

PRZEGLĄD RADIOTECHNICZNY

OGŁASZANY STARANIEM SEKCJI RADIOTECHNICZNEJ STOW. ELEKTR. POLSKICH

Rok XVI.

7 Maja 1938 r.

Zeszyt 11—12

Redaktor kpt. STEFAN JASIŃSKI.

Warszawa, Marszałkowska 33 m. 11, tel. 8-40-45.

Generatory zakłóceń przemysłowych

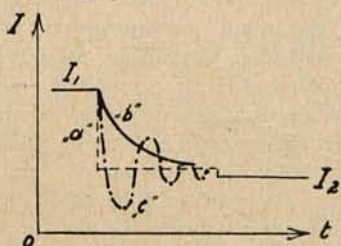
Inż. J. Lenkowski
Polskie Radio, Ref. Zakłóceń

Fakt posiadania przez zakłócenia charakteru w.c. i przechodzenia ich do instalacji odbiorczej drogą przez antenę, zasugerował w sposób niezmiernie silny interpretację teoretyczną tego zagadnienia. Istotnie, bezsprzeczny związek istnienia iskry w chwili powstania zakłóceń, mimowoli nasuwał pewną analogię, np. ze stacją iskrownadawczą. Do dziś dnia, wielu autorów skrzętnie poszukuje w każdym źródle zakłóceń obwodów RLC, wytwarzających ciągi wężyków tłumionych drgań. Tego rodzaju interpretacji brak, niestety, ogólności ujęcia sprawy.

Zanim przejdę do przedstawienia światopoglądu zakłóceniewego tzw. od fal udarowych (w przeciwstawieniu do oscylacyjnego), należy zastrzec się, że treść referatu nie obejmuje źródeł zakłóceń w cz. ze swej natury (jak diatermia i tp.) ani też, linii wysokiego napięcia, lub silników spalinowych wybuchowych, stanowiących zagadnienie zupełnie oddzielne.

Ogólnie, jako przyczynę powstania zakłóceń, z uwzględnieniem podanych wyjątków, należy uważać, nieciągłości w przebiegach prądu lub napięcia.

Przejście od poziomu I_1 do poziomu I_2 (dajmy na to prądu) może praktycznie odbywać się w/g pewnych ściśle określonych warunków, zależnych od obwodu, w którym dana nieciągłość przebiegu prądu ma miejsce. Na wykresie (I, t) będziemy musieli połączyć oba poziomy krzywą, będącą pewną funkcją czasu. W przypadku teoretycznym będzie ona miała kształt „a” (rys. 1) (gdyby obwód posiadał tylko czystą oporność omową).



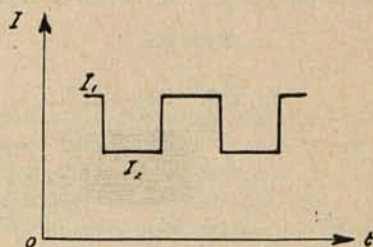
Rys. 1.

Ogólnie, należy liczyć się jednak z kształtem „b” i „c”, który będzie przebiegiem prądów własnych danego obwodu, pomiędzy dwu wymuszonymi stanami prądu I_1 i I_2 .

Jeśli teraz wyobrazimy sobie periodycznie po sobie następujące włączenia i wyłączenia prądu w wyżej podanym obwodzie, to obraz czasowy przebiegu w przypadku teoretycznym będzie kształt pokazany na rys. 2.

Jak należy rozumieć zakłócenia, wywołane takimi przebiegami prądu? Przecież one nie stanowią w swej istocie w.c. Odpowiedź logiczna w tym przypadku jest jedyna: Należy traktować je, jako pobudzenia bezpośrednie lub pośrednie, obwodów do drgań, za pomocą uderzeń. Ciekawa analogia da się przeprowadzić z obwodem RLC (skupione), gdzie wywołuje się drgania przez wprowadzenie

nie początkowego U_0 lub I_0 , któremu teoretycznie pozwalamy spaść do zera, po prostopadłej, które jednak przechodzą w/g krzywych „b” lub „c”. W naszym wypadku, każda nieciągłość prądu da się sprowadzić do zwykłej „początkowej” wartości prądu I_0 w obwodzie o pewnych stałych skupionych, lub rozłożonych.



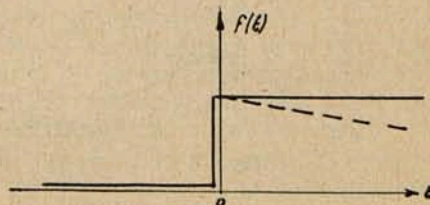
Rys. 2.

W wypadku okresowej krzywej, uderzenia w obwód następują po sobie, jedno po drugim. Skąd n.p. mogą powstać, ciągi wężyków drgań tłumionych.

Analizując matematycznie (zastosowanie całkowitego twierdzenia Fourier'a) tego rodzaju uderzenia, dajmy na to prądu, dochodzimy do następujących wyników:

Prąd przejściowy w naszym obwodzie $i = f(t)$, można przedstawić jako ciągłe widmo chwilowo istniejących cosinusoid, których amplitudy i fazy przesunięcia są zależne od ω (pulsacji) i kształtów funkcji $i = f(t)$.

Można teraz wprowadzić pojęcie widma częstotliwości, które zawiera dany przebieg prądu i . Należy zwrócić uwagę na to, że widmo jest gęste, tj. sąsiednie częstotliwości leżą ciasno jedno koło drugich, tworząc ciągłe widmo, co już wynika z operacji matematycznych. Parę przykładów powyższych zależności (rys. 3):



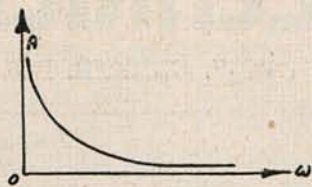
Rys. 3.

$$\begin{aligned} -\infty < t < 0, & f(t) = 0, \\ 0 < t < \infty, & f(t) = \lim_{b \rightarrow 0} [B \cdot e^{-b \cdot t}] \end{aligned}$$

$$A = \frac{B}{\omega}$$

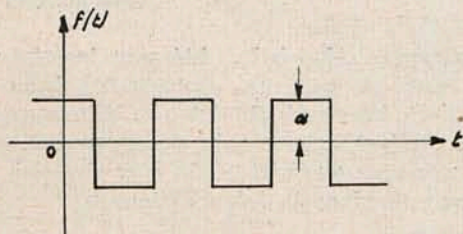
Amplitudy są tu rozłożone w/g równoramiennej hyperboli (rys. 4).

Dla i o kształcie drgań tłumionych rozkład amplitud A będzie miał charakter krzywej rezonansu, co łatwo zresztą było przewidzieć (Rys. 6).



Rys. 4.

Dla podobnego wypadku krzywej, powtarzającej się okresowo otrzymamy (Rys. 5):



Rys. 5.

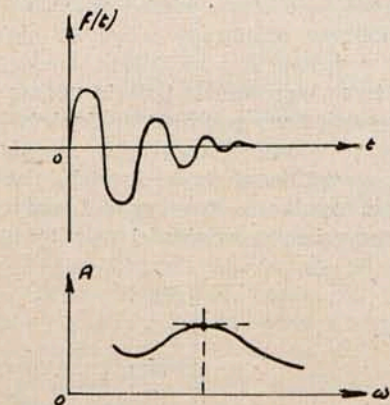
$$0 < t < \pi, f(t) = a,$$

$$\pi < t < 2\pi, f(t) = -a,$$

$$A = \frac{4a}{\pi \cdot n},$$

$$f(t) = \frac{4a}{\pi} \left(\text{Sint} + \frac{1}{3} \text{Sin} 3t + \dots + \frac{1}{n} \text{Sin} nt + \dots \right)$$

Jak widzimy, widmo okresowe powtarzających się uderzeń i tworzy też hiperbolę (amplitudy kolejnych sinusoid s odwrotnie proporcjonalne do liczby porządkowej n) jednak z tą różnicą do poprzednio rozpatrzonych, że widma te nie są ciągłe. Kolejne wyrazy w szeregu Fourier'a są odległe od siebie zawsze o pewną stałą wielkość, będącą wielokrotnością pulsacji drgań podstawowych (najniższego numeru porządkowego). Widmo to jest prążkowane.



Rys 6

$$-\infty < t < 0, f(t) = 0,$$

$$0 < t < \infty, f(t) = B \cdot e^{-b \cdot t} \cdot \sin \beta t$$

$$A = \frac{B \beta}{\sqrt{(b^2 + \beta^2 - \omega^2)^2 + 4 b^2 \omega^2}}$$

Obecnie, mając za sobą rozbiór matematyczny przebiegów prądu lub napięcia, możemy dokładniej zdać sobie sprawę z techniki powstania zakłóceń. Teoretycznie, idealny wyłącznik usiłowałby zmienić obciążenie I_1 na I_2 w/g prostopadłej, idącej z jednego poziomu na drugi. O ile przebieg rzeczywisty jest odmienny, to przyczyny należy szukać poza wyłącznikiem. Jak już mówiliśmy, będą to stałe RLC skupione lub rozłożone w obwodzie,

przez który zamyka się prąd. Pewna ilość tych stałych, może być związana z samym wyłącznikiem, bądź konstrukcyjnie, bądź w jakiś inny sposób. Reszta będzie leżała w obwodzie zewnętrznym. Zanalizowane poprzednio uderzenia prądu pojedyncze lub okresowe po sobie występujące, są jakby ponawianymi usiłowaniami do wzbudzenia drgań w obwodzie.

Samo uderzenie stanowi widmo częstotliwości. Oto, jeśli się znajdzie obwód zdolny do drgań, to odpowie on na jedną częstotliwość z całej gamy stanowiącej tzw. uderzenie. W ogóle więc, samo źródło zakłóceń stwarza warunki *wymagające nagłego przejścia prądu od jednego poziomu do drugiego*; inaczej mówiąc, własnością niezaprzeczoną źródła, jest tylko różnica poziomów prądów, wyrażona np. w amperach, podczas gdy, rzeczywisty przebieg należy do obwodu zamykającego prąd, tj. stałych, samego źródła, i stałych zewnętrznych.

Teraz, czy należy traktować źródło zakłóceń, jako generator w.c., będzie jedynie zależało od tego, czy w danym źródle istnieje obwód zamknięty, bądź przesyła ją przez sprzężenie galwaniczne. Jeżeli tak, to oscylogram przebiegu i w danym obwodzie musi mieć kształt wężyka sinusoidalnego tłumionego, dalej zaś widmo częstotliwości musi mieć wyraźne maximum o charakterze reosansowym. Niestety, doświadczalnie zdjęte krzywe, nie potwierdzają tego, raczej przeciwnie, przeważająca większość ma charakter hyperbol.

Stąd wniosek byłby następujący: w źródłach zakłóceń nie ma naogół obwodów drgających w.c. Źródła te nie wytwarzają energii w.c., są one jedynie generatorami, „*przyczyn do powstania drgań w.c.*“. Przyczyny te mają charakter fal uskokowych. Każdy generator zakłóceń znajduje się jako przyczyna uderzeń prądu na końcu obwodu, który się właśnie przezeń zamyka. Teraz, przy odpowiednich warunkach obwód ten może pobudzać się do drgań, lub przesłać dalej przez sprzężenia „*owe uderzenia*“, które w końcowym etapie swej wędrówki dotrą do obwodu strojonego odbiornika radiowego.

Czy nie możnaby było jednak przedstawić źródła zakłóceń, jako generatora o pewnej SEM i o pewnym oporze wewnętrznym? Odpowiedź wypadnie twierdząco, jednakże przy spełnieniu następującego założenia: uderzenia winny posiadać charakter periodyczny. W tym przypadku źródło zakłóceń wywołuje przebieg prądu o krzywej prostokątnej, teoretycznie, co może być spowodowane przez odpowiednią fikcyjną SEM mieszczącą się w samym źródle. W rzeczywistości mamy tu wypadek analogiczny, do modulacji prądu, płynącego przez mikrofon, o zmiennym oporze $R = f(t)$, kiedy można przez wprowadzenie fikcyjnej SEM zmiennej w czasie przedstawić rzeczywisty przebieg modulacji prądu powstałego pod działaniem stałej SEM, umieszczonej na zewnątrz mikrofonu. Prąd płynący przez mikrofon, da się przedstawić wówczas:

$$i = \frac{E_m \cdot \text{Sin} pt}{R + jX} + \frac{E}{R},$$

gdzie E — SEM stała,

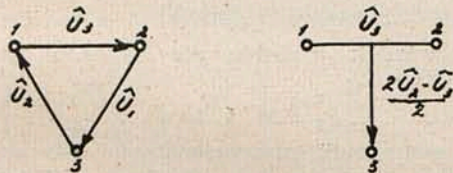
E_m — wartość maximalna urojonej SEM.

Generator zakłóceń, jest jakby manipulatorem prądu, przepływającego przez dany obwód. Manipulacja jest dokonana przez zmianę oporu w źródle zakłóceń. Zmiana krzywej pierwotnej prostokątnej, co do kształtu jak też co do amplitudy, dokonywa się zależnie od stałych obwodu. Teraz, gdy mamy świeżo wprowadzone pojęcie SEM, powiemy, że czynniki te będą stanowiły opory,

mianowicie: opór pozorny wewnętrzny generatora oraz opór pozorny reszty obwodu.

Dla scharakteryzowania generatora zakłóceń, mamy więc dwa czynniki: opór pozorny wewnętrzny, i widmo amplitud. Z dosyć skomplikowanej zależności, wyprobowanej przez J. W. Aleksandra (Hochfrequenz Technik und Elektroakustik, 1932, Nr. 3) z założenia poddania działaniu widma zakłóceń, zwykłego obwodu o stałych skupionych RLC da się najlepiej zrozumieć praktyczne znaczenie tego widma. O ile dotychczas traktowaliśmy je raczej jako wynik operacji matematycznej nad krzywą SEM zakłóceń, teraz z wyżej wspomnianej zależności widać, że napięcie na kondensatorze w obwodzie RLC jest proporcjonalne do amplitudy odpowiedniej częstotliwości widma Fourier'a. Stąd — uderzenie można analizować, badając skutek jaki one wywierają na kolejne wstęgi częstotliwości obwodu rezonansowego. Związek między amplitudą widma zakłóceń a napięciem V w obwodzie, jak należało zresztą przewidywać ze związku przyczyna — skutek, jest liniowy. Zobrazowanie źródła zakłóceń oscylogramem jest niepraktyczne, bowiem dla określenia liczbowego energii zakłóceń wchodzącej do odbiornika, po przez filtr wstęgowy, zazwyczaj najlepiej jest scałkować wektorowe widmo Fourier'a w pewnych granicach.

T.zw. widma zdejmujemy dla następujących wielkości charakterystycznych źródła: napięcia biegu luzem i oporu wewnętrznego, lub też dla prądu zwarcia i wewnętrznej przewodności. Należy przy tym liczyć się z trzema rodzajami napięć (Rys. 7):

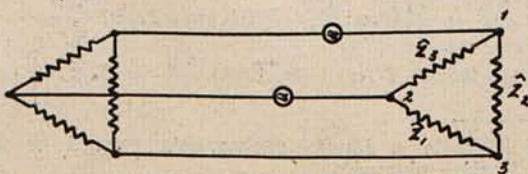


Rys. 7.

- 1) między obu zaciskami, wzgl. przewodami — symetryczne,
- 2) między każdym przewodem i ziemią — niesymetryczne.

Można również rozkład trójkąta napięć, w którym suma trzech napięć równa się zero nieco inaczej przedstawić. Napięcie między przewodem i ziemią składa się z połowy napięcia między przewodami, i napięcia ich środka potencjalnego, względem ziemi. To ostatnie jest właściwym napięciem niesymetrycznym.

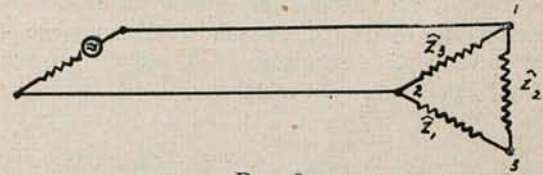
Technika walki przeciw zakłóceniom wytworzyła przekonanie, że oba napięcia, tj. symetryczne i niesymetryczne rozchodzą się obok siebie. W rzeczywistości, są one niezależne od siebie i w funkcji odległości od generatora zakłóceń ich wzajemny stosunek przybiera różne wartości. Ogólnie, układ zastępczy dla źródła zakłóceń jest to trójkąt oporów pozornych wewnętrznych z widma SEM (Rys. 8).



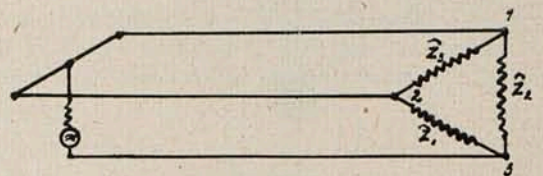
Rys. 8.

Generator jest obciążony trójkątem oporów, które są wejściowymi oporami zasilanej linii. Mamy więc w tym ujęciu w generatorze pięć parametrów: trzy opory i dwie

SEM. Wyobrażano go zwykle przez dwa układy zastępcze: jeden z siłą elektromotoryczną i oporem pozornym wewnętrznym dla symetrycznej fali między przewodami 1 — 2. Drugi zaś identyczny dla niesymetrycznej fali między obu przewodami i ziemią (Rys. 9 a i b).



Rys. 9 a.



Rys. 9 b.

Oba te generatory zawierają razem tylko cztery elementy od siebie niezależne, a więc o jeden za mało. Należy wywnioskować stąd, że prawdziwy generator zostaje odtworzony niedokładnie przez dwa generatory symetryczny i niesymetryczny, błąd zaś stąd wynikający może być nie do pominięcia. Da się to wyjaśnić na przykładzie: ze schematu zastępczego dla niesymetrycznego generatora, którym oba przewody 1, 2, są zwarte ze sobą, wynika, że opór pozorny \hat{Z} sieci między przewodami 1 — 2 nie ma wpływu na rozkład napięć i prądów, podczas gdy z ogólniejszego układu można odczytać, że dla niesymetrycznego napięcia, można nadać dowolną wartość w wypadku, gdy płynie prąd przez \hat{Z} odpowiednio zmieniane.

Konieczność liczenia się z pięcioma parametrami powstaje jednak tylko dla systemu bez środków zabezpieczających. Jeżeli dosyć duża pojemność została umieszczona między przewodami, to symetryczne napięcie stać się zupełnie małe w porównaniu z niesymetrycznym i wewnętrzny opór symetrycznego generatora, mały wobec niesymetrycznego i wobec pozornego oporu sieci. Pod tym założeniem, przedstawienie obu generatorów zastępczych staje się zupełnie dokładne.

Krótki ten szkic poglądu na sprawę generatorów zakłóceń mówiąc nawiasem liczący już sobie rok z górą wieku, stanowi rodzaj zestawienia teorii autorów, czasem biegunowo przeciwnych poglądami. Tutaj antagonizmy te nikną, wobec przesaczenia treści istotnej, która jak widzimy układa się w dosyć harmonijną całość, mimo bardzo surowej formy referatu. Nie mając możliwości poparcia wywodów powyższych doświadczeniami, trudno coś apodyktycznie twierdzić, jednak opierając się na danych, wynikających z prób przeprowadzonych przez wielu niżej wspomnianych autorów, (stanowiących niejednokrotnie autorytety), można zaryzykować twierdzenie, że istnieje jedna tylko interpretacja powstania zakłóceń, obejmująca sobą drugą konkurencyjną teorię.

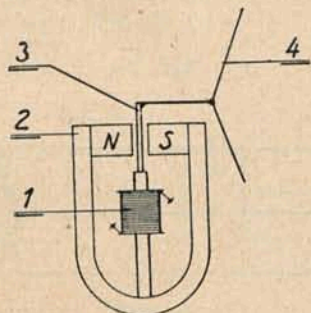
Bibliografia:

- J. W. Alexander Hft. E, 1932, Nr 3.
- W. Wild ETZ., s. 149—152, 1933, Nr 7.
- R. Feldtkeller, V.G.Nt, 1934, Nr 2.

Równania głośnika

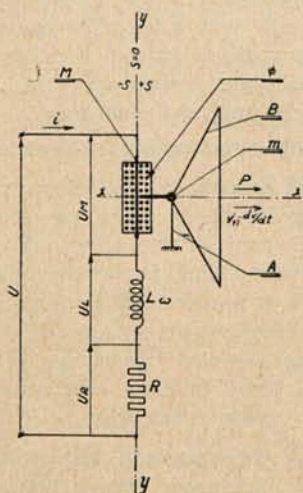
Inż. E. J. Czekaluk

Urządzenie głośnika służące do przetwarzania energii elektrycznej na energię fal głosowych składa się w najogólniejszym ujęciu z obwodu elektrycznego — 1, (rys. 1), obwodu magnetycznego — 2, układu mechanicznego drgającego — 3, oraz membrany — 4.



Rys. 1.

Obwód magnetyczny jest czynnikiem sprzęgającym obwód elektryczny z układem mechanicznym, zaś membrana w stosunku do oscylacji elektrycznych w obwodzie elektrycznym, lub w stosunku do drgań w układzie mechanicznym jest czynnikiem tłumiącym, przekazującym energię oscylacji elektrycznych, lub drgań mechanicznych falom głosowym.



Rys. 2.

Na rys. 2 uwidoczniono wielkości skalarne głośnika jako osobne elementy. R i $L\omega$ wyobrażają oporność rzeczywistą i oporność indukcyjną obwodu elektrycznego przy nieruchomym układzie drgającym.

m — wyobraża masę elementów drgających zredukowaną na ruchy w osi $X-X$.

A — wyobraża sprężystość układu zredukowaną na siły w osi $X-X$.

M — przedstawione tutaj jako przewodnik w polu magnetycznym Φ , wyobraża element sprzęgający obwód elektryczny z układem mechanicznym.

Dla jednoznacznego ujęcia we formę matematyczną zależność pomiędzy występującymi tu wielkościami kierunkowymi posłużono się metodą strzałkowania wielkości kierunkowych, tak w obwodach elektrycznym i magnetycznym, jak w układzie mechanicznym.

Zgodnie z oznaczeniami na rys. 2 układamy równania.

W układzie mechanicznym działają siły:

Siła sprężystości układu

$$P_1 = -a \cdot s \dots \dots \dots (1)$$

s = droga membrany w cm.

a = współczynnik proporcjonalności siły do wychYLENIA membrany w dyn/cm.

Na wartość współczynnika a składa się działanie sprężyny, oraz statyczne działanie magnesów na część odchyloną w polu magnetycznym.

Siła oporu membrany

$$P_2 = -b \cdot v \dots \dots \dots (2)$$

v = szybkość membrany w cm/sek.

b = współczynnik proporcjonalności siły do szybkości w c. g. s.

Proporcjonalność taka istnieje praktycznie przy małych szybkościach. Na wartość współczynnika b składa się opór powietrza, oraz odkształcenia niesprężyste części drgających.

Siła oporu masy

$$P_3 = -m \frac{dv}{dt} \dots \dots \dots (3)$$

m = masa elementów drgających w gr.

$\frac{dv}{dt}$ = przyśpieszenie w cm/sek².

Siła wskutek dynamicznego działania prądu na układ drgający

$$P_4 = M \cdot i \cdot 10^{-1} \dots \dots \dots (4)$$

M = współczynnik proporcjonalności siły do prądu. Dla małych amplitud części wibrującej w jednostajnym polu magnetycznym można uważać $M = \text{const}$.

i = prąd w amperach.

Suma sił wyrażonych równościami 1, 2, 3, 4 daje równanie

$$M i \cdot 10^{-1} = a \cdot s + b \cdot v + m \frac{dv}{dt} \dots \dots (5)$$

W obwodzie elektrycznym suma napięć daje równość:

$$U = U_R + U_L + U_M$$

gdzie:

$$U_R = i \cdot R$$

$$U_L = L \cdot \frac{di}{dt}$$

$$U_M = M \cdot v \cdot 10^{-8} \text{ V}^*$$

czyli:

$$U = R \cdot i + L \frac{di}{dt} + M \cdot v \cdot 10^{-8} \dots \dots (6)$$

Z równań 5 i 6 po widocznych przekształceniach otrzymamy równanie:

$$\frac{dU}{dt} = \frac{10}{M} \left[L \cdot m \frac{d^2v}{dt^2} + (R \cdot m + L \cdot b) \frac{dv}{dt} + (R \cdot b + L \cdot a + M^2 \cdot 10^{-9}) \frac{dv}{dt} + R \cdot a \cdot v \right] \dots (7)$$

*) Zgodnie z zasadą zachowania energii w każdej chwili istnieje równość:

$$10^{-7} \cdot P_4 \cdot v = U_M \cdot i$$

Podstawiając:

$$P_4 = M \cdot i \cdot 10^{-1},$$

otrzymamy:

$$U_M = M \cdot v \cdot 10^{-8}.$$

Włączając do obwodu napięcie sinusoidalne o wartości wyrażonej wzorem symbolicznym:

$$U = U_0 \cdot e^{j\omega t}$$

Znajdziemy rozwiązanie szczegółowe równania 7 w postaci:

$$V = V_0 \cdot e^{j(\omega t + \alpha_u v)} \dots \dots \dots (8)$$

U_0, V_0 oraz inne wielkości oznaczone indeksem o są maksymalnymi wartościami odpowiednich wielkości.

Zatem:

$$v_0 = \frac{M \cdot U_0}{\sqrt{\left[R \cdot b + M^2 \cdot 10^{-9} - L\omega \left(m\omega - \frac{a}{\omega} \right) \right]^2 + \left[L\omega \cdot b + R \left(m\omega - \frac{a}{\omega} \right) \right]^2}} \dots \dots (9)$$

$$\text{tg } \alpha_{uv} = - \frac{L\omega \cdot b + R \left(m\omega - \frac{a}{\omega} \right)}{R \cdot b + M^2 \cdot 10^{-9} - L\omega \left(m\omega - \frac{a}{\omega} \right)} \dots (10)$$

Znając szybkość v obliczamy siły P_1, P_2, P_3 z równań 1, 2, 3, 5:

$$P_{10} = \frac{a}{\omega} \cdot v_0 \quad \alpha_{vP_1} = + \frac{\pi}{2} \dots \dots (11)$$

$$P_{20} = b \cdot v_0 \quad \alpha_{vP_2} = \pm \pi \dots \dots (12)$$

$$P_{30} = m\omega \cdot v_0 \quad \alpha_{vP_3} = - \frac{\pi}{2} \dots \dots (13)$$

$$P_{i0} = \sqrt{b^2 + \left(m\omega - \frac{a}{\omega} \right)^2} \cdot v_0; \quad \text{tg } \alpha_{vP} = + \frac{m\omega - \frac{a}{\omega}}{b} \dots (14)$$

Z równań 5, 9, 14 obliczamy prąd i :

$$i_0 = \frac{U_0}{\sqrt{\left(R + \frac{M^2 \cdot 10^{-9}}{b^2 + \left(m\omega - \frac{a}{\omega} \right)^2} \cdot b \right)^2 + \left[L\omega + \frac{M^2 \cdot 10^{-9}}{b^2 + \left(m\omega - \frac{a}{\omega} \right)^2} \left(\frac{a}{\omega} - m\omega \right) \right]^2}} \dots \dots (15)$$

$$\text{tg } \alpha_{ui} = - \frac{L\omega + \frac{M^2 \cdot 10^{-9}}{b^2 + \left(m\omega - \frac{a}{\omega} \right)^2} \left(\frac{a}{\omega} - m\omega \right)}{R + \frac{M^2 \cdot 10^{-9}}{b^2 + \left(m\omega - \frac{a}{\omega} \right)^2} \cdot b} \dots (16)$$

Zatem oporność zastępcza elektrycznego obwodu głośnika:

$$Z = \sqrt{\left(R + \frac{M^2 \cdot 10^{-9}}{b^2 + \left(m\omega - \frac{a}{\omega} \right)^2} \cdot b \right)^2 + \left[L\omega + \frac{M^2 \cdot 10^{-9}}{b^2 + \left(m\omega - \frac{a}{\omega} \right)^2} \left(\frac{a}{\omega} - m\omega \right) \right]^2} \dots \dots (17)$$

Działanie układu mechanicznego drgającego sprzężonego z obwodem elektrycznym spostrzegamy w tym obwodzie w postaci oporności zastępczej:

$$Z_M = \frac{M^2 \cdot 10^{-9}}{b^2 + \left(m\omega - \frac{a}{\omega} \right)^2} \sqrt{b^2 + \left(\frac{a}{\omega} - m\omega \right)^2} = \frac{M^2 \cdot 10^{-9}}{\sqrt{b^2 + \left(\frac{a}{\omega} - m\omega \right)^2}} \dots (18)$$

Z równania 18 wynika, iż oporność Z_m jest opornością zastępczą trzech równolegle połączonych elementów, oporności, R_M , indukcyjności L_M , i pojemności C_M o wartościach:

$$R_M = \frac{M^2 \cdot 10^{-9}}{b} \dots \dots \dots (19)$$

$$L_M = \frac{M^2 \cdot 10^{-9}}{a} \dots \dots \dots (20)$$

$$1/C_M = \frac{M^2 \cdot 10^{-9}}{m} \dots \dots \dots (21)$$

Zatem opór membrany w układzie drgającym daje w obwodzie elektrycznym oporność rzeczywistą, opór sprężystości daje oporność indukcyjną, opór masy — oporność pojemnościową.

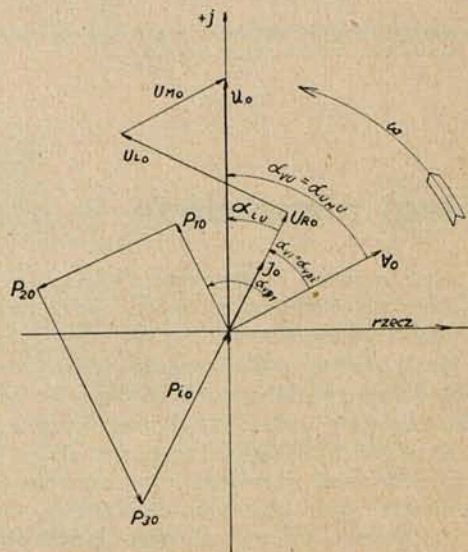
Znając prąd i obliczamy:

$$U_{R_0} = R i_0; \quad \alpha_{iU_R} = 0 \dots \dots \dots (22)$$

$$U_{L_0} = L \omega \cdot i_0; \quad \alpha_{iU_L} = + \frac{\pi}{2} \dots \dots \dots (23)$$

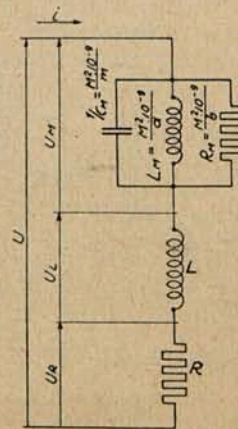
$$U_{M_0} = Z_M \cdot i_0; \quad \text{tg } \alpha_{iU_M} = - \frac{m\omega - \frac{a}{\omega}}{b} \dots (24)$$

Związki powyższe obliczone dla kierunkowości jak na rys. 2 przedstawiono graficznie na rys. 3a w postaci pęku promieni wirujących z szybkością kątową ω . Rys. 3b pokazuje elektryczny obwód zastępczy głośnika.

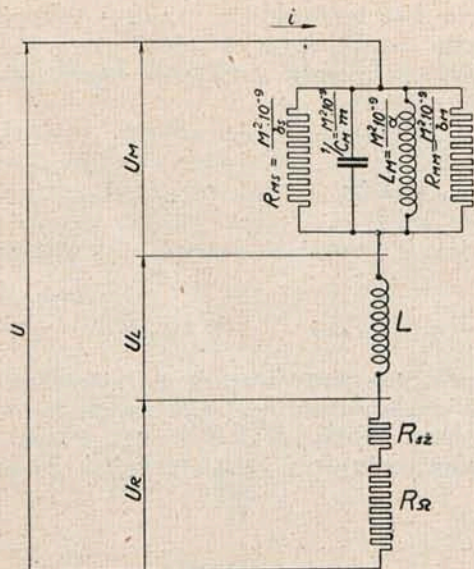


Rys. 3a.

Oporność oznaczona na rys. 3b literą R jest sumą oporności omowej głośnika R_Ω zmierzonej prądem stałym, oraz oporności R_{sz} istniejącej wskutek zjawiska naszkurkowości i strat w żelazie, a to strat histerczy magnetycznej i strat wskutek prądów wirowych. Oporność R_{sz} jest zależną od częstotliwości oraz od wysokości napięcia przyłożonego do cewki głośnika. Charakter tej zależności w postaci wykresów, da się ustalić dla każdego głośnika na podstawie pomiarów przy nieruchomym układzie drgającym.



Rys. 3b



Rys. 4.

Oporność oznaczona na rys. 3b literą R_M jest wypadkową oporności R_{MM} pochodzącej od oporów ruchu membrany, oraz oporności R_{Ms} pochodzącej od niesprężystych odkształceń w mechanicznym układzie drgającym, połączonych równolegle, gdzie:

$$R_M = \frac{M^2 \cdot 10^{-9}}{b} \quad (25)$$

$$R_{MM} = \frac{M^2 \cdot 10^{-9}}{b_M} \quad (26)$$

$$R_{Ms} = \frac{M^2 \cdot 10^{-9}}{b_s} \quad (27)$$

zaś:

$$b = b_M + b_s \quad (27)$$

Oporność R_{MM} pochodząca od oporów ruchu membrany jest właśnie tym użytecznym obciążeniem w elektrycznym obwodzie głośnika. Energia elektryczna zużyta na tym oporze zamienia się całkowicie na energię fal głosowych. Obwód zastępczy głośnika, w którym uwzględniono wszystkie odrębne elementy obwodu pokazano na rys. 4.

Przebiegi niestabilne w głośniku dynamicznym*)

Inż. M. Gordon
Inż. A. Türkel

Aby głośnik wiernie odtwarzał zjawiska jednorazowo zachodzące (np. uderzenie w bęben) winna membrana głośnika drgać wyłącznie w takt prądu, którego wielkość i kształt jest obrazem jednorazowego zaburzenia. Tymczasem pod wpływem jednorazowego impulsu membrana tylko wtedy drgać będzie w takt siły wymuszającej (czyli w takt prądu), jeżeli jej tłumienie będzie duże. W przeciwnym wypadku pod wpływem jednorazowego zaburzenia głośnik odda je w sposób zniekształcony, bo zabarwiony częstotliwością drgań własnych membrany. Dla uniknięcia tego winien być głośnik, jak wspomniano wyżej, silnie tłumiony, aby drgania zanikły prawie aperiodycznie. Wówczas dopiero drgać on będzie wiernie w takt siły sterującej.

Zbadajmy, jak się przedstawia tłumienie głośnika w wypadku gdy jest on załączony przez transformator wyjściowy na lampę końcową AL4 (rys. 4). Załóżmy, że mamy do czynienia z transformatorem idealnym. Uproszczony układ zastępczy (rys. 4) przedstawia rys. 8. R_i' oznacza opór wewnętrzny lampy, przetransportowany na stronę wtórną transformatora głośnikowego. Dla tran-

sformatora o przekładni $p = 55$ oraz dla $R_i = 50.000 \Omega$ (opór wewnętrzny AL4)

$$R_i' = \frac{50.000}{[55]^2} = 1,6 \Omega.$$

Obwód drgań tłumiony jest przez wypadkowy opór

$$R_w = \frac{(r + R_i') \cdot R}{r + R_i' + R} = \frac{(1,9 + 1,6) \cdot 7}{1,9 + 1,6 + 7} = 2,3 \Omega.$$

Wynika stąd wniosek, że ponieważ

$$R_w > R_{gr}$$

drgania będą słabo tłumione, skutkiem czego zanikanie ich odbędzie się w sposób periodyczny.

Rozpatrzmy to samo zjawisko w wypadku, gdy lampą końcową jest trioda AD1 o oporze wewnętrznym $R_i = 670 \Omega$. Przekładnia transform. $p = 35$.

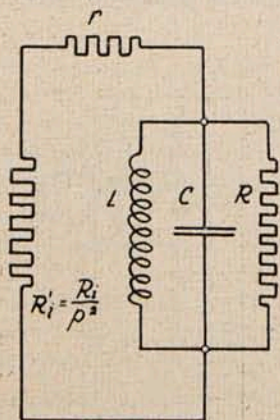
$$R_i' = \frac{670}{35^2} = 0,55 \Omega$$

$$R_w = \frac{(1,9 + 0,5) \cdot 7}{1,9 + 0,55 + 7} = 1,79 \Omega.$$

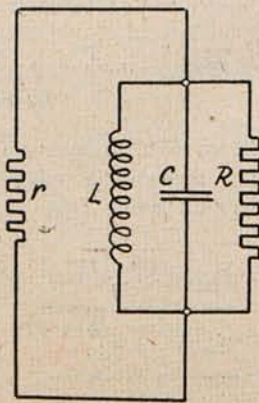
I w tym wypadku

$$R_w > R_{gr}$$

czyli, że drgania będą zanikały periodycznie. W każdym razie tłumienie w przypadku drugim (AD1) będzie sil-



Rys. 8.



Rys. 9.

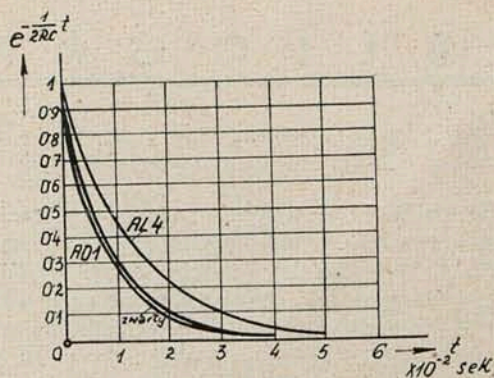
*) Dokończenie artykułu do str. 36 „P. R.” Nr. 9—10 r. b.

niejsze jak w pierwszym (AL4). Wynika stąd znany fakt, że dla odtwarzania małych częstotliwości korzystniej jest stosować triodę aniżeli pentodę, ponieważ ta tłumi silniej częstotliwości w okolicy rezonansu głośnika. Tak samo dla odtwarzania zjawisk jednorazowych lepsze usługi odda trioda. Jednak i trioda nie tłumi drgań w taki sposób, aby zanikały one w sposób aperiodyczny. Powodem tego jest opór omowy cewki drgającej r . Zbadajmy jeszcze charakter zanikania drgań dla stanu zwarcia głośnika, rys. 9.

$$R_w = \frac{R \cdot r}{R + r} = \frac{1 \cdot 1,9}{7 + 1,9} = 1,5 \Omega.$$

Jak widzimy, i w tym wypadku nie otrzymamy drgań aperiodycznie tłumionych.

Dla uwidocznienia różnicy, spowodowanej tłumieniem przez różne opory wykreślono krzywą tłumienia $e^{-\frac{1}{2Rc}t}$ jako funkcję czasu t . Obliczenie wykonano dla



Rys. 10

lamp AL4, AD1 oraz dla stanu zupełnego zwarcia głośnika. Rys. 10 podaje graficzny obraz tłumienia, wykonany dla głośnika o mocy 3 watów.

WIADOMOŚCI TECHNICZNE

Cyklotron.

W fizyce współczesnej największe może zainteresowanie tak ze strony uczonych jak i szerszego ogółu wzbudzają badania z dziedziny budowy materii. Wiadomości nasze z tej dziedziny stale się rozszerzają, ukazując nowe nieoczekiwane horyzonty dla dalszego poznawania otaczającego nas świata.

Atom był doniedawna uważany za niepodzielną najmniejszą cząstkę materii. Dziś przypisuje mu się złożoną strukturę, przypominającą pod pewnymi względami miniaturowy układ słoneczny. W środku atomu znajduje się niezmiernie małych wymiarów jądro (10^{-13} cm), ześrodkowujące niemal całą masę atomu, oraz posiadające pewien ładunek dodatni, który w pewnym stopniu decyduje o jego osobowości, określając liczbę elektronów, krążących wokół niego. Od liczby elektronów w zewnętrznej powłoce atomu oraz od jej struktury zależą własności chemiczne oraz większość fizycznych atomu, dzięki którym ujawnia się on obserwatorowi. O ile część zewnętrzna atomu jest już dziś dość dobrze zbadana, to o samym jądrze do niedawna, poza znajomością jego masy i ładunku, nie wiele umiano powiedzieć. Powodowały to trudności badania jądra ze względu na jego minimalne wymiary oraz dość wysokie wartości natężenia otaczającego go pola elektrycznego, stanowiącego jakby ekran izolujący od wpływów zewnętrznych.

Badania jądra posunęły się znacznie naprzód, gdy zdołano wtyworzyć pociski o tak dużych energiach, że mogły one przeniknąć poprzez otaczające pole elektryczne włąb jądra. Uzyskanie takich pocisków wymaga rozporządzenia bardzo wysokimi napięciami rzędu milionów woltów.

Tak wysokie napięcia można otrzymać w dwojaki sposób: na drodze elektrostatycznej lub elektrodynamicznej. Wszelkie takie właśnie układy elektrostatyczne sprowadzają się w głównych liniach do układu van de Graffa*), elektrodynamiczne zaś znane ogólnie cyklotro-

nami, do układu opracowanego przez Lavrance'a i Livigstone'a**).

Zaletą cyklotronu jest to, iż energie osiągane w nim przez cząstki materialne mogą być dowolnie wielkie.

Zasada działania cyklotronu polega na wykorzystaniu twierdzenia Larmora: „prędkość kątowna cząstki obdarzonej ładunkiem elektrycznym, poruszającej się w polu magnetycznym po torze krzywoliniowym, jest niezależna od jej prędkości liniowej“. Jeżeli więc cząstki naelektryzowane, opisujące w polu magnetycznym tory kołowe, będą przebiegać w dwóch komorach półkolistych, to przy przejściu z jednej do drugiej będzie można je przyspieszać ustanawiając pewną różnicę potencjałów pomiędzy komorami. W tym celu łączy się obie komory z generatorem dającym napięcia szybkozmienne. Wraz ze wzrostem prędkości liniowej cząstki wzrasta promień toru kołowego opisywanego w komorze, do której cząstka przechodzi, zgodnie jednak z twierdzeniem Larmora czas pobytu cząstki w każdej z komór nie ulega zmianie. Ostatecznie tor cząstki przedstawia jakby płaską spiralę. Energie jakich mogą nabywać w cyklotronie cząstki naładowane mogą osiągać wartości dowolne, zależnie jedynie od rozmiarów komór.

Otrzymane w ten sposób pociski o dużych energiach możemy w dalszym ciągu stosować do rozbijania jąder atomowych lub do wytwarzania w tymże celu cząstek o masie prawie równej masie protonu, lecz elektrycznie obojętnych czyli tzw. neutronów, znacznie łatwiej przenikających włąb jądra.

Dr. Witold Majewski

*)Instalacja wysokiego napięcia (5 milionów wolt) zbudowana przez F. Joliot i wystawiona w pałacu wynalazków na wystawie międzynarodowej w Paryżu (1937) jest opisana w Rev. Gen. Electr. 43. Nr. 18. 1938, str. 547. Nadmienić tu należy, iż w Polsce podobne instalacje znajdują się: w Zakładzie Fizyki Dośw. Uniw. J. P. — zbudowana przez Dr A. Sołtana dla celów naukowych (napięcia do $\frac{1}{2}$ miliona wolt) oraz w fabryce K. Szpotkański i S-ka (najwyższe napięcie udarowe do 1 600 000 V).

**) Por. np. Phys. Rev. 40. 1932. 19 — 35; Phys. Rev. 50. 1936. 1131 — 1140. oraz P. Gérald Kruger i G. K. Green - Phys. Rev. 51.1937. 699. H. Vigeron — La Nature Nr. 3015. 1937. str. 557.

B I B L I O G R A F I A

Dr Inż. J. Groszkowski — Prof. Polit. Warsz. — *Radiotechnika. I. Lampy Elektronowe*. Marzec 1938.

Nakładem Komisji Wydawniczej T-wa Bratniej Pomocy Studentów Politechniki Warszawskiej i Koła Elektryków Stud. Polit. Warsz. wyszła z druku książka pod powyższym tytułem. Jak stwierdza autor w przedmowie „Książka ta, będąca pierwszą częścią projektowanego wydawnictwa pt. „Radiotechnika“, obejmuje — w postaci zamkniętej w sobie całości — zasady działania, budowy oraz fabrykacji lamp elektronowych (próżniowych, z żarzoną katodą). Poruszone w niej zostały jedynie ważniejsze zagadnienia, uwzględniające, o ile możliwości, tak stronę teoretyczną jak i praktyczną, w zakresie potrzebnym do wytworzenia właściwego poglądu na zjawiska zachodzące w lampach elektronowych czy to pod kątem potrzeb eksploatacji (prawidłowa obsługa lamp), czy projektowania aparatów lampowych (wybór właściwego typu lampy), czy też fabrykacji (zasady obliczenia i konstrukcji)“.

Jak dalej stwierdza autor „Tablice i charakterystyki lamp oraz przykłady liczbowe należy traktować jako materiał orientacyjny, służący do zilustrowania rzędu wielkości, z jakimi ma się do czynienia w technice lamp elektronowych. Pewna ilość fotografii ma dać ogólne pojęcie o stronie konstrukcyjnej lamp“.

Książka zawiera 5 rozdziałów: w I rozdziale zatytułowanym „Katoda“ znajdujemy: zjawisko Edisona, emisję elektronów, szybkość wyjściową elektronów, zależność emisji od temperatury, wyciągające działanie napięcia, żarzenie katody, katoda jako źródło elektronów, materiały stosowane na katody, trwałość katody, obliczenie katody, skuteczną powierzchnię katody, zasilanie katod, charakterystyki i przykłady. Oprócz tego w rozdziale pierwszym znajdujemy szereg tablic (5), jak np. właściwości emisyjne niektórych ciał, dane charakterystyczne katody wolframowej i torowanej, trwałość katody wolframowej i normalny prąd żarzenia katody wolframowej.

W rozdziale II pt. „Lampa dwuelektrodowa“ znajdujemy: charakterystykę lampy dwuelektrodowej, ładunek przestrzenny, równanie charakterystyk lampy dwuelektrodowej, układ płaski elektrod, wzór Langmuir'a dla płaskiego układu, układ cylindryczny elektrod, wzór Langmuir'a dla układu cylindrycznego, ogólną postać wzoru Langmuir'a, uwagi dotyczące wzoru Langmuir'a, kształt rzeczywistej charakterystyki, oporność lampy dwuelektrodowej, pojemność międzyelektrodową, moc prądu w obwodzie anodowym, moc admisyjną i obciążenie anody, rodzaje lamp dwuelektrodowych, budowę lamp dwuelektrodowych, magnetron i przykłady. Rozdział ten uzu-

pełniają 3 tablice w tekście (wartości poprawki, uwzględniającej grubość katody, dane charakterystyczne materiałów stosowanych na anody oraz lampy dwuelektrodowe prostownicze), w której to tablicy autor podaje dane lamp prostowniczych różnych wytwórni).

W rozdziale III pt. „Lampa trójelektrodowa“ mamy działy następujące: wprowadzenie lampy dodatkowej, wpływ potencjału siatki na ruch elektronów, charakterystyka lampy trójelektrodowej, wpływ potencjału katody, wpływ żarzenia katody, równanie charakterystyki prądu emisyjnego, współczynnik amplifikacji, elektryczne znaczenie K , nachylenie charakterystyki, oporność wewnętrzna, równanie różniczkowe i równanie wewnętrzne lampy, interpretacja geometryczna równań, wpływ K na położenie charakterystyk, dyskusja S i γ , odchylenia w przebiegu charakterystyk, lampa trójelektrodowa o zmiennym K , prąd siatki, wtórna emisja, charakterystyka robocza lampy, lampa trójelektrodowa jako alternator, moc prądu zmiennego w obwodzie anodowym, dobroć lampy, oporność wejściowa lampy i przykłady.

W rozdziale IV pt. Lampy wielosiatkowe i lampy specjalne“ znajdujemy następujące zagadnienia: lampy dwusiatkowe, lampy ekranowane, lampy trójsiatkowe, pentody, lampy wielosiatkowe, lampy strumieniowe („Beam valves“), lampy złożone i specjalne (np. wskaźniki strojenia popularnie znane pod nazwą „magicznego oka“).

Na koniec w rozdziale V pt. „Fabrykacja i typy lamp elektronowych“ mamy opis fabrykacji lamp oraz zestawienia istniejących typów lamp nadawczych (str. 102, 103) i odbiorczych (str. 107) wraz z całym szeregiem charakterystyk tych lamp.

W rezultacie w książce prof. dr inż. J. Groszkowskiego znajdujemy cały szereg niezbędnych i cennych informacji z dziedziny techniki lamp elektronowych zarówno dla konstruktorów aparatów radiowych jak też i dla konstruktorów samych lamp elektronowych, a także tych, którzy te lampy używają (np. w stacjach nadawczych). Jak wynika z tytułu, autor ograniczył swą pracę jedynie do lamp próżniowych z żarzoną katodą (tj. elektronowych). Przypuszczać należy, że w jednym z następnych tomów znajdziemy opis lamp gazowych (prostowników rtęciowych, tyatronów itp.), które coraz większe pole zdobywają sobie w radiotechnice i w ogólnej elektrotechnice.

Autorowi należy się szczerze podziękowanie za wzbogacenie literatury polskiej swą cenną pracą o „lampach elektronowych“, która w sposób zwięzły, jednak całkowicie wyczerpujący daje obraz obecnego stanu techniki w tej ważnej dziedzinie.

Strona graficzna i szata zewnętrzna — bez zarzutu.

Inż. Józef Plebański.



PRZEDPŁATA:
kwartalnie zł. 9,—
rocznie zł. 36,—
zagranicą + 50%
za zmianę adresu
(znakami pocztowymi) gr. 50

Biurowisko Redakcji i Administracji: Warszawa Królewska 15, II piętro
telefon Nr 690-23 i 648-65.

Administracja otwarta codz. od godz. 8 do 15 w soboty od 8 do 13
Redaktor przyjmuje we środy od godziny 19 - ej do 20 - ej
Konto czekowe w P. K. O., Nr. 363

Cennik ogłoszeń
przesyła administracja
na żądanie.
Telefon działu ogłoszeń 648-65.

Wydawca: Wydawnictwo Czasopisma „Przegląd Elektrotechniczny“, Spółka z ograniczoną odpowiedzialnością.

S. A. Z. G. „Drukarnia Polska“, Warszawa, Szpitalna 12. Tel. 5.87.98 w dzierzawie Sp. Wydawniczej Czasopism Sp. z o. o.