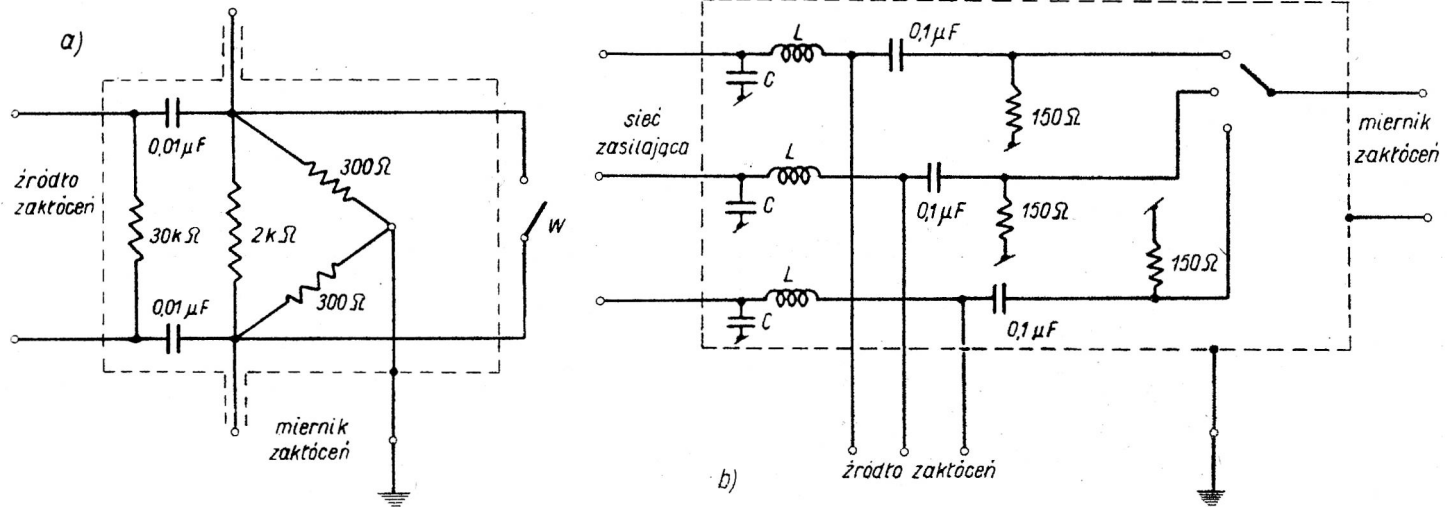
Rys. 3. Schemat układu do pomiaru poziomu napięcia zakłóceń wytwarzanych przez źródło zakłóceń. Konieczna duża oporność filtru od strony źródła zakłóceń.

400 ms) i oporność wejściową ($\geq 1000\ \Omega$). Normy dopuszczają również wykonanie pomiarów przy stałych czasu obwodu detekcyjnego, zbliżonych do stosowanych w odbiornikach radiofonicznych.

Do celów pomiaru poziomu napięcia zakłóceń stosowano pierwotnie odbiorniki radiofoniczne z miernikiem mocy wyjściowej. Metoda ta jest jednak uciążliwa ze względu na konieczność cechowania odbiornika jako woltomierza wielkiej częstotliwości przy każdej częstotliwości pomiarowej. Przy pomiarach laboratoryjnych określa się poziom zakłóceń nie tylko na sieci sztucznej, lecz także na oddzielnych zaciskach maszyny, gdyż może to dać cenne informacje pozwalające racjonalnie ustalić parametry filtrów przeciwzakłóceńowych.

Pomiary poziomu natężenia pola zakłóceń wykonywane są miernikami natężenia pola. Normy radzieckie podają warunki pomiaru i parametry anteny. Do lokalizacji źródeł zakłóceń używane są w praktyce często szukacze zakłóceń, które mogą być uważane za wskaźniki natężenia pola zakłóceń.

Metody pomiaru oporności wewnętrznej źródła zakłóceń w zakresie wielkich częstotliwości i metody wyznaczenia oporności sieci dla składowych symetrycznych i niesymetrycznych zakłóceń mają charakter laboratoryjny i są rzadziej stosowane w praktyce. Przy szacunkowych obliczeniach filtrów zakłada się zwykle oporność wewnętrzną generatora



Rys. 4. Układy stosowanych w praktyce sieci sztucznych. *a* — sieć sztuczna według [1] używana przy pomiarach zakłóceń, wytwarzanych przez źródła o dwóch przewodach wyjściowych. Wyłącznik W , normalnie zwarty przy pomiarach, umożliwia przy rozwarciu pomiar składowych niesymetrycznych na poszczególnych przewodach. *b* — sieć sztuczna według [2] używana przy pomiarach zakłóceń wytwarzanych przez źródła o wielu przewodach zasilających. Układ zawiera filtry LC zabezpieczające obwody pomiarowe od przenikania zakłóceń z sieci.

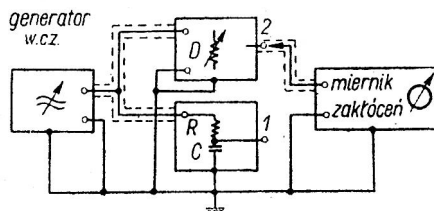
i oporność sieci dla wielkich częstotliwości, przyjmując zalecaną przez normy wartość 150 Ω .

Duże znaczenie praktyczne posiadają pomiary własności elementów przeciwzakłóceńowych.

Najszerzej stosuje się pomiary oporności kondensatorów w zakresie częstotliwości ich pracy, z uwagi na powszechne stosowanie filtrów pojemnościowych. Układ do badania charakterystyk kondensatorów podano na rys. 5. W czasie pomiarów, przy każdej z częstotliwości pomiarowych tak regulujemy cechowany dzielnik napięcia D , aby woltomierz włączony do gniazd 1 i 2 wskazywał to samo napięcie. Wówczas

$$Z_c = \frac{R}{K},$$

gdzie R — opór porównawczy o znanej wartości w zakresie częstotliwości pomiarów ($R \gg Z_c$), zaś K — współczynnik podziału dzielnika. Jako woltomierz wielkiej częstotliwości stosowany jest zwykle miernik zakłóceń. W analogicznych układach badane są charakterystyki cewek przeciwzakłóceńowych i filtrów.



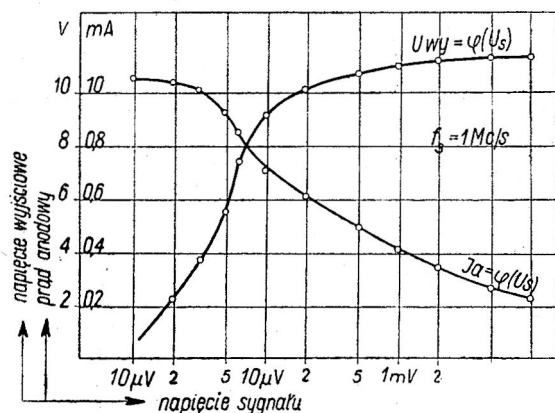
Rys. 5. Układ do pomiarów charakterystyk $Z_c = \varphi(f)$ kondensatorów przeciwzakłóceńowych. D — cechowany dzielnik napięcia, R — opór porównawczy, C — kondensator badany.

4. WYNIKI POMIARÓW WŁASNYCH

Pomiary własne miały na celu ustalenie korzystnych układów filtrów do maszyn elektrycznych prądu stałego. Ze względu na to, że miernik zakłóceń był w stadium opracowania, pomiary wykonano przy użyciu odbiornika. Praktyka wykazała celowość zastosowania odbiornika baterijnego, ponieważ w ten sposób uniknięto uchybów powodowanych zakłóceniami przenikającymi z sieci poprzez zasilacz odbiornika.

Z zastosowaniem odbiornika jako woltomierza selektywnego wielkiej częstotliwości wiąże się trudność pomiarów w zakresie napięć od mikrowoltów do ułamków wolta. Trudność tę można usunąć stosując dwa wskaźniki. Sygnały słabe można mierzyć z wystarczającą dokładnością miernikiem mocy wyjściowej, a sygnały silniejsze, przy których wzrost poziomu mocy wyjściowej jest ograniczony działaniem automatyki, można mierzyć miliamperomierzem włączonym do obwodu anodowego lampy odbiornika, której wzmocnienie jest regulowane automatycznie. Odbiornik wraz z obu wskaźnikami został przecechowany przy każdej z częstotliwości pomiarowych za pomocą generatora sygnałowego. Gene-

rator dostarczał napięcia modulowanego 400 c/s przy głębokości modulacji około 80 %. Przykład krzywych cechowania odbiornika dla pewnej



Rys. 6. Przykład krzywych cechowania odbiornika. U_{wy} — napięcie mierzone miernikiem mocy wyjściowej w zależności od napięcia sygnału U_s . I_a — prąd anodowy lampy odbiornika regulowanej automatycznie w zależności od napięcia sygnału U_s . Wskazania I_a umożliwiają dokładniejszy pomiar sygnałów $< 100 \mu V$.

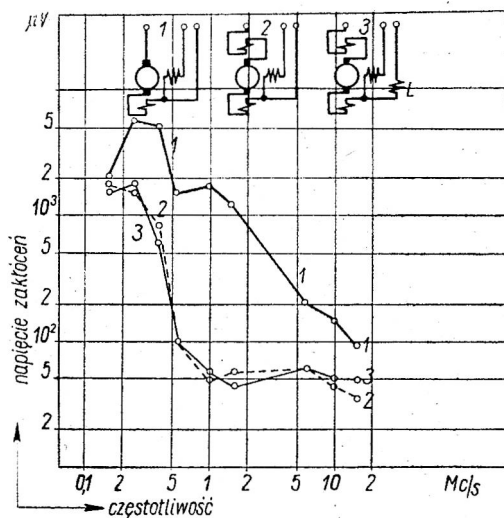
10 dB. Ponadto ułatwia ona zadanie filtrom przeciwwzłóceniovym przez zwiększenie oporności wewnętrznej maszyny jako generatora zakłóceń. Badania wykazały przy tym, że zwykle wystarczająca jest symetryzacja jedynie uzwojeń biegunów komutacyjnych. Posiada to duże znaczenie praktyczne, gdyż dzielenie uzwojenia szeregowego maszyn jest związane z trudnością zmiany kierunku obrotów maszyny. Omawiane wyniki pomiarów podano na rys. 7.

W większości maszyn prądu stałego końcówki wszystkich uzwojeń maszyny są wyprowadzone na tabliczkę zaciskową z wyjątkiem uzwojeń biegunów

częstotliwości sygnału przedstawiono na rys. 6.

Pomiary wykonano w układzie analogicznym do podanego na rys. 3. Prócz pomiarów poziomu zakłóceń w sieci sztucznej mierzono napięcia na poszczególnych zaciskach maszyny.

Jednym z zagadnień, które należało wyjaśnić drogą pomiarów, był wpływ symetryzacji uzwojeń szeregowych maszyny na poziom zakłóceń. W wyniku pomiarów stwierdzono, że symetryzacja uzwojenia szeregowego badanej maszyny zmniejsza zakłócenia o około

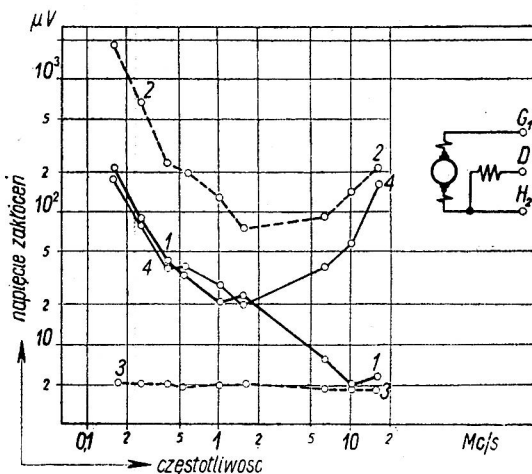


Rys. 7. Wpływ symetrii uzwojenia komutacyjnego na poziom zakłóceń. Silnik bocznikowy 220 V =, 3 kW, 1500 obr/min na biegu luzem. L — dodatkowa indukcyjność szeregową. Zakłócenia mierzone przy użyciu sieci sztucznej.

komutacyjnych. Wynika to z potrzeby rozruchu i regulacji pracy maszyny oraz zmiany jej kierunku obrotów lub² biegunowości sieci. W związku z tym istnieje zagadnienie układu filtru przeciwzakłóceńowego, który mógłby zapewnić pracę maszyny bez nadmiernych zakłóceń w różnych przypadkach. Pomiary wykazały, że filtrowanie wyłącznie przewodów głównych maszyny nie zawsze wystarcza i celowe jest zastosowanie filtrów na wszystkich przewodach wychodzących na zewnątrz maszyny. Z powodu sprzężeń indukcyjnych i pojemnościowych wszystkie uzwojenia maszyny są źródłem zakłóceń. Odpowiednie wyniki pomiarów podano na rys. 8. Pomiary wykazały przy tym, że oporność wewnętrzna uzwojenia bocznikowego maszyny, jako źródła zakłóceń, jest większa niż oporność jej obwodu głównego.

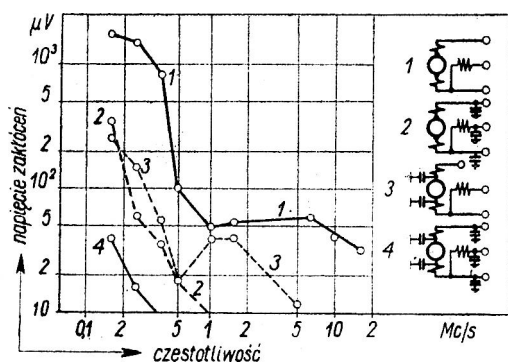
Zalecane w niemieckich normach VDE i w innych źródłach [3], [4], [5] układy filtrów przeciwzakłóceńowych zawierają często jako pierwszy środek kondensatory przeciwzakłóceńowe włączone między każdą ze szczotek a korpus maszyny. Źródła radzieckie [2], [6] zalecają przede wszystkim blokowanie przewodów łączących maszynę z siecią. Wykonane pomiary pozwalają ocenić skuteczność obu sposobów zmniejszania zakłóceń (rys. 9 i 10). Należałoby wykonać więcej pomiarów z różnymi maszynami, aby orzec jakie są zalety każdego z tych sposobów. Zwłaszcza trudne jest zagadnienie możliwości powstawania w układzie maszyny z kondensatorami filtrującymi szkodliwych rezonansów, powodujących wzrost poziomu zakłóceń przy pewnych częstotliwościach (rys. 10).

Zastosowanie kondensatorów blokujących między szczotkami i korpusem maszyny jest na ogół dogodne ze względu na łatwe ich umiesz-



Rys. 8. Wpływ układu i jakości elementów filtru na poziom zakłóceń. 1 — napięcie zakłóceń na zaciskach G_1 i H_2 po zastosowaniu filtrujących kondensatorów przepustowych $0,25 \mu F$ na przewodach wyjściowych (G_1, H_2), przewód D nie blokowany; 2 — napięcie zakłóceń na zacisku D w warunkach jak wyżej; 3 — napięcie zakłóceń na zacisku D po zablokowaniu przewodu D kondensatorem przepustowym $0,25 \mu F$; 4 — napięcie zakłóceń na zaciskach G_1 i H_2 po zastosowaniu filtrujących kondensatorów nieprzepustowych $0,1 \mu F$ na przewodach wyjściowych (G_1, H_2, D). Silnik bocznikowy $220 V$, $3 kW$, 1200 obr/min przy pełnym obciążeniu, uzwojenie komutacyjne symetryczne.

czenie w pobliżu kolektora. Natomiast umocowanie kondensatorów przy tabliczce zaciskowej maszyny jest często z braku miejsca niemożliwe. Należy tu uwzględnić także wpływ kondensatorów blokujących szczotki na ewentualny wzrost iskrzenia, a więc pogorszenie komutacji. Zmniejszyć iskrzenie można przez zastosowanie kondensatorów z niewielkimi

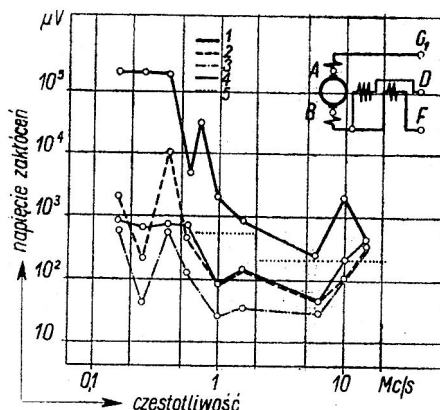


Rys. 9. Poziom zakłóceń mierzony przy użyciu sieci sztucznej w zależności od układu filtru. Silnik bocznikowy 220 V =, 3 kW, 1500 obr/min na biegu luzem. W układach filtrów podanych na rysunku stosowano kondensatory przeciwzakłócenia 0,1 μ F.

oporami szeregowymi. Na ogół można zalecić blokowanie szczotek niewielkimi pojemnościami, gdyż pozwala to znacznie zmniejszyć poziom zakłóceń na przewodach wyjściowych maszyny. Omawiane zagadnienie można by rozważać w uproszczonym układzie zastępczym maszyn jako źródła zakłóceń, podanym na rys. 11.

Skuteczność różnych układów filtrów i rzędy wartości kondensatorów filtrujących stosowanych w praktyce można ocenić z danych przedstawionych na rysunkach. Badania wykazały, że wzrost obciążenia maszyny powoduje wzrost poziomu zakłóceń o 5 do 20 dB. Pogorszona komutacja (spowodowana np. przesunięciem szczotek ze strefy obojętnej) powoduje podobny wzrost poziomu zakłóceń (rys. 12). Duży wpływ na poziom zakłóceń ma ilość obrotów maszyny.

Badania wykazały, że np. poziom zakłóceń przy biegu luzem i 1500 obr/min jest dla pewnego silnika większy o kilka dB od poziomu przy

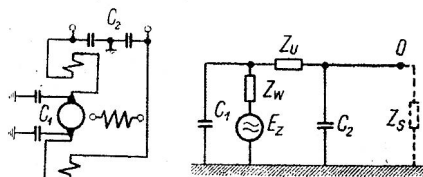


Rys. 10. Wpływ układu filtru na poziom zakłóceń, mierzony przy użyciu sieci sztucznej. 1 — maszyna bez filtru; 2 — kondensatory 0,1 μ F włączone do przewodów wyjściowych maszyny (G_1, D, F); 3 — kondensatory 0,1 μ F dołączone do szczotek (A, B); 4 — kondensatory 0,1 μ F dołączone do szczotek i przewodów wyjściowych maszyny (G_1, D, F, A, B); 5 — maksymalny poziom zakłóceń dopuszczalny przez normy GOST dla tego rodzaju maszyn. Prądnica szeregowo-bocznikowa 220 V =, 20 kW przy pełnym obciążeniu.

pełnym obciążeniu i 1200 obr/min. Należy podkreślić, że wpływ obciążenia lub ilości obrotów jest różny dla składowych symetrycznych i niesymetrycznych zakłóceń; podobnie zastosowanie filtru skutecznego dla składowych niesymetrycznych może wywierać niewielki wpływ na wartość składowych symetrycznych zakłóceń. Duży wpływ na skuteczność układu filtru ma jakość użytych kondensatorów i sposób ich włączenia. Aby zbadać tę sprawę wykonano pomiary charakterystyk $Z_c = \varphi(f)$ szeregu różnych typów kondensatorów. Charakterystyki zdejmowano w układzie podanym na rys. 13. Przy pomiarach zastosowano generator sygnałowy z cechowanym dzielnikiem napięcia. Odbiornik z miernikiem mocy wyjściowej służył tu (podobnie jak w układzie z rys. 5) do stwierdzenia równości napięć przy włączeniu do gniazd 1 i 2 układu. Zastosowano opór porównawczy R o wartości 100 lub 200 Ω . Wyniki pomiarów podano na rys. 14. Z rysunku możemy wyznaczyć częstotliwości rezonansowe kondensatorów tzw. bezindukcyjnych, używanych do filtrów przeciwzakłóceńowych. Widoczny jest także wpływ długości przewodów łączeniowych na charakterystykę kondensatora.

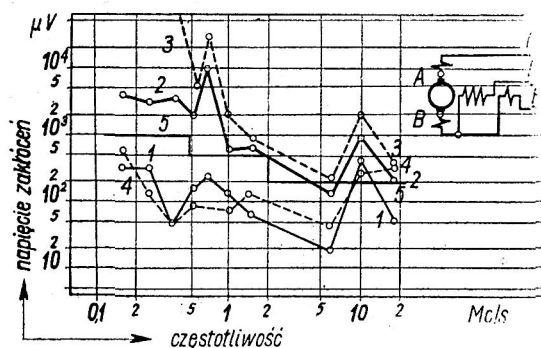
Wykonane badania zakłóceń w maszynach prądu stałego umożliwiły podanie następujących wytycznych zwalczania zakłóceń w tych maszynach. Oporność wewnętrzna uzwojeń maszyny jako źródła zakłóceń maleje ze wzrostem nominalnej mocy maszyny. Podobnie oporność wewnętrzna obwodów głównych maszyny (szeregowych) jest znacznie mniejsza od oporności wewnętrznej obwodów równoległych, co umożliwia racjonalny dobór wartości pojemności kondensatorów filtrujących te obwody.

Za podstawowy zakres, w którym należy zmniejszyć poziom zakłóceń, przyjmujemy zgodnie z normami radzieckimi częstotliwości od 0,15 do 25 Mc/s. W tym przypadku dużą skuteczność filtru na częstotliwościach najniższych zapewnia zastosowanie dostatecznie dużych pojemności (rzędu 0,5 do 1 μF). Przy użyciu dostatecznie krótkich przewodów filtr taki ma zadowalającą skuteczność aż do kilku Mc/s. Większą skuteczność w zakresie średnich częstotliwości dają kondensatory o mniejszej pojemności (rzędu 0,1 μF). Najbardziej skuteczne w zakresie częstotli-



Rys. 11. Maszyna elektryczna z filtrem pojemnościowym i schemat zastępczy jednego z jej przewodów jako generatora składowej niesymetrycznej zakłóceń. C_1 i C_2 — pojemności filtru, E_z — siła elektromotoryczna zakłóceń, Z_w — oporność wewnętrzna generatora zakłóceń, Z_u — oporność uzwojenia szeregowego maszyny, Z_s — oporność sieci dla składowej niesymetrycznej zakłóceń.

wości najwyższych jest stosowanie kondensatorów przepustowych (rys. 8). Celowe jest wyzyskanie kondensatorów przepustowych o mniejszej



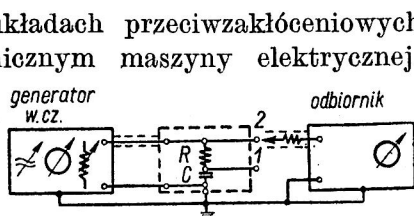
Rys. 12. Wpływ obciążenia i komutacji na poziom zakłóceń. 1 — maszyna na biegu luzem; 2 — maszyna przy pełnym obciążeniu i dobrej komutacji; 3 — maszyna przy pełnym obciążeniu i pogorszonej komutacji; 4 — maszyna w warunkach jak w punkcie 3 po zastosowaniu filtra pojemnościowego $0,1 \mu\text{F}$ na szczotkach (A, B) i $0,5 \mu\text{F}$ na wyjściu (G_1, F); 5 — maksymalny poziom zakłóceń dopuszczalny według norm GOST dla analogicznych maszyn. Prądnicą szeregowo-bocznikową 220 V , 20 kW .

gólną jest to, że odcinek przewodu niosącego zakłócenia jest elementem kondensatora i znajduje się wewnątrz jego sekcji. Dane dotyczące konstrukcji i właściwości tych kondensatorów można znaleźć w literaturze [2], [6], [7], [9] i [11].

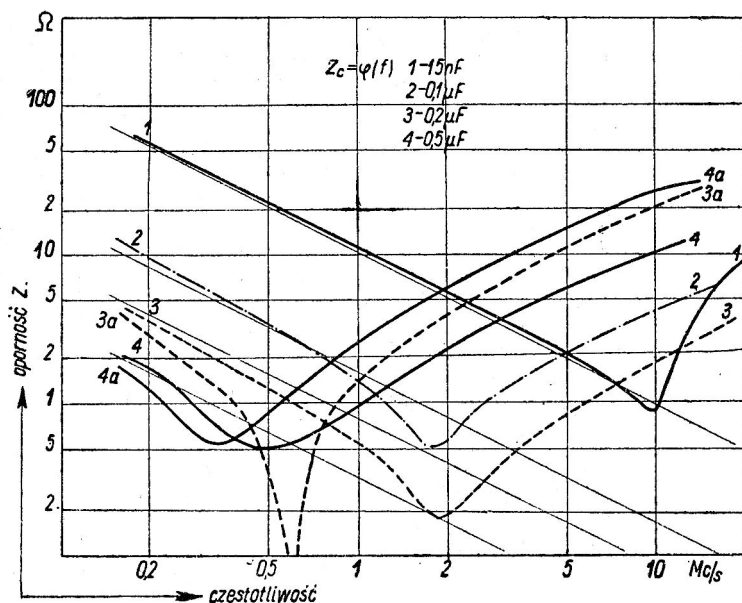
Wszystkie kondensatory użyte w układach przeciwzakłóceńowych powinny odpowiadać warunkom technicznym maszyny elektrycznej. W wielu maszynach konieczne jest użycie kondensatorów z bezpiecznikami, co jest związane z pewnością ruchu urządzenia.

Jeżeli filtr pojemnościowy na wyjściu maszyny nie zapewnia dostatecznej skuteczności, to należy dodać niewielkie (ze względu na iskrzenie) pojemności blokujące między szczotkami a korpusem maszyny (około $0,1 \mu\text{F}$). Stosowanie filtrów dławikowo-pojemnościowych w większości przypadków jest zbędne; używa się ich w maszynach o wyjątkowo małym dopuszczalnym poziomie zakłóceń, np. w przetwornicach zasilających urządzenia radiowe.

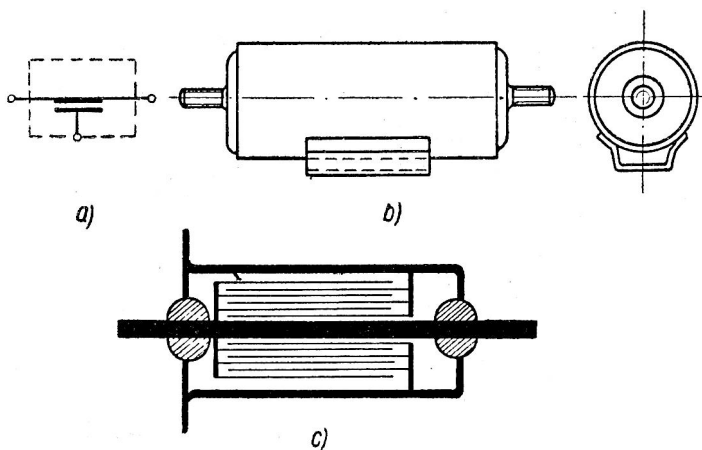
pojemności, jako uzupełnienia filtru złożonego ze zwykłych kondensatorów przeciwzakłóceńowych. Kondensatory przepustowe należy dobierać zależnie od prądu roboczego, płynącego w przewodzie filtrowanym. Dla dużych prądów znamionowych wykonuje się takie kondensatory o mniejszej pojemności. W maszynach mniejszych, gdzie prądy w obwodach są niewielkie, celowe jest zastosowanie filtru złożonego wyłącznie z kondensatorów przepustowych o pojemności rzędu $0,1$ do $0,2 \mu\text{F}$ skutecznego w całym zakresie częstotliwości od $0,16$ do 25 Mc/s . Zasadę konstrukcji kondensatora przepustowego podano na rys. 15. Cechą szcze-



Rys. 13. Układ do zdejmowania charakterystyk $Z_c = \varphi(f)$ kondensatorów przeciwzakłóceńowych stosowanych w pomiarach.



Rys. 14. Charakterystyki oporności kondensatorów przeciwzakłóceńowych w zakresie częstotliwości pracy: 1 — kondensator mikowy płaski 15 μF , długość przewodów połączeniowych minimalna ($< 1 \text{ cm}$); 2 — kondensator] przeciwzakłóceńowy 0,1 μF , długość przewodów $2 \times 4 \text{ cm}$; 3 — kondensator hermetyczny, olejowy 0,2 μF , długość przewodów $2 \times 2,5 \text{ cm}$; 3a — kondensator jak wyżej (0,2 μF), długość przewodów $2 \times 20 \text{ cm}$; 4 — kondensator 0,5 μF przeciwzakłóceńowy z bezpiecznikiem, długość przewodów $2 \times 7 \text{ cm}$; 4a — kondensator jak wyżej (0,5 μF), długość przewodów $2 \times 15 \text{ cm}$. Cienkie linie proste na wykresie podają obliczony przebieg $X_c = \varphi(f)$ dla odpowiednich kondensatorów.



Rys. 15. Kondensator przepustowy. a — schemat elektryczny; b — jedna z odmian konstrukcji; c — zasada konstrukcji.

Podstawowe kryterium doboru wartości elementów filtru, niezależnie od ich liczby, stanowi warunek $Z_r \ll Z_{sz}$, gdzie Z_r — oporność gałęzi równoległej filtru, zaś Z_{sz} — oporność sąsiedniej gałęzi szerego-wej [8].

W każdym przypadku pożądane są pomiary skuteczności filtrów pozwalające np. wykryć szkodliwe zjawiska rezonansowe.

Badania podobne do opisanych należałoby wykonać dla większej ilości maszyn, co ułatwiłoby projektowanie układów przeciwzakłócenio- wych. Duże znaczenie praktyczne zagadnienia sprawia, że nowe pod- ręczniki maszyn elektrycznych również uwzględniają zwalczanie zakłóceń odbioru radiowego [6].

LITERATURA

- [1] Norma GOST 2745-44.
- [2] S. A. Lutow, *Industrialnyje pomiechi radioprijomu i borba s nimi*, Mo- skwa (1952), G. E. I.
- [3] Normy VDE (elektrotechniczne).
- [4] Dennhardt, Himmler, *Rundfunk — Entstörung*, Berlin (1935).
- [5] E. Günter, K. Winter, *Rundfunk ohne Störungen*, Berlin (1934).
- [6] K. M. Piotrowskij, *Elektriceskije maszyny*, Moskwa (1952), G. E. I.
- [7] W. T. Renne, *Elektriceskije kondensatory*, Moskwa (1952), G. E. I. oraz katalogi: AEG, Hydra, Siemens, Vicon.
- [8] D. N. Szapiro, *Elektriczestwo* 3 (1954).
- [9] W. Rotkiewicz, *Technika odbioru radiowego*, t. II, Warszawa (1954), P. W. T.
- [10] M. Abramow, *Radio* 3 (1953).
- [11] S. Awebuch i K. Fomienko, *Radio* 3 (1953).

Katedra Techniki Odbiorczej

Wpłynęło 26 stycznia 1954 r.

ИЗМЕРЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПОМЕХОЗАЩИТНЫХ ФИЛЬТРОВ В МАШИНАХ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Приведены общие сведения из области промышленных помех радиоприёму и рассмотрены часто применяемые в практике измерения. Описаны измерения эффективности фильтров в машинах постоянного тока, произведенные при помощи очень простой аппаратуры. Результаты исследований могут быть использованы в проектировании помехозащитных устройств.

MEASUREMENTS OF EFFICIENCY OF COUNTER-INTERFERENCE FILTERS IN DIRECT-CURRENT ELECTRIC MACHINES

The article gives elementary information on industrial interference in radio reception and discusses the measurements mostly employed in practice. It describes measurements of filter efficiency in direct-current electric motors and generators, carried out by means of a very simple apparatus. Results of the investigations may prove helpful in the desing of counter-interference systems.

MIERNIK POZIOMU ZAKŁÓCEŃ

A. TRETER, mgr inż., st. asystent Katedry Techniki Odbiorczej

Przegląd zagadnień występujących przy konstruowaniu aparatury mającej służyć do pomiaru poziomu zakłóceń oraz opis prototypu miernika poziomu zakłóceń opracowanego w Katedrze Techniki Odbiorczej.

1. WSTĘP

1.1. PRZEGLĄD METOD WALKI Z ZAKŁÓCENIAMI

Intensywny rozwój przemysłu oraz elektryfikacja kraju spowodowały znaczne rozpowszechnienie wszelkiego rodzaju urządzeń elektrycznych, które podczas swego normalnego działania wytwarzają zakłócenia w odbiorze radiowym. Walka z tymi zakłóceniami urasta do problemu o skali ogólnopaniństwowej.

Zmniejszenie zakłóceń odbioru radiowego osiąga się różnymi sposobami, a mianowicie przez:

- 1) ograniczenie zakłóceń u źródła ich powstawania;
- 2) zastosowanie nowych systemów komunikacji radiowej, mało wrażliwych na zakłócenia (jak np. modulacja częstotliwości);
- 3) zastosowanie specjalnych anten odbiorczych mało wrażliwych na zakłócenia;
- 4) zastosowanie specjalnych układów ograniczających zakłócenia w samym odbiorniku;
- 5) oddzielenie odbiornika filtrem od sieci zasilającej;
- 6) zwiększenie natężenia pola sygnału w miejscu odbioru i przez to polepszenie stosunku napięcia sygnału do napięcia zakłóceń.

Kolejność w powyższym zestawieniu nie odpowiada bynajmniej historii walki techniki odbiorczej z zakłóceniami — raczej przeciwnie; kolejność ta odpowiada natomiast skuteczności i ekonomiczności tych metod.

Najlepszą metodą jest ograniczenie zakłóceń u źródła ich powstawania; wymaga ona wprowadzenia urządzeń dodatkowych w jednym tylko miejscu, a mianowicie u źródła zakłóceń, zamiast konieczności stosowania takich urządzeń we wszystkich miejscach, w których odbiór mógłby być przez to źródło zakłócony.

Ograniczenie zakłóceń u źródła uzyskuje się przez spełnienie trzech zasadniczych postulatów:

a) wykonanie urządzeń elektrycznych zapewniające dobre styki i minimalne iskrzenie¹⁾;

b) staranne ekranowanie całego urządzenia; ma ono na celu zmniejszenie promieniowania zakłóceń;

c) tłumienie zakłóceń rozchodzących się wzdłuż przewodów sieci zasilającej źródło zakłóceń, przez zastosowanie odpowiednich filtrów przeciwzakłóceniovych.

1.2. POTRZEBA MIERZENIA POZIOMU ZAKŁÓCEŃ

Przy zmniejszaniu poziomu zakłóceń odbioru radiowego powstaje nowa kategoria urządzeń, mianowicie urządzenia przeciwzakłócenioowe. Produkcja tych urządzeń jest konieczna, jak również okresowe sprawdzanie ich i naprawianie w czasie użytkowania. W tych warunkach konieczność mierzenia napięcia zakłóceń staje się oczywista; napięcie to musi być mierzone przy kontroli produkcji nowych urządzeń elektrycznych i przy sprawdzaniu aktywności zakłócenioowej urządzeń będących w ruchu. W wielu krajach dopuszczalny poziom zakłóceń przemysłowych określony jest w normach. W Polsce potrzeba takich norm zarysowuje się coraz wyraźniej; wobec ich braku przemysł nasz opiera się przeważnie na normach radzieckich. Omawiany tu miernik przystosowany jest do metody pomiarowej zalecanej przez normy radzieckie.

2. METODY POMIARU ZAKŁÓCEŃ

2.1. ZAGADNIENIE DEFINICJI WIELKOŚCI MIERZONEJ

W radiokomunikacji operuje się powszechnie pojęciem wartości napięcia sygnału, wyrażonej najczęściej w mikrowoltach. Najwygodniej zatem byłoby operować również pojęciem wartości napięcia zakłóceń. Tu jednak występuje pewna trudność, w radiokomunikacji bowiem wartość napięcia sygnału określa amplituda napięcia sinusoidalnego. Kształt krzywej napięcia zakłóceń bywa natomiast najrozmaitszy i zachodzi pytanie, jaką wartość tego napięcia — szczytową, skuteczną, czy średnią — należy uważać za *napięcie zakłóceń*, skoro wartości te nie są powiązane ze sobą w sposób stały, tak jak dla napięcia sinusoidalnego.

¹⁾ Uloty i świetlenia na izolatorach wysokiego napięcia (przy napięciu większym od 60 kV) są również źródłem zakłóceń odbioru radiowego. Ograniczenie tych zakłóceń uzyskuje się przez dobór odpowiedniego kształtu izolatora oraz stosowanie pólprzewodzących.

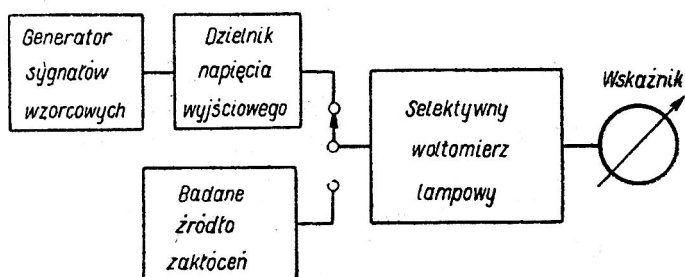
Doświadczenie wskazuje, że jeśli napięcie zakłóceń ma kształt często powtarzających się impulsów, to efekt zakłócający w przybliżeniu jest proporcjonalny do wartości szczytowej tych impulsów. Dlatego konstrukcja miernika zakłóceń idzie w kierunku pomiaru wartości szczytowej. Ze względu jednak na skończoną bezwładność układu pomiarowego, wartość zmierzona jest zawsze nieco mniejsza od wartości szczytowej. Należy podkreślić, że wyżej wspomniana proporcjonalność efektu zakłóceniewego do wartości szczytowej napięcia zakłóceń zachodzi tylko w przypadku napięcia zakłóceń w postaci impulsów powtarzających się w krótkich odstępach czasowych. Jeśli napięcie zakłóceń składa się z impulsów oddzielonych od siebie dłuższymi odcinkami czasowymi, wówczas efekt zakłóceń nie jest bynajmniej proporcjonalny do wartości szczytowej impulsów lecz do częstości ich występowania. Zaszeregowanie więc danego napięcia zakłóceń do kategorii rzadkich lub częstych impulsów oparte jest na właściwościach słyszenia. Zdolność do odebrania wrażenia wywołanego impulsem narzuca minimalny czas narastania impulsu, który jest rzędu 0,5 do 1 ms. Całkowity zanik wrażenia po ustaniu podniety wymaga czasu 160 do 200 ms.

Tak więc, jeśli chodzi o przyrząd do mierzenia napięcia zakłóceń, nie można udzielić ścisłej odpowiedzi na pytanie, jaką wartość *napięcia zakłóceń* będzie on mierzył; dlatego zaproponowany w tytule niniejszego artykułu termin *poziom zakłóceń* wydaje się bardziej odpowiedni. Pojęcie poziomu zakłóceń może nabrać znaczenia ilościowego, jeśli wszystkie mierniki, używane do pomiaru zakłóceń, będą identyczne pod względem podstawowych, charakteryzujących je parametrów elektrycznych. W normach radzieckich przyjęte jest używanie terminów *napięcie zakłóceń* i *poziom napięcia zakłóceń* [1, str. 21].

2.2. ZASADNICZY UKŁAD POMIAROWY

Według normy, wartość napięcia zakłóceń określa się równoważnym napięciem sinusoidalnym wielkiej częstotliwości modulowanym do głębokości 80% tonem o częstotliwości 400 c/s. Równoważność rozumie się jako identyczność wskazań miernika zakłóceń nastrojonego na określoną częstotliwość i spełniającego szereg ściśle określonych wymagań pod względem elektrycznym. Na rysunku 1 pokazano zasadniczy układ pomiarowy. Pomiar polega na uzyskaniu jednakowego wychylenia wskaźnika przy włączaniu na wejściu kolejno: badanego źródła zakłóceń i generatora sygnałów wzorcowych. Wartość mierzonego poziomu zakłóceń odczytuje się bezpośrednio z dzielnika napięcia wyjściowego generatora sygnałów wzorcowych; dzielnik ten decyduje również o dokładności pomiaru. Jak wynika jednak z punktu poprzedniego, określenie wartości

poziomu zakłóceń ma charakter przybliżony i osiągalna dokładność pomiaru nie usprawiedliwiałaby wbudowania do miernika poziomu zakłóceń wszystkich elementów układu pomiarowego pokazanego na rys. 1. Konieczności wbudowywania generatora sygnałów wzorcowych można uniknąć przez wyskalowanie selektywnego woltomierza lampowego w funkcji częstotliwości. Za pomocą dzielnika napięcia wyjściowego generatora można wyskalować wskaźnik i wtedy dzielnik staje się zbędny. Ponieważ napięcie zakłóceń przeważnie ma ciągle widmo częstotliwości, dokładność skalowania w funkcji częstotliwości jest raczej sprawą drugorzewną. Natomiast dokładność skalowania wskaźnika w wartościach napięcia jest czynnikiem decydującym o dokładności pomiaru. Najistotniejsza jest



Rys. 1. Zasadniczy układ pomiarowy.

sprawa zachowania ważności tego skalowania w całym zakresie częstotliwości mierzonych, gdyż zarówno czułość, jak i poziom szumów własnych selektywnego woltomierza lampowego zmieniają się z częstotliwością, utrudniając zachowanie ważności skalowania napięciowego. Zagadnienie to wymaga szczególnej uwagi.

2.3. SKALOWANIE NAPIĘCIOWE

Regulację czułości osiąga się łatwo drogą np. regulacji wzmocnienia jednego ze stopni wzmacniających selektywnego woltomierza lampowego, przy czym element regulujący wzmocnienie (np. potencjometr) musi mieć tarczę z podziałką. Ustawianie regulatora dla danej częstotliwości dokonywane jest przy użyciu tabeli lub krzywych skalowania, jednak starzenie się lamp powoduje zmianę czułości i skalowanie przestaje być ważne. Dla kontroli stanu lamp wbudowuje się niekiedy generator wielkiej częstotliwości, dający jedną określoną częstotliwość; wzmocnienie miernika na tej częstotliwości jest miarą jego użyteczności. Metoda ta pozwala jednak na stwierdzenie co najwyżej faktu, że jedna z lamp (niekiedy właśnie lampa generatora kalibracyjnego) jest słaba. Inna metoda, polegająca na pomiarze prądu anodowego każdej lampy z osobną drogą odpowiedniego przełączenia wskaźnika, jest lepsza, bo pozwala na spraw-

dzenie każdej lampy z osobna. Najlepszą metodą cechowania miernika zakłóceń jest stosowanie pewnego rodzaju *wzorców zakłóceń* w postaci naturalnych źródeł szumów. Do takich źródeł należą:

- a) styk przerywający prąd,
- b) szumiący obwód rezonansowy,
- c) diodowy generator szumów.

Ostatnie z wymienionych źródeł wydaje się najbardziej godne uwagi. Generator szumów składa się z diody o katodzie wolframowej pracującej w zakresie nasycenia prądu emisyjnego. Dioda, pracująca w takich warunkach, jest źródłem prądu szumowego wywołanego zjawiskiem strutowym. Średni kwadrat prądu szumowego może być obliczony z zależności:

$$\overline{I_{sz}^2} = 2e I_e \Delta f, \quad (1)$$

gdzie

- e — ładunek elektronu ($1,601 \cdot 10^{-19}$ kulomba),
- I_e — całkowity prąd emisyjny diody w amperach,
- Δf — szerokość pasma częstotliwości w c/s.

Miernik poziomu zakłóceń powinien mieć stałą szerokość pasma przepuszczanego Δf . Wartość I_e z uwagi na pracę w zakresie nasycenia nie zależy od napięcia anodowego, natomiast może być zmieniana drogą regulacji żarzenia. Jak już wspomniano, napięcie zakłóceń jest określone w normach przez wartość równoważnego napięcia sinusoidalnego modulowanego. Napięcie to jest wzorcem pierwotnego skalowania miernika zakłóceń. Generator szumów stosuje się tylko do cechowania niektórych typów mierników w trakcie ich eksploatacji. Jest rzeczą oczywistą, że szумы, zarówno co do swojego charakteru jak i efektu dostrzeganego naszymi zmysłami, są bardziej zbliżone do zakłóceń niż napięcie sinusoidalne modulowane. Wydaje się więc, że byłoby celowe wprowadzenie do norm nowego wzorca zakłóceń w postaci szumu w miejsce sygnału sinusoidalnego.

Miernik poziomu zakłóceń składa się z selektywnego woltomierza lampowego i urządzeń pomocniczych, takich jak diodowy generator szumów lub urządzenie do sprawdzania stanu lamp oraz wzmacniacz małej częstotliwości wraz ze słuchawkami do słuchowej kontroli mierzonych zakłóceń. Sелеktywny woltomierz lampowy ma układ elektryczny podobny do układu odbiornika z przemianą częstotliwości. Ma on z reguły obwód rezonansowy na wejściu. Szum cieplny obwodu określony jest jego opornością rezonansową według znanego wzoru Nyquista¹⁾:

¹⁾ Wzór ten słuszny jest w przypadku, gdy szerokość pasma Δf jest niewielka; wtedy w granicach tego pasma oporność obwodu jest w przybliżeniu równa oporności rezonansowej obwodu — $Z \approx Z$.

$$\overline{U_i^2} = 4kTZ_r\Delta f, \quad (2)$$

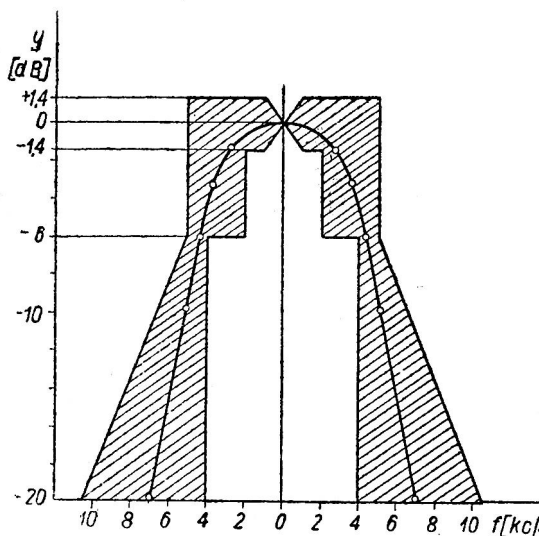
gdzie

k — stała Boltzmanna wynosząca $1,37 \cdot 10^{-23}$ džul/ 1° ,

T — temperatura bezwzględna,

Z_r — oporność rezonansowa obwodu,

Δf — skuteczna szerokość pasma częstotliwości.



Rys. 2. Wymagany kształt krzywej selektywności. kłóceń powinien mieć stałą szerokość pasma częstotliwości mierzonych. W normach radzieckich przyjęto następujące szerokości pasma dla różnych zakresów częstotliwości:

dla zakresu	szerokość pasma
12 — 150 kc/s	2 — 4 kc/s
0,15 — 20 Mc/s	8 — 10 kc/s
20 — 150 Mc/s	100 — 150 kc/s
140 — 500 Mc/s	200 — 300 kc/s

Przy zastosowaniu tzw. *bezzsumnej pentody* jako lampy pierwszej — szum tej lampy nie daje się we znaki; jednakże szum obwodu rezonansowego, zwłaszcza na zakresach długofalowych, powoduje błędy pomiaru, jeżeli mierzony poziom zakłóceń jest rzędu pojedynczych mikrowoltów.

2.4. SELEKTYWNOŚĆ

W normach przewiduje się, że miernik poziomu zakłóceń powinien mieć stałą szerokość pasma częstotliwości mierzonych. W normach radzieckich przyjęto następujące szerokości pasma dla różnych zakresów częstotliwości:

W normach jest określony również kształt krzywej selektywności. Na rysunku 2 przestrzeń zakreskowana przedstawia obszar tolerancji dla wypadkowej krzywej selektywności miernika.

2.5. DETEKCJA

Detektor miernika zakłóceń pracuje w układzie diodowym. Istotne dla pomiaru są stałe czasu ładowania i rozładowania układu detekcyjnego. Początkowo starano się o dokładne dostosowanie stałych czasu układu detekcyjnego do właściwości ucha ludzkiego i odpowiednio do tych właściwości (wspomnianych w punkcie 2.1) przyjmowano stałą czasu ładowania 1 ms — rozładowania 160 ms. Ponieważ jednak na ostateczny wynik pomiaru ma także wpływ stała czasu systemu ruchomego

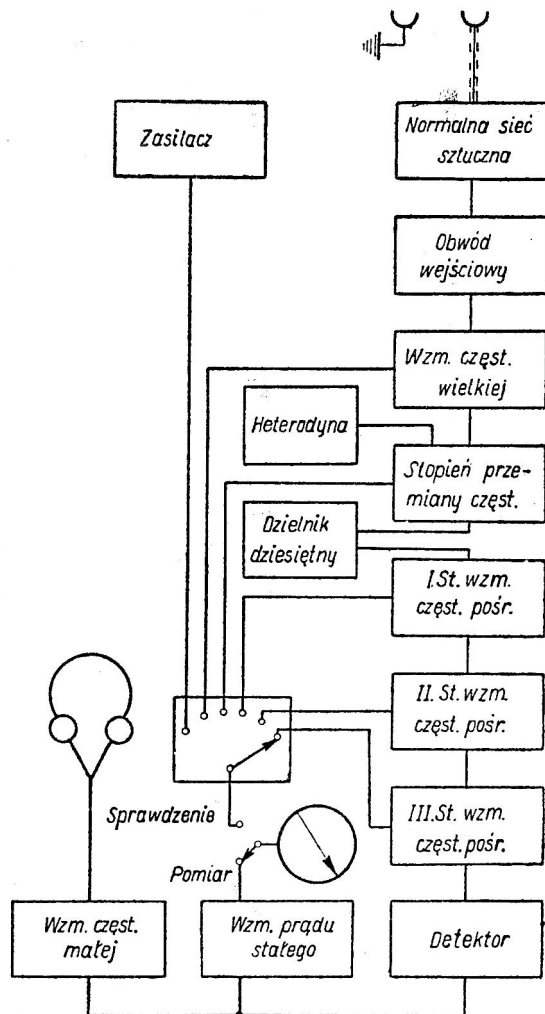
we wskaźniku wyjściowym, zmodyfikowano nieco właściwości *czasowe* detektora, tak aby stała czasu wskaźnika mogła zawierać się w granicach stałych czasu detektora. Przyjmuje się stałą czasu ładowania 10 ms, rozładowania 500 ms. Stała czasu wskaźnika powinna zawierać się w granicach od 200 do 400 ms.

3. OPIS OPRACOWANEGO PROTOTYPU

3.1. UKŁAD BLOKOWY

Miernik zakłóceń opracowany w Katedrze Techniki Odbiorczej służy do mierzenia składowej niesymetrycznej napięcia zakłóceń, występującego na przewodach sieci, do której przyłączone jest źródło zakłóceń. Miernik umożliwia pomiary poziomu zakłóceń od 2 do 10000 μV w zakresie częstotliwości od 0,15 do 15,0 Mc/s z luką między 0,9 i 1,1 Mc/s, w której mieści się częstotliwość pośrednia, wynosząca 1 Mc/s. Miernik ma siedem zakresów częstotliwości, przy czym obwody wielkiej częstotliwości umieszczono w ekranowanym bębnie obrotowym. W ten sposób uniknięto kłopotów związanych ze stosowaniem przełącznika na tak dużą liczbę zakresów.

Układ blokowy przedstawiono na rys. 3. Badane źródło zakłóceń przyłączone jest do zacisków wejściowych miernika kablem koncentrycznym długości 75 cm. Zacisk uziemiający miernika łączy się z korpusem źródła zakłóceń. Między kablem koncentrycznym a obwodem wejściowym miernika znajduje się normalna sieć sztuczna



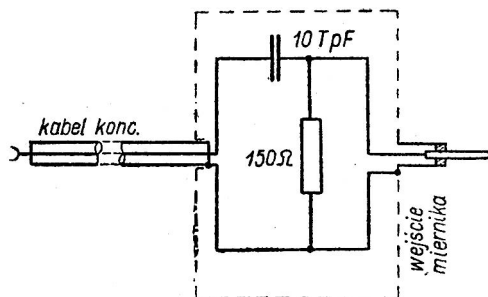
Rys. 3. Układ blokowy miernika poziomu zakłóceń.

(rys. 4), której układ jest równoważny z siecią energetyczną pod względem parametrów elektrycznych. Sieć energetyczna bowiem stanowi obciążenie źródła zakłóceń w rzeczywistych jego warunkach pracy.

Mierzone napięcie zakłóceń zostaje doprowadzone z normalnej sieci sztucznej do obwodu wejściowego, po czym jest wzmacnione przez jeden stopień wzmacnienia wielkiej częstotliwości, zawierający lampę 7H7. Następuje stopień przemiany częstotliwości, zawierający lampę ECH21. Za pierwszym filtrem pasmowym częstotliwości pośredniej umieszczony jest dziesiętny dzielnik pojemnościowy, pozwalający na zmianę zakresów napięć mierzonych. Zakresy są następujące:

$$\begin{aligned} 1 \div 10 & \mu\text{V} \\ 10 \div 100 & \mu\text{V} \\ 100 \div 1000 & \mu\text{V} \\ 1000 \div 10000 & \mu\text{V} \end{aligned}$$

Ponadto układ zawiera trzy stopnie wzmacnienia pośredniej częstotliwości na lampach EF22. Drugi z tych trzech stopni ma regulowane



Rys. 4. Normalna sieć sztuczna z kablem koncentrycznym.

ujemne napięcie siatki sterującej lampy EF22. Umożliwia to regulację czułości miernika. Potencjometr regulujący ujemne napięcie ma osadzoną na osi tarczę z podziałką. Podziałkę tę nastawia się dla każdej z częstotliwości mierzonych na odpowiednią wartość podaną w tabeli cechowania, przytwierdzonej do płyty czołowej miernika. Krzywą selektywności miernika określa przede wszystkim

wzmacniacz częstotliwości pośredniej, gdyż obwody wielkiej częstotliwości są odpowiednio stłumione. Krzywą selektywności zdjętą doświadczalnie podaje rys. 2.

Do układu wchodzi również detektor diodowy między siatką i katodą heptody lampy ECH21. Stała czasu ładowania układu detekcyjnego wynosi 10 ms, a rozładowania 600 ms. Układ detekcyjny steruje siatką wzmacniacza prądu stałego z mikroamperomierzem w obwodzie anody lampy EF22. Wzmacniacz ten stanowi wyjściowy układ pomiarowy. Skala wskaźnika ma kierunek odwrotny do powszechnie stosowanego (zero napięcia na siatce odpowiada maksymalnemu wychyleniu — pojawienie się ujemnego napięcia podanego z detektora zmniejsza wychylenie). Poślizgowe napięcie ekranu zapewnia logarytmiczną skalę. Zero skali ustawiane jest za pomocą potencjometru włączonego do obwodu katody lampy. Skala wskaźnika zawiera napięcia od 1 do 10 μV .

Z detektora zasilana jest również trioda lampy ECH21, pracująca w układzie wzmacniacza oporowego, z którego doprowadza się napięcie wyjściowe do słuchawek kontrolnych.

Brak na rynku krajowym lampy o katodzie wolframowej, która nadawałaby się do zastosowania jako dioda szumowa, przesądził o konieczności innego rozwiązania skalowania napięciowego, a mianowicie przez regulację ujemnego napięcia siatki sterującej lampy drugiego stopnia wzmacniacza częstotliwości pośredniej. Sprawdzenie ważności tabeli cechowania polega na pomiarze prądu anodowego każdej lampy z osobna, przy czym używa się wskaźnika wyjściowego przełączanego w odpowiedni sposób (rys. 3).

Miernik może być zasilany z sieci lub baterii. Przy zasilaniu z sieci zastosowano stabilizację napięcia anodowego 120 V. Przy zasilaniu z baterii zapewniono pomiar napięcia anodowego (wykonywany identycznie jak sprawdzenie emisji lamp).

3.2. ZAGADNIENIE OBWODU WEJŚCIOWEGO

Obwód wejściowy miernika wymaga dodatkowego omówienia. Normy ustalają minimalną dopuszczalną oporność wejściową miernika, różną dla różnych zakresów częstotliwości. Oporność ta waha się w granicach od $25\text{ k}\Omega$ na falach długich (0,16 Mc/s) do $100\ \Omega$ na falach krótkich (20 Mc/s). Z tych względów najwygodniej byłoby sprzęgać obwód wejściowy z siecią sztuczną przez małą pojemność. Wtedy jednak współczynnik wyzyskania obwodu wejściowego ulegałby dużym zmianom w zakresie, a mianowicie w położeniu $C_{\max}$ kondensatora zmiennego byłby bliski jedności lub nawet mniejszy. Dlatego zastosowano wysokoindukcyjny układ obwodu wejściowego. Duża indukcyjność cewki antenowej zapewnia dużą oporność wejściową. Jednocześnie układ taki daje dość wyrównany współczynnik wyzyskania obwodu wejściowego. Współczynnik ten w zakresach długofalowych jest rzędu 1,5 do 2, w zakresach zaś krótkofalowych rzędu 4. Obwód rezonansowy w zakresach długofalowych musiał być stłumiony oporem ze względu na zapewnienie szerokości pasma i stąd powyższa rozbieżność, która zresztą była raczej korzystna; wzmocnienie bowiem wzmacniacza wielkiej częstotliwości było z kolei mniejsze przy falach krótkich.

Taka konstrukcja obwodu wejściowego daje zadowalające rezultaty w aparaturze o niezbyt dużej czułości; np. miernik tego typu jak opisywany, mający jednak najniższy zakres napięć mierzonych do $100\ \mu\text{V}$, działał bez zarzutu i wychylenie wskaźnika spowodowane szumem własnym obwodu wejściowego było nieznaczne i nie powodowało uchybu przekraczającego dopuszczalnych granic dokładności pomiaru. W przypad-

ku jednak, gdy najniższy zakres napięciowy wynosi $10 \mu\text{V}$, a napięcie o wartości $2 \mu\text{V}$ powinno dawać czytelne wychylenie, szum własny obwodu rezonansowego na wejściu miernika uniemożliwia zachowanie dokładności 10% na skali napięciowej. W takich bowiem warunkach wartość mierzonego poziomu zakłóceń jest wypadkową poziomu zakłóceń badanego źródła zakłóceń i poziomu szumów własnych miernika, przy czym ten ostatni zmienia się z częstotliwością, co powoduje, że w najniższym zakresie napięciowym ($10 \mu\text{V}$) skala wskaźnika powinna być inna dla każdej z mierzonych częstotliwości. Skuteczne dla przezwyciężenia tej trudności okazało się zastosowanie bezszumnego aperiodycznego obwodu wejściowego według pomysłu prof. W. Rotkiewicza.

Po uwzględnieniu stałej Boltzmanna $k=1,37 \cdot 10^{-23}$ dżul/ 1° przy temperaturze pokojowej podanej w stopniach Kelvina $T=290^\circ\text{K}$, wzór (2) sprowadza się do postaci:

$$U_t = 0,125 \sqrt{Z_r \Delta f}, \quad (3)$$

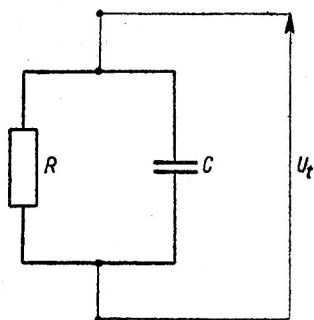
przy czym dla Z_r wyrażonego w $\text{k}\Omega$, zaś Δf w kc/s , U_t ma wymiar μV . Jeśli zastosujemy na wejściu miernika układ nierezonansowy, polegający na włączeniu oporu między siatką a katodą pierwszej lampy, to z uwagi na istnienie pojemności montażowej, układ zastępczy przybierze postać przedstawioną na rys. 5. Nie trudno wykazać, że dla takiego układu szum cieplny określony jest zależnością¹⁾:

$$U_t = \frac{0,125 \sqrt{R \Delta f}}{1 + \omega^2 R^2 C^2}. \quad (4)$$

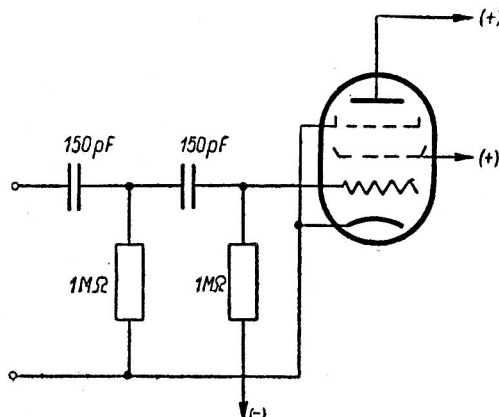
Widać z tego, że przy dostatecznie dużym R szum będzie mniejszy niż w przypadku, gdy na wejściu jest włączony obwód rezonansowy. Jeśli np. przy częstotliwości $f=0,16 \text{ Mc/s}$ jest $Z_r=100 \text{ k}\Omega$, to wzór (3) daje $U_t=4 \mu\text{V}$ przy $\Delta f=10 \text{ kc/s}$. Jeśli zaś weźmiemy pod uwagę układ z rys. 5, to dla $R=1 \text{ M}\Omega$ i $C=20 \text{ pF}$ otrzymamy, przy tych samych f i Δf według wzoru (4), $U_t=0,31 \mu\text{V}$. Układ rzeczywisty podano na rys. 6. Wprowadzenie podwójnego układu RC (stanowiącego filtr górnoprzepustowy) ma na celu zmniejszenie przydźwięku. Zastosowanie tego układu na czterech zakresach począwszy od fal najdłuższych pozwoliło uzyskać w tych zakresach napięcie szumu tego samego rzędu, jak na falach najkrótszych i skalowanie wskaźnika nie narażało już żadnych trudności.

¹⁾ Wynika to z zastąpienia układu równoległego równoważnym układem szeregowym.

Oczywiście wprowadzenie takiego układu na wejściu zmniejszyło nieco czułość, bo współczynnik wyzyskania obwodu wejściowego spadł poniżej jedności. Można było to jednak wyrównać częściowym odtłumieniem obwodów wzmacniacza wielkiej częstotliwości. Układ ten poza tym zmniejszył tłumienie sygnałów lustrzanych, które w opisywanym mierniku udało się jednak utrzymać powyżej 20 dB, oraz tłumienie sygnału o częstotliwości pośredniej, które dopiero po zastosowaniu eliminatora dało się powiększyć ponad 20 dB przy częstotliwościach najbliższych do



Rys. 5. Układ zastępczy aperiodycznego bezszumnego obwodu wejściowego.

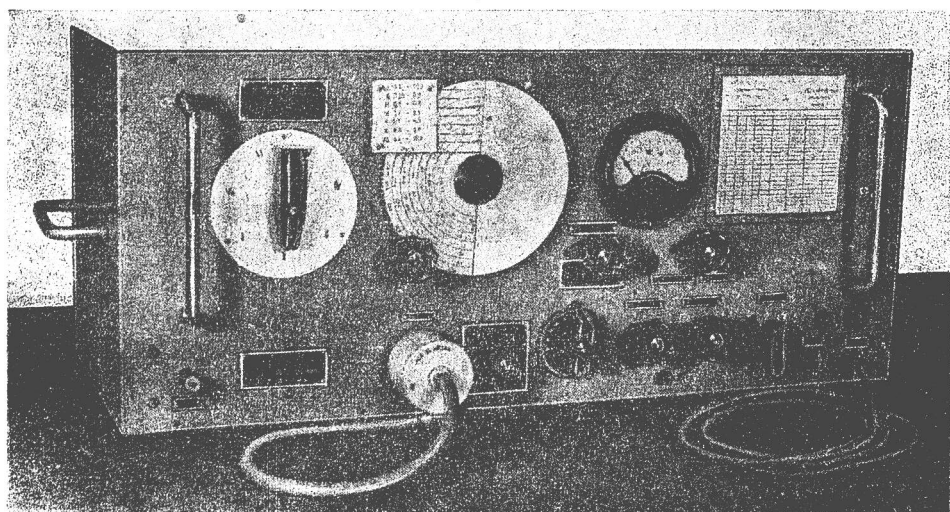


Rys. 6. Układ rzeczywisty aperiodycznego bezszumnego obwodu wejściowego.

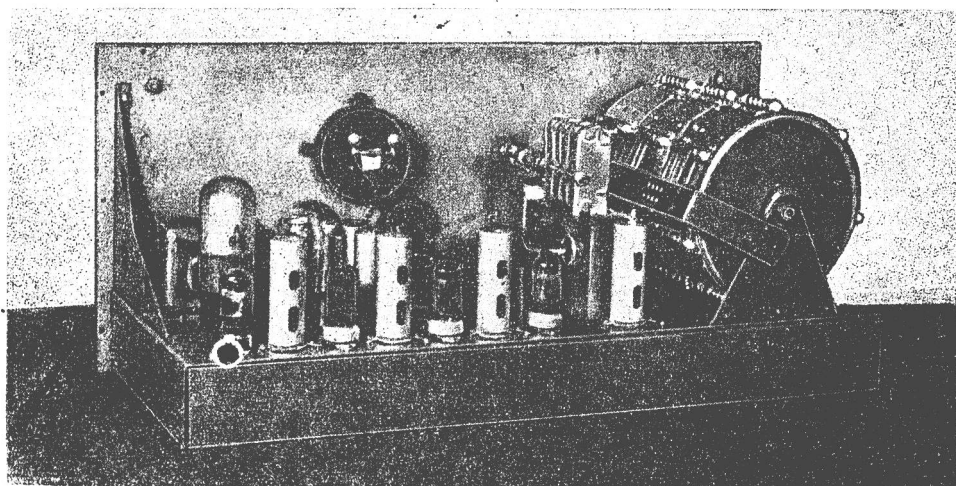
pośredniej. Modulacja skrośna nie jest w przypadku pomiaru zakłóceń groźną przyczyną błędów.

3.3. UWAGI KOŃCOWE

Opracowany typ miernika może służyć do kontroli produkcji w przemyśle. Na rysunku 7 podano widok ogólny wykonanego modelu. Model ten jest przystosowany do pomiaru zakłóceń przy bezpośrednim przyłączeniu go do źródła; po dodaniu odpowiedniej anteny mógłby on służyć do pomiaru natężenia pola zakłóceń. Dalsze wysiłki pójść w kierunku uproszczenia i udoskonalenia szeregu fragmentów układu; projektowane jest wprowadzenie aperiodycznego wejścia na wszystkich zakresach częstotliwości. Zakresy częstotliwości oraz częstotliwość pośrednia opisanego prototypu wybrane zostały stosownie do wymagań zlecniodawcy. Następny model miernika poziomu zakłóceń umożliwi pomiar w zakresie częstotliwości od 0,15 do 20 Mc/s, ponadto częstotliwość pośrednia i związana z nią luka w zakresie mierzonych częstotliwości będą przesunięte



a



b

Rys. 7. Widok ogólny wykonanego modelu: a) widok z przodu b) widok z tyłu.

w kierunku mniejszych częstotliwości, tak aby umożliwić pomiar przy częstotliwości 1 Mc/s stosownie do wymagań norm [1, str. 266]²⁾. Ponieważ przemysł lampowy ma w niedługim czasie dostarczyć pierwszych diod

²⁾ Uwaga dodana dnia 3. 1. 1955: Wykonano następny model miernika poziomu zakłóceń o następujących danych: Zakres częstotliwości mierzonych $0,15 \div 20$ Mc/s z luką między 0,77 i 0,97 Mc/s w ośmiu zakresach. Zakres napięć mieszanych $1 \div 10000$ μ V. Częstotliwość pośrednia 0,87 Mc/s. Wejście aperiodyczne na wszystkich zakresach. Dwa stopnie wzmocnienia wielkiej częstotliwości, oba na lampach EF22. Tłumienie sygnałów o częstotliwości pośredniej lepsze od 28 dB.

szumowych, więc ostatecznym udoskonaleniem będzie prawdopodobnie wprowadzenie układu diodowego do generatora szumów dla sprawdzenia wzorcowania.

LITERATURA

- [1] S. A. Lutow, *Industrialnyje pomiechi radioprijomu i borba s nimi*, Moskwa — Leningrad (1952), Gosenergoizdat.
- [2] W. Rotkiewicz, *Technika Odbioru Radiowego* 2 (1954), PWT.
- [3] D. Maurice, G. F. Nevell, I. G. Spencer, *Wireless Engineer* 1(1950) 2—12.

Katedra Techniki Odbiorczej

Wpłynęło 26 stycznia 1954 r.

ИЗМЕРИТЕЛЬ УРОВНЯ ПОМЕХ

Лучшим методом борьбы с промышленными помехами является ограничение помех у источника их возникновения при помощи специальных приспособлений. Эти приспособления, имеющие целью экранирование источника помех и подавление помех расходящихся по проводам питающей сети, должны быть специально контролированы непосредственно после изготовления, а после сдачи в эксплуатацию должны периодически проверяться и в случае надобности подвергаться исправлению. Отсюда следует необходимость измерения помех.

В нормах *напряжение помех* определено значением наивысшего эквивалентного синусоидального напряжения большой частоты модулированного тоном частоты 400 гц до глубины 80%. Под эквивалентностью напряжения подразумевается в данном случае тождественность показаний измерителя помех настроенного на определенную частоту и определяющего ряд точно, с электрической точки зрения, определенных требований. Так как эффект помехи чаще всего пропорционален наивысшему значению напряжения помех, то следует измерять именно это значение. Однако, ввиду неоднородности формы кривой напряжения помех и инерции измерительной системы, результат измерения может быть в лучшем случае приблизительно равен наивысшему значению напряжения помех. Ввиду этой трудности предлагается термин *уровень помех* вместо *напряжение помех*, причем предлагаемый термин имеет количественный смысл, если известны основные электрические параметры измерителя уровня помех. Обращается внимание также на то, что шум ввиду своего характера и сплошного спектра частоты был бы более пригодным в качестве образца напряжения помех, чем модулированное синусоидальное напряжение.

Прототип измерителя уровня помех созданный при Кафедре Техники Радиоприёма приспособлен для измерения несимметрического слагаемого помех, выступающих на проводниках сети, к которой присоединен источник помех. Измеритель делает возможным измерение уровня помех при частотах от 0,15 до 15 мгц с интервалом между 0,9 и 1,1 мгц, в котором находится промежуточная частота 1 мгц. Измеритель имеет семь диапазонов частоты, причем кон- туры высокой частоты находятся в экранизированном вращающемся барабане.

Измеряемые напряжения заключаются в границах от 1 до 10 000 $\mu\text{в}$; четыре диапазона напряжения наставляются при помощи десятичного емкостного делителя, работающего за первым фильтром промежуточной частоты. Блок-схема изображена на рисунке 3. Измеряемое напряжение помех вводится в измерительный прибор при помощи концентрического кабеля через так называемую *нормальную искусственную сеть*, которая с точки зрения электрических параметров тождественна энергетической сети (рис. 4). Измеритель имеет одну ступень усиления высокой частоты, три ступени усиления промежуточной частоты (ступени эти обуславливают эквивалентную кривую селективности, изображенную на рис. 2), детектор с диодом и постоянной времени зарядки 10, а разрядки 600 мсек (значения эти определяются в нормах применительно к особенностям слышимости), усилитель постоянного тока с миллиамперметром в контуре анода составляющий исходную измерительную систему и усилитель низкой частоты с контрольными наушниками. Вторая ступень усиления промежуточной частоты имеет регулируемое отрицательное напряжение управляющей сетки, что позволяет регулировать чувствительность измерителя. Потенциометр, регулирующий это отрицательное напряжение, снабжен диском со шкалой, которую наставляем для каждой измеряемой частоты на значение, поданное в прикрепленной к переднему щиту таблице. Для проверки действительности данных этой таблицы обеспечено измерение анодного тока каждой лампы в отдельности и измерение анодного напряжения. С этой целью применяется исходный показатель, переключаемый так, как показано на рисунке 3. Измеритель может питаться так из сети, как и от батареи.

Контур входа выполнен первоначально в системе высокоиндукционным сопряжением. Оказалось однако, что применение резонансного контура при входе является причиной значительного шума самого измерителя в диапазоне длинных волн, так как резонансный контур является источником напряжения шума по формуле (3). Для избежания трудности применено в четырех диапазонах длинных волн бесшумный апериодический вводный контур, предложенный профессором В. Роткевичем. Система изображена на рис. 6. Двойная система RC , имеет целью уменьшение фона. Эквивалентная схема изображенная на рис. 5 является именно такой ввиду некоторой монтажной емкости элементов системы и соединяющих проводов. Напряжение шума такой системы определяет формула (4), из которой видно, что при большом R напряжение это может быть меньше, нежели при применении резонансного контура. Применение такой системы позволяет достигнуть точности около 10% во всех диапазонах частоты при градуировании шкалы напряжения измерительного прибора.

THE INTERFERENCE LEVEL METER

The best method of fighting industrial interference is the limitation of interference at its original source by means of counter-interference devices. These devices, having for their purpose to screen off the source of interference and to filter out interference spreading along the supply network leads, must be controlled directly on leaving production, and afterwards during their service time, must be tested at regular intervals and repaired if necessary. Hence the necessity of the measurement of interference.

In the standards, „interference voltage“ is defined by the peak value of the equivalent sinusoidal voltage of high frequency modulated by the tone of frequency 400 c. p. s. to the depth of 80 per cent. Equivalence of voltages is understood here as the identity of indications of the interferometer tuned to a definite frequency and fulfilling a series of strictly determined electrical requirements. Since the interfering effect is mostly proportional to the peak value of the interference voltage, even this value should be measured by the meter. However, considering the variety of forms of the interference voltage curve and the inertia of the measurement system, the result of measurement can, at the best, be approximately equal to the peak value of interference voltage. Considering the above difficulty, the term „interference level“, instead of „interference voltage“, is proposed by the author, the proposed term having a quantitative meaning if the principal electrical parameters of the interference level meter are known. The reader's attention is also directed to the fact that noise, because of its character and a continuous frequency spectrum, would be more suitable as an interference voltage standard than the modulated sinusoidal voltage.

The prototype interference level meter constructed at the Chair of Receiving Technic is adapted to the measurement of the asymmetric constituent of interference appearing in the network leads to which the source of interference is applied. The meter allows the measurement of interference level at frequencies from 0,15 to 15 Mc. p. s. with a break between 0,9 and 1,1 Mc. p. s. for the intermediate frequency of 1 Mc. p. s. The meter has seven frequency ranges, the high-frequency circuits having been placed in a screened revolving drum. The voltages measured are comprised within the limits from 1 to 10,000 μ V; four voltage ranges are adjusted by means of a decimal capacitance divider working after the first intermediate frequency filter. The block system is shown in fig. 3. The measured interference voltage is applied to the meter by means of a concentric cable through the so-called „normal dummy network“ which is equivalent as to its electrical parameters to the supply network (fig. 4). The meter contains one high frequency stage, three intermediate frequency stages (the resulting selectivity curve drawn in fig. 2 being conditioned by these stages), a diode detector of the time constant of charging of 10 ms. and discharging of 600 ms (the values being determined in the standards according to hearing properties), a d. c. amplifier with a microammeter in the anode circuit constituting the output measurement system, and a low-frequency amplifier with control headset. The second amplification stage of intermediate frequency has a controlled negative voltage of the control grid, which allows to control the sensitivity of the meter. The potentiometer controlling this negative voltage has a scale dial mounted on the axis; the scale is adjusted for each of the frequencies measured to the value given in the calibration table attached to the front plate. To test the validity of the table, the measurement of the anode current of each tube separately, and the measurement of anode voltage have been secured. For that purpose the output indicator has been used, switched in the way shown in fig. 3. The meter can be supplied from the network or from a battery.

The input circuits have been originally executed in the high induction coupling system. It appeared, however, that the use of resonance circuits at the input caused considerable noise of the meter in longwave ranges, since the resonance circuit was the source of noise voltage according to formula (3). In order to avoid the above difficulty, in four long-wave ranges a noiseless aperiodical input circuit devised by Professor W. Rotkiewicz has been used. The system is shown in fig. 6. The double *RO*

system constituting the high-pass filter has for its purpose to reduce the hum. The equivalent circuit of the system, represented in fig. 5, is such because of the existence of a certain mounting capacity of the elements of the system and connecting leads. The noise voltage of such a system is defined by formula (4), from which it is apparent that with large R this voltage can be less than with using resonance circuit. The use of this system allows to obtain an accuracy of about 10 per cent. in all frequency ranges in the voltage calibration of the meter.

KOMUNIKATY

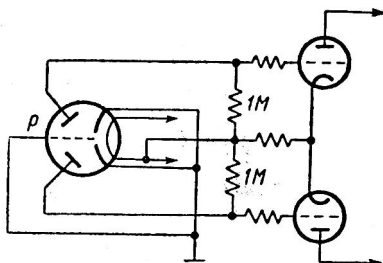
FOTOEFEKT W DIODACH DETEKCYJNYCH

Zaobserwowano efekt fotoemisji w podwójnej diodzie detekcyjnej typu 6X6C. Podstawowym emiterym jest płytka ekranująca oba systemy elektrod od siebie.

W czasie wykonywania prac związanych z zastosowaniem diody do detekcji słabych sygnałów stwierdzono duże zakłócenia w przebiegu pomiarów. Znaczne wahania wskazań przyrządu włączonego na wyjściu wzmacniacza prądu stałego powodowały zmiany oświetlenia diody detekcyjnej na wejściu wzmacniacza. Obwód wejściowy wzmacniacza z podwójną diodą detekcyjną przedstawia rys. 1. W pomiarach stosowano podwójne diody produkcji radzieckiej typu 6X6C z kolbą szklaną. Czułość omawianego wzmacniacza wynosiła około $50 \mu\text{A}/1 \text{ mV}$. W układzie zastosowano opory pracy diod o wartości $1 \text{ M}\Omega$. Oświetlenie diody rozproszonym światłem dziennym powodowało zmianę wskazań przyrządu wyjściowego, odpowiadającą 2 do 4 mV na wejściu, co przy uwzględnieniu wartości oporu pracy diody daje przyrost prądu spowodowany fotoemisją rzędu 2 do $4 \cdot 10^{-9} \text{ A}$. Jasność oświetlenia, mierzona luksomierzem z fotoelementem selenowym firmy Dr B. Lange, wyniosła 400 do 500 lx.

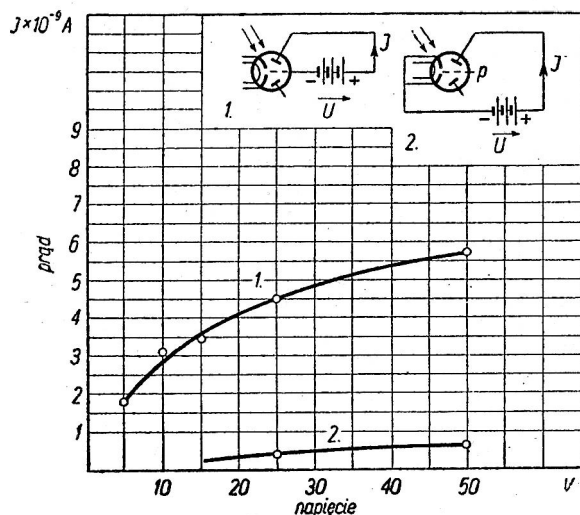
Pomiary powtórzone przy oświetleniu sztucznym żarówką 6 V, 5 A z kondensorem; jasność wynosiła około 1900 lx (mierzona tym samym przyrządem). Przyrost prądu diody, spowodowany fotoemisją, wynosił od 2 do $10 \cdot 10^{-9} \text{ A}$, zależnie od egzemplarza diody.

W dalszym ciągu prób stwierdzono, że zasadniczym emiterym, powodującym opisane zjawisko, jest nie katoda lampy, lecz płytka ekranująca oba systemy diod od siebie. Elektroda ta jest wykreślona linią przerywaną (rys. 1 i 2) na schemacie lampy i oznaczona literą *p*. Fotoemisja z tej elektrody jest przynajmniej dziesięciokrotnie większa od fotoemisji katody.



Rys. 1. Schemat obwodu wejściowego wzmacniacza prądu stałego z podwójną diodą detekcyjną na wejściu.

W celu uzupełnienia tych obserwacji zmierzono fotoemisję katody i płytki ekranującej w stanie zimnym. Układy pomiarowe i wyniki pomiarów przedstawia rys. 2. W pomiarach tych uzyskano zbliżone wartości prądów fotoemisji dla napięć *fotokatoda* — anoda rzędu 10 do 50 V.



Rys. 2. Charakterystyki fotoemisji diody detekcyjnej typu 6X6C przy zimnej katodzie. Elektroda *p* jest płytką ekranującą oba systemy diod od siebie. Oświetlenie żarówką 6 V, 5 A z kondensorem; jasność oświetlenia około 1900 lx.

Zbadano w ten sposób 5 lamp tego typu i we wszystkich lampach stwierdzono obecność zjawiska. Próby wykonane z kilku typami lamp produkcji krajowej (EBL21, EF22) wykazały fotoemisję 10–100-krotnie mniejszą.

Zjawisko to nie było dokładnie badane, a zarejestrowano je jedynie jako czynnik zakłócający właściwe pomiary.

J. H.

ERRATA

jest

ma być

str. 25, pod rys. 21

Generator tranzytowy

Generator tranzytronowy

str. 36, poz. [5]

A. A. Sonin

A. A. Sanin

str. 53, w. 16 od góry

10 do 100 m

10 do 100 mV

Wymienić rys. 29 ze str. 33 z rys. 6 na str. 46.

Elektryka IV

Cena zł 14.—