

PRZEGLĄD

TELEKOMUNIKACYJNY

MIESIĘCZNIK

SEKCJI TELEKOMUNIKACYJNEJ STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH

WYDAWNICTWO NACZELNEJ ORGANIZACJI TECHNICZNEJ



Nr 12

1952

TREŚĆ ZESZYTU:

Mgr inż. HENRYK DIETRICH — Zagadnienie najwłaściwszego usytuowania miejskiej centrali telefonicznej . . .	371
Inż. MICHAŁ ŁOGWIN — Rozciąganie pasm krótkofalowych w odbiornikach radiofonicznych	377
Mgr inż. ANTONI CZECHOWSKI — Źródła prądu wielkiej częstotliwości dla celów przemysłowych	383
Mgr inż. JÓZEF PLEBAŃSKI — Metoda goniometrowania przy pomocy jednej stacji nadawczej	387
Dr inż. MARIAN MAZUR — Zagadnienie reformy terminologii oporności	391
Prace Przemysłowego Instytutu Telekomunikacji	400
Biuletyn Przemysłowego Instytutu Telekomunikacji	401
Przegląd Bibliograficzny	

DO PRENUMERATORÓW.

Przypominamy jeszcze raz naszym Prenumeratorom o konieczności odnowienia prenumeraty na rok 1953 do dnia 15 grudnia rb. w urzędach pocztowych lub u listonoszy.

Urzędy, instytucje i organizacje, które z powodu braku kredytów nie będą mogły do dnia 15 grudnia rb. uiścić prenumeraty za rok 1953 gotówką, prześlą do dnia 1 grudnia rb. pod adresem PPK „Ruch“ — Centralna Ekspedycja, Warszawa, ul. Srebrna 12, zamówienia pisemne.

Zamówienia takie winny być poparte zobowiązaniem dyrektora i głównego księgowego zamawiającej instytucji, że należność uregulowana będzie w I kwartale 1953 r.

Jednocześnie informujemy prenumeratorów, że zamówienia kredytowe, nie posiadające w/w zobowiązania, nie będą przez PPK „Ruch“ realizowane.

Redaktor Naczelny: mgr inż. Stefan Darecki

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

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

Nakład 2.000 egz. format A4 obj. 2½ ark., papier druk. sat. V kl. 70 gr.

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

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

WARUNKI PRENUMERATY:

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

PRZEGLĄD

TELEKOMUNIKACYJNY

MIESIĘCZNIK

SEKCIJ TELEKOMUNIKACYJNEJ STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH

WYDAWNICTWO NACZELNEJ ORGANIZACJI TECHNICZNEJ

Mgr inż. HENRYK DIETRICH

621.395.722

Zagadnienie najwłaściwszego usytuowania miejskiej centrali telefonicznej

1. Wstęp

Wydatki inwestycyjne, związane z budową miejskiej sieci telefonicznej, zależą od kosztów poszczególnych jej elementów jak: kable, kanalizacja, sieć napowietrzna, urządzenia rozdzielcze itd. Zwykle jednak decydującym o kosztach czynnikiem jest ilość miedzi, jaką trzeba zużyć dla wybudowania określonej sieci miejskiej i dlatego wyłącznie temu zagadnieniu poświęcone będą rozważania, zawarte w niniejszym artykule. Wspomniana ilość miedzi zależy w znacznym stopniu od usytuowania miejskiej centrali telefonicznej i zazwyczaj mówimy o konieczności znalezienia tzw. „środka miedzi sieci telefonicznej”, rozumiejąc pod tym wyrażeniem takie położenie centrali, które zapewni najmniejsze zużycie miedzi na wybudowanie danej sieci telefonicznej.

Opierając się na ustalonym przez Państwową Komisję Planowania Gospodarczego planie perspektywnym rozwoju central telefonicznych w całym kraju oraz danych, dotyczących przewidywanego rozwoju i charakteru poszczególnych dzielnic określonego miasta, można dostatecznie dokładnie wyznaczyć dla okresu np. 25 lat liczbę abonentów sieci telefonicznej danego obszaru miasta. Po wykonaniu tej pracy, która wymaga szczegółowego rozważenia każdej dzielnicy miasta, można ustalić na planie tego miasta pewne punkty zgrupowania abonentów, odpowiadające przyszłym puszkom, skrzynkom, względnie szafkom ulicznym i które to punkty w dalszym ciągu będziemy nazywać dla zwięzłości prosto szafkami. Rozumie się, że im mniejsze przyjmujemy zgrupowania abonentów, tym dokładniejszy osiągniemy wynik przy ustalaniu wspomnianego na wstępie „środka miedzi sieci telefonicznej”.

Jak w każdym rozważaniu teoretycznym, tak

i tutaj konieczne jest przyjęcie pewnych założeń, które częściowo upraszczają zagadnienie. Jakkolwiek więc otrzymane wyniki nie mogą być stosowane w praktyce w sposób dosłowny i bezkrytyczny, tym niemniej powinny one stanowić wyraźną wskazówkę co do wyboru najbardziej odpowiedniego miejsca dla centrali telefonicznej. Zazwyczaj przyjmuje się następujące założenia:

a) znane jest przypuszczalne rozmieszczenie abonentów na terenie miasta,

b) znane są miejsca usytuowania szafek telefonicznych I. klasy tj. położenie tych przyszłych szafek, które mają być połączone kablami telefonicznymi bezpośrednio z centralą telefoniczną,

c) znana jest liczba łączy telefonicznych s, łączących poszczególne szafki I. klasy z centralą,

d) nie uwzględnia się łączy II. klasy (sieci rozdzielczej),

e) cała sieć miejska ma być obsługiwana tylko przez jedną miejską centralę telefoniczną,

f) linie kablowe I. klasy będą prowadzone wzdłuż linii prostych, łączących centralę z poszczególnymi szafkami I. klasy,

g) przekroje żył kabli I. klasy są jednakowe.

Rozumie się, że w praktyce linie kablowe I-ej klasy nie będą na ogół przebiegały wzdłuż linii prostych, co ma największy wpływ na to, że otrzymane wyniki należy uważać, jak to już było wspomniane, za orientacyjne. Jeśli na sieci będą stosowane kable I. klasy o różnych przekrojach żył, wówczas w obliczeniach należy liczbę łączy telefonicznych s danej szafki powiększyć proporcjonalnie do zwiększonego przekroju przewodów tych łączy.

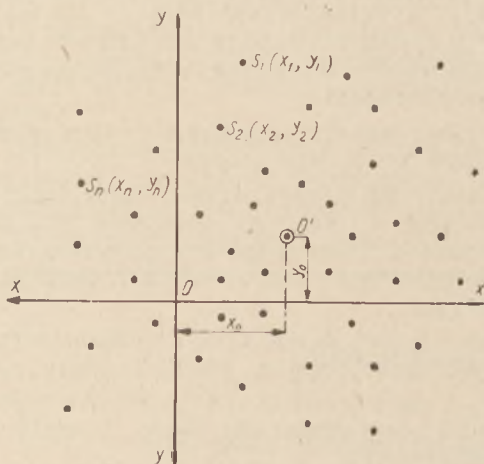
2. Dotychczasowe metody wyznaczania położenia centrali telefonicznej

2.1. Metoda środka ciężkości sieci

Poszczególni autorzy, zajmujący się w literaturze fachowej rozważaniami na temat budowy sieci miejscowych, bądź w ogóle pomijają milczeniem sprawę najważniejszego usytuowania centrali telefonicznej, bądź też po przyjęciu wyżej podanych założeń ograniczają się do stwierdzenia, że jako punkt najważniejszego usytuowania „normalnie przyjmuje się środek ciężkości sieci” (np. „Studien über Aufgaben der Fernsprechtechnik“, Max Langer, 1936 r., str. 51). Przy ustalaniu położenia tego środka ciężkości sieci przyjmuje się w punktach usytuowania szafek telefonicznych I. klasy istnienie równoległe działających sił o jednakowych zwrotach i o wielkościach proporcjonalnych do liczby łączy telefonicznych s poszczególnych szafek. Zagadnienie sprowadza się w tym przypadku do przyjęcia na planie miasta dowolnego układu współrzędnych x, y i ustaleniu wielkości X_0, Y_0 , określających położenie „środka ciężkości” odnośnych sił, działających w punktach usytuowania szafek telefonicznych o współrzędnych

$$x_1, y_1 - x_2, y_2 - x_3, y_3$$

itd. (rys. 1).



Rys. 1. Określanie położenia centrali metodą środka ciężkości sieci.

Mianowicie:

$$X_0 = \frac{s_1 \cdot x_1 + s_2 \cdot x_2 + \dots + s_n \cdot x_n}{s_1 + s_2 + \dots + s_n} = \frac{\sum s \cdot x}{\sum s}$$

oraz

$$Y_0 = \frac{s_1 \cdot y_1 + s_2 \cdot y_2 + \dots + s_n \cdot y_n}{s_1 + s_2 + \dots + s_n} = \frac{\sum s \cdot y}{\sum s}$$

Środek ciężkości jest punktem, względem którego suma momentów sił z uwzględnieniem kierunków ich działania równa się zeru. Tymczasem w celu znalezienia środka między sieci telefonicznej należy poszukiwać najmniejszej wartości dla sumy km łączy telefonicznych I. klasy, równej sumie iloczynów liczby łączy $s_1, s_2, s_3, \dots, s_n$ przez odległości poszczególnych szafek od centrali. Widzimy więc, że przyjmowanie środka ciężkości sieci nie jest niczym bliżej uzasadnione i nie może dać w zasadzie prawidłowego rozwiązania dla usytuowania centrali telefonicznej.

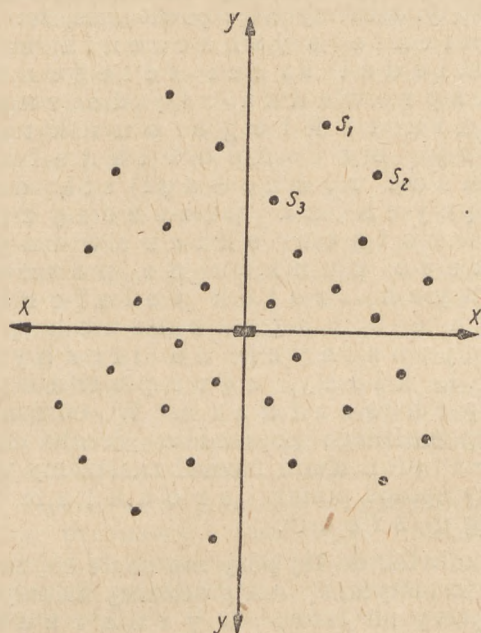
2.2. Metoda dr Yngve Rapp'a

W 1950 roku została opublikowana w 49 numerze „Ericsson Technics” praca doktorska Yngve Rapp'a, poświęcona rozważaniom na temat ekonomicznego optimum w zagadnieniach telefonicznych sieci miejscowych. Trzeba jednak stwierdzić, że przy wyznaczaniu środka między sieci telefonicznej (rozdział 3, stronicie 10, 11) autor zajmuje się wyłącznie rozważaniem miast o kwadratowym rozplanowaniu ulic, tj. biegnących tylko w dwóch wzajemnie prostopadłych kierunkach np. północ-południe, wschód-zachód. Poza tym autor zakłada dla uproszczenia, że wszystkie zgrupowania łączy telefonicznych (szafki) są jednakowe. Ponieważ większą grupę można zawsze uważać za złożoną z kilku mniejszych, więc tego rodzaju założenie nie budzi wątpliwości. Po przyjęciu powyższych dwóch założeń autor stwierdza, że:

„Jeśli wprowadzimy układ współrzędnych z osiami w kierunku ulic i z centralą w początku układu współrzędnych, wówczas całkowita długość łączy telefonicznych będzie proporcjonalna do sumy absolutnych wartości współrzędnych wszystkich grup, a przeciętna długość łącza będzie równa tej sumie podzielonej przez ilość grup. Jeśli rozpatrywać grupy parami, to łatwo zauważyć, że ta przeciętna długość łącza będzie najmniejsza, gdy centrala leży w obszarze lub w punkcie tak usytuowanym, że po obu stronach prostych $x-x$ oraz $y-y$ wzajemnie prostopadłych leżą jednakowe ilości grup (rys. 2). Tak więc położenie centrali, dla której przeciętna długość łącza będzie najmniejsza, wyznacza się po prostu przesuwając równolegle z północy na południe linijkę, ułożoną w kierunku wschód-zachód aż do takiej linii $x-x$, po obu stronach której znajdują się jednakowe ilości grup. Następnie powtarza się to postępowanie z linijką ułożoną w kierunku północ-południe. Punkt przecięcia się osi $x-x$ i $y-y$ da położenie centrali”.

Dla miast o kwadratowym rozplanowaniu ulic powyższe rozumowanie jest niewątpliwie słuszne, gdyż układ ulic ogranicza praktycznie możliwość przesuwania owej linijki tylko do dwóch określonych i wzajemnie prostopadłych kierunków. W rzeczywistości jednak istnieje wiele miast o gwiaździstym lub zgoła nieregularnym rozplanowaniu ulic i dlatego metoda

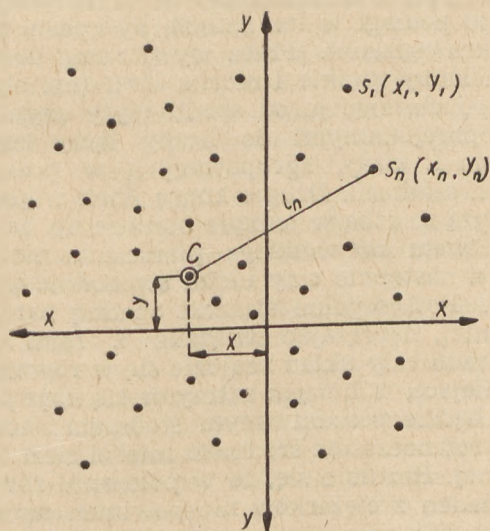
określenia środka miedzi, podana przez dr Yngve Rapp, nie daje również ogólnego jednoznacznego rozwiązania.



Rys. 2. Określanie położenia centrali metodą dr Yngve Rapp'a.

3. Metoda prof. dr Stanisława Kuhna

Mając poważne zastrzeżenia co do wyznaczania środka miedzi sieci telefonicznej metodą znajdowania środka ciężkości sieci, zwróciłem się w lutym 1950 roku (jeszcze przed ukazaniem się w Polsce pracy dr Yngve Rapp) do prof. St. Kuhna z prośbą o bliższe przeanalizowanie omawianego zagadnienia. Wyniki tej analizy są niezmiernie ciekawe i dlatego, w uzgodnieniu z prof. St. Kuhnem, chciałbym podzielić się nimi na tym miejscu z ogółem teletechników.



Rys. 3. Przypadek ogólny.

3.1 Sieć miejska z jedną centralą telefoniczną

Rozpatrzmy ogólny przypadek pokazany na rys. 3, przyjmując wszystkie założenia, podane we wstępie do niniejszego artykułu. Przez dowolny punkt O przeprowadzamy współrzędne $x-x$, $y-y$ i w ten sposób położenie każdej szafki z zakończeniami łączy telefonicznych I-ej klasy — $s_1, s_2, s_3 \dots s_n$ określone jest współrzędnymi $x_1, y_1, x_2, y_2 \dots x_n, y_n$. Zgodnie z założeniem, mamy znaleźć taki punkt C o współrzędnych x, y , by suma iloczynów $s \cdot l$ była jak najmniejsza, przy czym l oznacza odległość w linii prostej dowolnej szafki od punktu C . Czyli mamy znaleźć minimalną wartość wyrażenia:

$$Z = s_1 \cdot l_1 + s_2 \cdot l_2 + s_3 \cdot l_3 + \dots + s_n \cdot l_n$$

Odległości $l_1, l_2, l_3, \dots l_n$ poszczególnych szafek od poszukiwanego punktu C można przedstawić w postaci:

$$l_n = \sqrt{(x_n - x)^2 + (y_n - y)^2}$$

wobec tego:

$$Z = s_1 \cdot \sqrt{(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2} + s_2 \cdot \sqrt{(x_2 - x)^2 + (y_2 - y)^2} + \dots + s_n \cdot \sqrt{(x_n - x)^2 + (y_n - y)^2}$$

Warunkiem koniecznym dla minimum jest, by pochodne cząstkowe funkcji $Z = f(x, y)$ były równe zero.

Wobec tego napiszemy:

$$\frac{\partial Z}{\partial x} = - \left[s_1 \cdot \frac{x_1 - x}{\sqrt{(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2}} + s_2 \cdot \frac{x_2 - x}{\sqrt{(x_2 - x)^2 + (y_2 - y)^2}} + \dots + s_n \cdot \frac{x_n - x}{\sqrt{(x_n - x)^2 + (y_n - y)^2}} \right] = 0 \quad (1)$$

oraz:

$$\frac{\partial Z}{\partial y} = - \left[s_1 \cdot \frac{y_1 - y}{\sqrt{(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2}} + s_2 \cdot \frac{y_2 - y}{\sqrt{(x_2 - x)^2 + (y_2 - y)^2}} + \dots + s_n \cdot \frac{y_n - y}{\sqrt{(x_n - x)^2 + (y_n - y)^2}} \right] = 0 \quad (2)$$

W ten sposób otrzymaliśmy 2 równania z dwiema niewiadomymi x i y i w zasadzie możemy uważać, że zagadnienie nasze zostało już rozwiązane. Niemniej jednak trzeba stwierdzić, że znalezienie samych wartości x , y napotyka w dalszym ciągu na trudności rachunkowe i dla celów praktycznych równania (1) i (2) nie mogą być uznane za wystarczające. Mając to na uwadze, prof. Kuhn znalazł prostą i ciekawą interpretację powyższych równań, podając jednocześnie fizyczne znaczenie poszukiwanego punktu C .

Podstawmy do równań (1) i (2) wartości $l_1, l_2, \dots, l_n$ oraz pomnóżmy obie strony równań przez -1 , wówczas otrzymamy:

$$s_1 \frac{x_1 - x}{l_1} + s_2 \frac{x_2 - x}{l_2} + s_3 \frac{x_3 - x}{l_3} + \dots + s_n \frac{x_n - x}{l_n} = 0 \quad (3)$$

oraz

$$s_1 \frac{y_1 - y}{l_1} + s_2 \frac{y_2 - y}{l_2} + s_3 \frac{y_3 - y}{l_3} + \dots + s_n \frac{y_n - y}{l_n} = 0 \quad (4)$$

W równaniach tych zauważamy, że wielkości:

$$\frac{x_k - x}{l_k} \quad \text{oraz} \quad \frac{y_k - y}{l_k}$$

(gdzie k jest dowolną liczbą, zawartą między 1 i n) przedstawiają cosinusy kątów, jakie tworzą wektory zwrócone od punktu C w stronę poszczególnych grup $s_1, s_2, s_3, \dots, s_n$, z osiami współrzędnych $x-x$ oraz $y-y$. Oznaczając te kąty przez $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_n$ oraz $\beta_1, \beta_2, \beta_3, \dots, \beta_n$, przy czym $\alpha_k + \beta_k = 90^\circ$, możemy warunki dla uzyskania minimum zużycia miedzi napisać w następującej postaci:

$$s_1 \cdot \cos \alpha_1 + s_2 \cdot \cos \alpha_2 + s_3 \cdot \cos \alpha_3 + \dots + s_n \cdot \cos \alpha_n = 0 \quad (5)$$

oraz

$$s_1 \cdot \cos \beta_1 + s_2 \cdot \cos \beta_2 + s_3 \cdot \cos \beta_3 + \dots + s_n \cdot \cos \beta_n = 0 \quad (6)$$

Widzimy więc, że jeśli poszczególne grupy łączy telefonicznych I. klasy reprezentowane będą przez wektory, których wielkości skalarne będą równe wielkościom liczbowym $s_1, s_2, s_3, \dots, s_n$ tych grup oraz zwrócone od punktu C w stronę poszczególnych szafek, wówczas sumy rzutów tych wektorów na osi $x-x$ oraz $y-y$ muszą być równe zeru. Ponieważ zaś równania (1) i (2) otrzymaliśmy dla 2 dowolnie obranych, wzajemnie prostopadłych współrzędnych xx i yy , przeto powyższy wniosek jest wnioskiem ogólnym, niezależnym od kierunków osi.

Wiemy z mechaniki, że jeśli na pewien punkt C działają siły $s_1, s_2, s_3, \dots, s_n$ i są one w równowadze, wówczas również sumy rzutów tych sił na dowolną prostą są równe zeru; z wektorów zaś tych sił możemy zbudować wielobok zamknięty. Możemy więc powiedzieć, że: zagadnienie wyznaczenia środka miedzi sieci telefonicznej sprowadza się do znalezienia takiego punktu C , który by odpowiadał warunkowi równowagi sił, działających na płaszczyźnie, o zwrotach skierowanych od tego punktu do poszczególnych szafek telefonicznych i o natężeniach proporcjonalnych do liczby łączy I. klasy, zgrupowanych w tych szafkach. W odróżnieniu od wspomnianego poprzednio „środka ciężkości sieci” prof. Kuhn nazwał znaleziony w powyższy sposób punkt „środkiem naciągu sieci”.

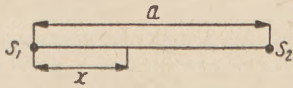
Jakkolwiek do tej pory nie udało się znaleźć ani matematycznej ani graficznej metody, pozwalającej na łatwe wyznaczenie szukanego środka naciągu sieci, to jednak wyżej podana interpretacja mechaniczna jest wystarczająco prosta dla matematycznego lub graficznego sprawdzenia, czy pewien wybrany punkt jest rzeczywiście środkiem naciągu sieci, a więc czy spełnia on warunki (5) i (6).

Znając jednak fizyczne znaczenie punktu C możemy zbudować urządzenie, pozwalające określić w sposób eksperymentalny położenie tego punktu na płaszczyźnie. Należy mianowicie na dowolnej płycie oznaczyć położenie poszczególnych szafek telefonicznych I. klasy, co można najprościej wykonać np. przez naklejenie na klejonce (cykie) planu miasta z oznaczonymi szafkami. Następnie w miejscach usytuowania szafek wiercimy otwory i tak przygotowaną płytę umieszczamy na pewnej wysokości od podłogi w ten sposób, by oparta była tylko krawędziami. Przez wywiercone otwory przewlekamy giętkie i mocne linki (np. styłowne), obciążając je od spodu płyty ciężarkami proporcjonalnymi do liczby łączy telefonicznych I. klasy, zgrupowanych w poszczególnych szafkach. Drugie końce linek wiążemy nad płytą ze sobą w jednym punkcie np. za pośrednictwem niewielkiego pierścienia metalowego, a następnie cały układ swobodnie puszczaemy. Poszczególne ciężarki opadną bardziej lub mniej, naprężając związane z nimi linki i po chwili cały układ znajdzie się w równowadze. Miejsce, w którym zatrzyma się nasz pierścień, będzie poszukiwanym środkiem naciągu sieci i równocześnie środkiem miedzi sieci telefonicznej. Rozumie się, że w położeniu równowagi żaden z ciężarków nie powinien dotykać podłogi. Dla zmniejszenia tarcia linek o brzożgi otworów w płycie można zaopatrzyć każdy

z otworów w tulejki z zaokrąglonymi brzegami lub też umieścić przy każdym otworze niewielki bloczek.

W pewnych przypadkach może się zdarzyć, że jeden z ciężarków jest tak duży w stosunku do pozostałych, że nie można znaleźć punktu równowagi sił i wobec tego nasz pierścień zostanie wówczas ściągnięty aż do samego otworu, odpowiadającego tej sile. Należy wówczas przyjąć położenie tego otworu (szafki) za środek naciągu sieci. Wynika to z następującego rozumowania: dla każdej grupy łączy telefonicznych istnieje pewna graniczna jej wielkość w stosunku do pozostałych grup, powodująca całkowite ściągnięcie pierścienia do odpowiadającego jej otworu, który jest wówczas istotnym środkiem naciągu sieci. Dalsze powiększanie tej wyjątkowo dużej grupy (szafki) nie ma już żadnego wpływu na zużycie miedzi w kablach I. klasy, jedynie kable rozdzielcze, które miały być włączone do odnośnej szafki, staną się siłą faktu kablami I. klasy.

Dla lepszego wyjaśnienia rozpatrzmy najprostszy przypadek, zakładając mianowicie istnienie tylko dwóch grup łączy s_1 i s_2 , między którymi odległość w linii prostej wynosi a kilometrów (rys. 4). Jeśli centralę usytuować



Rys. 4. Przypadek istnienia dwóch grup łączy.

między tymi punktami w odległości x kilometrów od grupy s_1 , wówczas suma kilometropar łączy wyniesie:

$$Z = s_1 \cdot x + s_2 \cdot (a - x) = (s_1 - s_2) \cdot x + s_2 \cdot a$$

Suma ta składa się z części stałej — $s_2 \cdot a$ oraz części zależnej od wielkości x . Jeśli przyjąć, że $s_1 > s_2$ (w przypadku przeciwnym zmieniają się tylko role grup s_1 i s_2), to widzimy, że suma kilometropar łączy wypadnie najmniejsza, gdy $x = 0$ tj., gdy centralę usytuujemy w punkcie, odpowiadającym zgrupowaniu łączy s_1 . Wynika to również z ogólnych rozważań, gdyż w danym przypadku siły nie będą w równowadze ($s_1 > s_2$) i nasz pierścień zostałby ściągnięty w kierunku większej grupy. Jedynie w przypadku, gdy wielkości grup będą jednakowe ($s_1 = s_2$), możliwe jest osiągnięcie równowagi sił. Centrala może być wówczas położona w dowolnym punkcie odcinka prostej, łączącej obie grupy łączy, gdyż zawsze osiągnięta będzie minimalna wartość $Z = s_2 \cdot a = s_1 \cdot a = s \cdot a$ i każdy z tych punktów może być uważany środek naciągu sieci.

Należy jeszcze zwrócić uwagę na to, że przy dowolnej liczbie grup $s_1, s_2, \dots, s_n$ położenie środka naciągu sieci nie ulega zmianie przy przesuwaniu dowolnej grupy s_k w kierunku odpowiadającego jej wektora, co wynika z samego pojęcia równowagi sił. Jest to rezultat na pozór paradoksalny, lecz po zastanowieniu się staje się zrozumiały, gdyż jakkolwiek wraz

z takim przemieszczaniem dowolnej grupy w nieskończoność rośnie ilość miedzi w kablu I. klasy, łączącym tę grupę z centralą, to jednak gdybyśmy równocześnie zmienili położenie samej centrali, wówczas ogólny wzrost ilości miedzi we wszystkich kablach I. klasy byłby większy niż w przypadku pozostawienia centrali na jej dawnym miejscu.

3.2 Sieć miejska

w układzie wielocentralowym

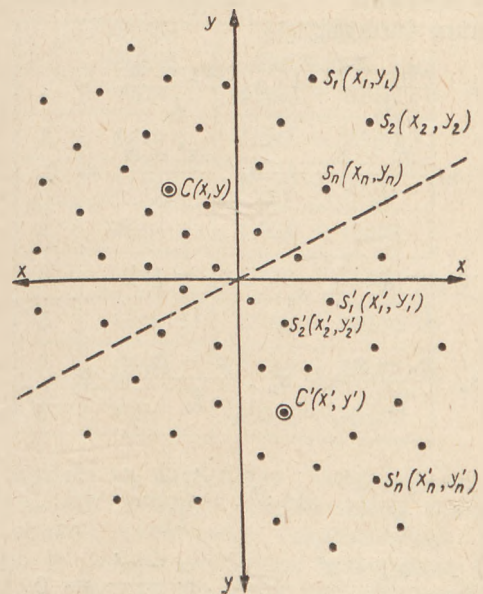
Rozważając układ wielocentralowy oprócz wymienionych we wstępie założeń przyjmujemy że:

a) miasto zostało podzielone na określoną liczbę obszarów, z których każdy obsługiwany będzie przez jedną tylko centralę telefoniczną;

b) znana jest liczba par żył w poszczególnych kablach międzycentralowych;

c) przekroje żył w kablach międzycentralowych są takie same, jak i w kablach I. klasy. (Jeśli te przekroje nie będą jednakowe, co zresztą zazwyczaj ma miejsce, wówczas w obliczeniach należy daną liczbę par przewodów międzycentralowych powiększyć w stosunku do zwiększonego przekroju żył).

Rozpatrzmy najpierw przypadek istnienia dwóch central w mieście (rys. 5). Grupy $s_1, s_2, \dots, s_n$ należą do centrali C , a grupy $s'_1, s'_2, \dots, s'_n$ do centrali C' . (Na rysunku zasięgi obu central rozgraniczono przy pomocy linii przerywanej). Położenie każdej centrali określone jest dwiema zmiennymi niezależnymi x, y oraz x', y' . Przez s_0 oznaczmy liczbę par przewodów w kablu międzycentralowym, przez $l_1, l_2, \dots, l_n$ oraz $l'_1, l'_2, \dots, l'_n$ odległości w linii prostej poszczególnych szafek I. klasy od odnośnych central oraz przez l_0 wzajemną odległość pomiędzy centralami. Podob-



Rys. 5. Układ dwóch central miejskich.

nie jak w przypadku jednej tylko centrali będziemy poszukiwali najmniejszej wartości dla wyrażenia:

$$Z = s_1 \cdot l_1 + s_2 \cdot l_2 + \dots + s_n \cdot l_n + s'_1 \cdot l'_1 + s'_2 \cdot l'_2 + \dots + s'_n \cdot l'_n + s_0 \cdot l_0$$

Wyrażenie to możemy napisać w postaci następującej:

$$\begin{aligned} Z = & s_1 \cdot \sqrt{(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2} + \\ & + s_2 \cdot \sqrt{(x_2 - x)^2 + (y_2 - y)^2} + \dots + \\ & + s_n \cdot \sqrt{(x_n - x)^2 + (y_n - y)^2} + \\ & + s'_1 \cdot \sqrt{(x'_1 - x')^2 + (y'_1 - y')^2} + \\ & + s'_2 \cdot \sqrt{(x'_2 - x')^2 + (y'_2 - y')^2} + \dots + \\ & + s'_n \cdot \sqrt{(x'_n - x')^2 + (y'_n - y')^2} + \\ & + s_0 \cdot \sqrt{(x' - x)^2 + (y' - y)^2} \end{aligned}$$

Mamy tutaj funkcję 4 zmiennych niezależnych $z = f(x, y, x', y')$, dla której szukamy warunków dla osiągnięcia minimum i w tym celu znajdziemy pochodne cząstkowe:

$$\frac{\partial Z}{\partial x}; \quad \frac{\partial Z}{\partial y}; \quad \frac{\partial Z}{\partial x'}; \quad \frac{\partial Z}{\partial y'}$$

Postępując analogicznie, jak w przypadku jednej centrali, otrzymamy 4 równania z czterema niewiadomymi i możemy uważać, że zagadnienie przynajmniej formalnie zostało w ten sposób rozwiązane. Po przeprowadzeniu z czterema niewiadomymi i możemy uważać, że zagadnienie przynajmniej formalnie zostało w ten sposób rozwiązane. Po przeprowadzeniu pewnych przekształceń otrzymamy podobnie jak w rozdziale 3.1. następujące warunki dla minimum funkcji:

$$\begin{aligned} s_1 \cdot \frac{x_1 - x}{l_1} + s_2 \cdot \frac{x_2 - x}{l_2} + \dots + \\ + s_n \cdot \frac{x_n - x}{l_n} + s_0 \cdot \frac{x' - x}{l_0} = 0 \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} s_1 \cdot \frac{y_1 - y}{l_1} + s_2 \cdot \frac{y_2 - y}{l_2} + \dots + \\ + s_n \cdot \frac{y_n - y}{l_n} + s_0 \cdot \frac{y' - y}{l_0} = 0 \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} s'_1 \cdot \frac{x'_1 - x'}{l'_1} + s'_2 \cdot \frac{x'_2 - x'}{l'_2} + \dots + \\ + s'_n \cdot \frac{x'_n - x'}{l'_n} + s_0 \cdot \frac{x - x'}{l_0} = 0 \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} s'_1 \cdot \frac{y'_1 - y'}{l'_1} + s'_2 \cdot \frac{y'_2 - y'}{l'_2} + \dots + \\ + s'_n \cdot \frac{y'_n - y'}{l'_n} + s_0 \cdot \frac{y - y'}{l_0} = 0 \end{aligned} \quad (10)$$

Rozpatrując powyższe równania parami tj. oddzielnie względem centrali C oraz C' , stwierdzamy, że w stosunku do równań (3) i (4) różnią się one jedynie o wyrażenia:

$$\pm s_0 \cdot \frac{x' - x}{l_0} \quad \text{oraz} \quad \pm s_0 \cdot \frac{y' - y}{l_0}$$

Oznacza to, że położenie każdej z dwóch central może być i w przypadku układu wielocentralowego traktowane jako punkt równowagi sił o natężeniach $s_0, s_1, s_2, \dots, s_n$, względnie $s_0, s'_1, s'_2, \dots, s'_n$, zwróconych od tego punktu równowagi w stronę poszczególnych grup z tym, że jedna centrala względem drugiej powinna być uważana za grupę o wielkości s_n . Widzimy więc, że w stosunku do przypadku z jedną centralą różnica polega tylko na tym, że obecnie wzdłuż prostej, łączącej obie centrale, działają dwie dodatkowe siły o jednakowych natężeniach s_0 , zwrócone w przeciwną stronę i ściągające ku sobie obie centrale.

Można bardzo łatwo udowodnić na drodze matematycznej, że powyższa zasada ma charakter ogólny tj. że obowiązuje ona również dla układu wielocentralowego o dowolnej liczbie central. Pomiędzy poszczególnymi centralami występować będą zawsze parami siły, ściągające je ku sobie, przy czym wielkości tych sił będą proporcjonalne do liczby par przewodów istniejących pomiędzy tymi centralami.

Należałoby obecnie zastanowić się, jakie uzupełnienia trzeba by wprowadzić do naszego urządzenia eksperymentalnego, by również w przypadku istnienia wielu central telefonicznych w miescie można było wyznaczyć takie ich położenie, które zapewni najmniejsze zużycie miedzi w kablach międzycentralowych i I. klasy. Rozważmy przykładowo istnienie dwóch tylko central w miescie. Przygotowujemy jak i poprzednio płytę z otworami w miejscach usytuowania szafek, a następnie mocujemy nasze ciężarki proporcjonalne do wielkości poszczególnych grup łączy. Następnie przy pomocy małych pierścieni tworzymy nad płytą dwa węzły z linek przecigniętych przez poszczególne otwory tak, by każdy pierścień łączył linki odpowiadające grupom jednej tylko centrali. Do każdego z pierścieni przywiązujemy teraz dodatkową linkę, którą luźno przewlekamy przez otwór drugiego pierścienia i przekładamy aż poza przeciwległe krawędzie płyty. Z kolei obciążamy każdą z linek ciężarkiem, proporcjonalnym do liczby par przewodów s_0 łączących obie centrale i w ten sposób ciężarki, zwisając poza krawędziami płyty, ściągają obie centrale ku sobie. Ponieważ jednak położenie pierścieni (C i C') zmienia się do momentu osiągnięcia równowagi, więc w celu wy-

eliminowania tarcia linek ściągających o krawędzie płyty można na tych krawędziach umocować ruchome bloczki, mogące przesuwają się swobodnie wzdłuż krawędzi (np. na szynach).

Jeśli teraz tak obciążony układ puścimy swobodnie, wówczas poszczególne linki będą ciągnąć pierścienie ku sobie, a bloczki ruchome należy przesuwają odpowiednio do zmiany położenia pierścieni tak, aby linki ściągające utworzyły jedną linię prostą. Po osiągnięciu równowagi sił położenie pierścieni wskaże nam takie usytuowanie central, które wymaga najmniejszego zużycia miedzi. Również i tutaj może się zdarzyć, że jeden z pierścieni zostanie ściągnięty aż do samego otworu, odpowiadającego wyjątkowo dużemu zgrupowaniu łączy I. klasy.

Przy liczbie central większej od dwóch należy tylko powiększyć liczbę linek ściągających pierścienie ku sobie z odpowiednimi siłami. Przy jednej centrali mówiliśmy o jednym środku naciągu sieci, obecnie zaś środków tych otrzymamy tyle, ile central telefonicznych współpracuje w układzie wielocentralowym.

Z ogólnych tych rozważań widzimy, że z zagadnieniem znalezienia „środka miedzi“ sieci telefonicznej wiąże się ściśle ustalenie na płaszczyźnie pewnego punktu (jednego lub więcej), posiadającego określone znaczenie fizyczne, co pozwala wyznaczyć ten punkt na drodze eksperymentalnej. Do tej pory nie udało się jednak znaleźć ani matematycznej ani graficznej metody, pozwalającej na łatwe wyznaczenie środka naciągu sieci.

Inż. MICHAŁ ŁOGWIN

621.396.621

Rozciąganie pasm krótkofalowych w odbiornikach radiofonicznych

STRESZCZENIE

Wyprowadzono wzory i podano wskazówki dotyczące projektowania kondensatora obrotowego o dowolnej charakterystyce, oraz przykład praktycznego obliczenia kondensatora; omówiono współbieżność obwodów strojonych przy zastosowaniu zaprojektowanego kondensatora.

1. Wstęp

W ramach zapoczątkowanego już w Przeglądzie Telekomunikacyjnym cyklu artykułów z dziedziny współbieżności obwodów rezonansowych w odbiornikach radiofonicznych, w niniejszym artykule omówiono zagadnienie rozciągania pasm krótkofalowych. Na wstępie warto przypomnieć wymagania stawiane odbiornikowi dobrej klasy pod względem możliwości dostrajania do pożądanej stacji. Otóż strojenie musi być łatwe, jak również odbiornik raz dostrojony na początku audycji powinien pracować do jej zakończenia bez konieczności podstrajania. Spełnienie ostatniego warunku zależy od stopnia stałości częstotliwości heterodyny. Zagadnienie to nie będzie omówione, gdyż wchodzi ono w dziedzinę stabilizacji częstotliwości, natomiast rozpatrzone zostanie zagadnienie dostrajania odbiornika do żądanej częstotliwości sygnału. Warunek ten jest bardzo dobrze spełniony na falach długich i dobrze na średnich, gdyż na całą długość skali odbiornika na falach długich przypada około 150 kc/s, oraz na średnich około 1100 kc/s. Natomiast na falach krótkich spełnienie tego warunku sprawia wiele kłopotu ze względu na szeroki zakres przypadający na całą długość skali (około 20 Mc/s). Dlatego dostrajanie do pożądanej stacji, szczególnie przy słabych sygnałach, jest trudne, a czasem wręcz niemożliwe. Z tego powodu zmuszeni jesteśmy stosować dodatkowe środki, pozwalające na zbliżenie się do warun-

ków, jakie mamy na falach średnich. Różne zakłady produkujące odbiorniki stosują rozmaite rozwiązania, rozciągając pasma bądź na drodze mechanicznej, bądź też elektrycznej, np. zmniejszając szerokość zakresu przez włączenie w szereg z kondensatorem obrotowym kondensatora stałego. To rozwiązanie posiada pewną niedogodność, mianowicie poza pożądanymi pasmami radiofonicznymi rozciągamy również niepożądane bardzo szerokie luki między nimi. Najlepiej ten stan rzeczy ilustruje załączona tabelka (tab. 1). W rezultacie otrzy-

T a b e l a 1.

Zestawienie pasm krótkofalowych.

L.p	Nazwa pasma	Szerokość pasma [kc/s]
1.	49m	5950 ÷ 6200
2.	40m	7150 ÷ 7300
3.	31m	9500 ÷ 9775
4.	25m	11700 ÷ 11975
5.	19m	15100 ÷ 15450
6.	16m	17700 ÷ 17900
7.	13m	21450 ÷ 21750
8.	11m	25600 ÷ 26100

mane wyniki są dość nikłe. Do lepszych rozwiązań należy zaliczyć zastosowanie dodatkowego stopnia przemiany częstotliwości. Rozwiązanie to jednak wydatnie podwyższa koszt odbiornika, dlatego mogłoby być stosowane jedynie w odbiornikach luksusowych najwyższej klasy.

Możliwe jest jednak rozwiązanie jeszcze inne, polegające na tym, że konstruujemy kondensator obrotowy o odmiennym od normalnego i specjalnie dobranym do żądanej charakterystyki wykroju płytek rotora (patrz rys. 5). Kondensator ten posiada tak pomyślaną charakterystykę częstotliwości w funkcji kąta obrotu rotora, że niepożądane luki nie są w nim rozciągane i tym samym zajmują na skali niewiele miejsca. Sposób ten jest zresztą stosowany obecnie przez wielkie firmy, lecz danych do projektowania nie ma.

Zagadnienie to zostało opracowane przez piszącego w ramach prac Katedry Urządzeń Radiotechnicznych Odbiorczych Politechniki Wrocławskiej pod kierownictwem prof. mgr inż. W. Rotkiewicza. Celem artykułu jest podanie metody obliczania kondensatora obrotowego o dowolnej żądanej charakterystyce.

2. Obliczenie kondensatora obrotowego

Założmy ogólnie, że kondensator zmienny obwodu rezonansowego posiada charakterystykę będącą funkcją kąta obrotu rotora, wyrażoną wzorem

$$f = F(\varphi) \quad (1)$$

we wzorze tym f — oznacza częstotliwość
 φ — kąt obrotu rotora.

Z drugiej strony częstotliwość rezonansowa obwodu jest określona wzorem Thomsona:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad (2)$$

gdzie L — oznacza indukcyjność obwodu
 C — pojemność obwodu.

Podstawiając do tego wzoru wzór na pojemność kondensatora płaskiego:

$$C = \frac{\varepsilon \cdot n \cdot S}{d},$$

gdzie $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r = 8,8543 \cdot 10^{-14} \text{ F/cm}$
jest stałą dielektryczną,

n — oznacza ilość warstw dielektryku w kondensatorze,

S — powierzchnia czynna kondensatora,
 d — odległość pomiędzy płytkami (rys. 1).

otrzymamy:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{L\varepsilon n}{d}} \sqrt{S}} \quad \text{lub} \quad f = \frac{A}{\sqrt{S}} \quad (3)$$

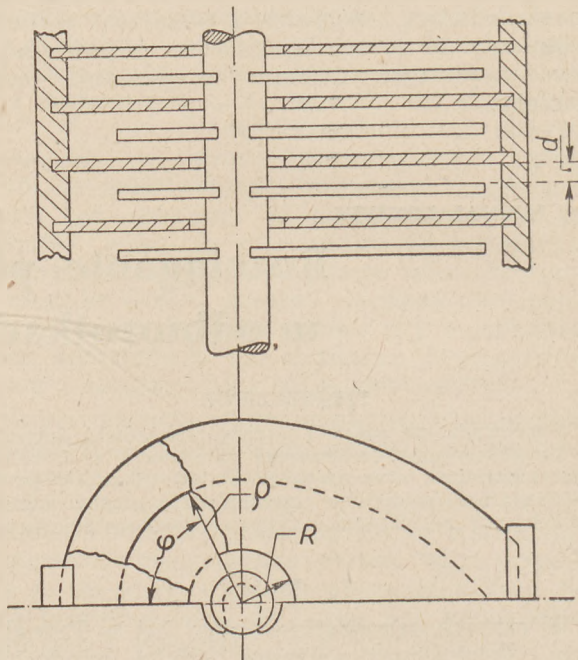
$$\text{gdzie:} \quad A = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{L\varepsilon n}{d}}} \quad (3a)$$

Powierzchnia czynna płytek kondensatora zależy od kształtu wykroju płytek rotora i może być wyznaczona z zależności:

$$S = \frac{1}{2} \left(\int \rho^2 d\varphi - R^2 \int d\varphi \right)$$

we wzorze tym ρ — oznacza promień krzywizny wykroju rotora

R — promień półkola wyciętego w płytkach statora (rys. 1).



Rys. 1. Przykład wykroju kondensatora.

Podstawiając powyższą zależność do wzoru (3), otrzymujemy:

$$f = \frac{A}{\sqrt{\frac{1}{2} \left(\int \rho^2 d\varphi - R^2 \int d\varphi \right)}} \quad (4)$$

Z porównania wzoru (4) ze wzorem (1) wynika:

$$F(\varphi) = \frac{A}{\sqrt{\frac{1}{2} \left(\int \rho^2 d\varphi - R^2 \int d\varphi \right)}}$$

Po przekształceniu i zróżniczkowaniu otrzymujemy:

$$\int \rho^2 d\varphi = \frac{2A^2}{F^2(\varphi)} + R^2 \int d\varphi$$

$$\rho^2 = \frac{-2A^2 \frac{d}{d\varphi} \left[F^2(\varphi) \right]}{F^4(\varphi)} + R^2$$

a więc:

$$\rho = \sqrt{\frac{-4A^2 \frac{d}{d\varphi} F(\varphi)}{F^3(\varphi)} + R^2} \quad (5)$$

Wzór ten przedstawia równanie promienia krzywizny wykroju płytek rotora we współrzędnych biegunowych w postaci ogólnej. Po podstawieniu do tego wzoru równania żądanej charakterystyki kondensatora postaci

$$f = F(\varphi) \quad (\text{wzór 1})$$

otrzymamy równanie szczególne, z którego możemy obliczyć promień krzywizny wykroju dla dowolnego kąta φ .

Załóżmy, że chcemy aby częstotliwość obwodu rezonansowego zmieniała się w sposób liniowy (rys. 2) wraz ze zmianą kąta obrotu kondensatora, czyli:

$$f = K\varphi + f_0 \quad (6)$$

we wzorze tym f — oznacza, jak poprzednio, częstotliwość,

φ — kąt obrotu kondensatora,

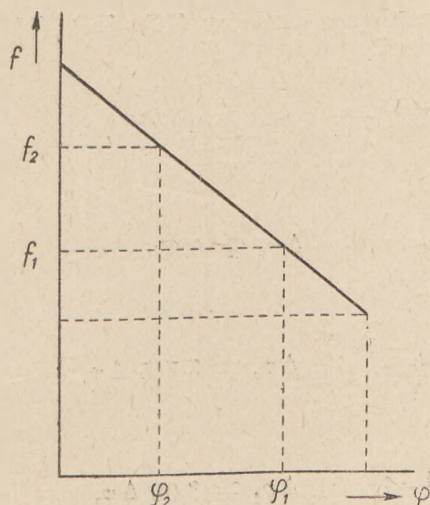
K — nachylenie charakterystyki, przy czym

$$K = \frac{f_1 - f_2}{\varphi_1 - \varphi_2} = \frac{\Delta f}{\Delta \varphi} \quad (7)$$

jest wielkością mówiącą o szerokości pasma przypadającej na jednostkowy kąt obrotu.

Zależność (6) podstawiamy do wzoru (5):

$$\rho = \sqrt{\frac{-4A^2 \frac{d}{d\varphi} (K\varphi + f_0)}{(K\varphi + f_0)^3} + R^2}$$



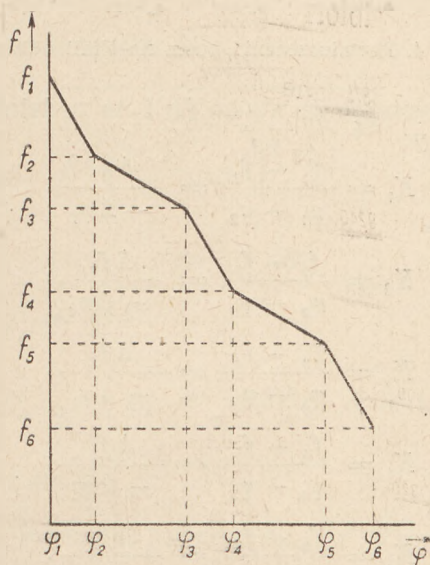
Rys. 2. Charakterystyka liniowa.

po wykonaniu odpowiednich działań otrzymujemy:

$$\rho = \sqrt{\frac{4A^2}{K^2 \left(\frac{-f_0}{K} - \varphi \right)^3} + R^2} \quad (8)$$

Na podstawie uzyskanych wzorów przeprowadzimy obecnie dla przykładu obliczenie wykroju kondensatora.

Powiedzieliśmy na wstępie, że chcemy zaprojektować kondensator o takim wykroju, aby rozciągnięte były tylko pasma radiofoniczne, pozostawiając luki pomiędzy nimi bez zmiany.



Rys. 3. Wymagana charakterystyka.

Wobec tego charakterystyka kondensatora musi być przedstawiona linią łamaną, składającą się z odcinków prostych o różnych nachyleniach w każdym z przedziałów. Charakterystykę taką podano na rys. 3.

Aby uzyskać w wysokim stopniu skuteczne rozciąganie, rozbijemy zakres krótkofalowy na 4 podzakresy (zwane dalej w tekście zakresami). Oczywiście możliwe jest również inne rozwiązanie zależne od wymagań stawianych projektowanemu odbiornikowi.

Otrzymamy więc następujące zakresy:

1. 5.340 — 8.440 kc/s
2. 8.400 — 13.305 „
3. 13.200 — 20.860 „
4. 19.100 — 30.060 „

Przy danym podziale uzyskujemy stosunkową szerokość zakresu:

$$a_i = \frac{8.440}{5.340} \cong \frac{13.305}{8.400} \cong \frac{20.860}{13.200} \cong \frac{30.060}{19.100} \cong 1,58 \quad (9)$$

Przy takim doborze częstotliwości krańcowych uzyskujemy jednakową szerokość zakre-

su. Rozciągane pasma radiofoniczne wypadają przy tym wyborze w tych samych miejscach skali, co ułatwi późniejsze zestrzajanie odbiornika. Rozmieszczenie pasm radiofonicznych na skali odbiornika przedstawia rys. 4.

5340	5875	1	6345	7105	2	7675	8440
8400	9240	3	10000	11200	4	12095	13305
13200	14520	5	15680	17560	6	18965	20860
19100	21000	7	22680	25300	8	27325	30060
f_6	f_5	$a_p = 1,08$	f_4	f_3	$a_p = 1,08$	f_2	f_1
$a_1 = 1,1$			$a_2 = 1,12$			$a_3 = 1,1$	

Rys. 4. Rozmieszczenie pasm na skali odbiornika.

Korzystając ze wzoru (7) i na podstawie rys. 4 mamy:

$$K_1 = \frac{f_1 - f_2}{\varphi_1 - \varphi_2} = \frac{\Delta f_1}{-\Delta \varphi_1};$$

$$K_2 = \frac{f_2 - f_3}{\varphi_2 - \varphi_3} = \frac{\Delta f_2}{-\Delta \varphi_2};$$

$$K_3 = \frac{f_3 - f_4}{\varphi_3 - \varphi_4} = \frac{\Delta f_3}{-\Delta \varphi_3};$$

$$K_4 = \frac{f_4 - f_5}{\varphi_4 - \varphi_5} = \frac{\Delta f_4}{-\Delta \varphi_4};$$

$$K_5 = \frac{f_5 - f_6}{\varphi_5 - \varphi_6} = \frac{\Delta f_5}{-\Delta \varphi_5}.$$

Żądamy, aby:

$$K_1 = K_3 = K_5 \quad (10)$$

$$K_2 = K_4 \quad (11)$$

$$\text{oraz:} \quad K_1 = 5 K_2 \quad (12)$$

Założenie współczynnika przy K_2 większego od 5 jest niewskazane, gdyż uzyskamy wtedy wykroj (w przedziałach nierozciąganych) bardzo wydłużony i wskutek tego stwarzający możliwości mikrofonowania, co na falach krót-

kich jest zjawiskiem przykrym i trudnym do usunięcia.

Korzystając z wzorów (10), (11), (12) możemy napisać:

$$\frac{f_1 - f_2}{-\Delta \varphi_1} = \frac{f_3 - f_4}{-\Delta \varphi_3}; \quad \frac{f_2 (a_1 - 1)}{\Delta \varphi_1} = \frac{f_4 (a_2 - 1)}{\Delta \varphi_3}; \quad \Delta \varphi_3 \cong 1,245 \Delta \varphi_1;$$

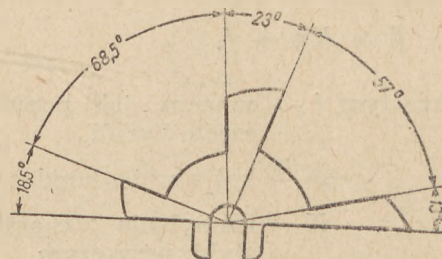
$$\frac{f_1 - f_2}{-\Delta \varphi_1} = \frac{f_5 - f_6}{-\Delta \varphi_5}; \quad \frac{f_2}{\Delta \varphi_1} = \frac{f_6}{\Delta \varphi_5}; \quad \Delta \varphi_5 \cong 0,696 \Delta \varphi_1;$$

$$\frac{f_1 - f_2}{-\Delta \varphi_1} = 5 \frac{f_3 - f_4}{-\Delta \varphi_2}; \quad \frac{f_2 (a_1 - 1)}{\Delta \varphi_1} = 5 \frac{f_4 (a_2 - 1)}{\Delta \varphi_2}; \quad \Delta \varphi_2 \cong 3,705 \Delta \varphi_1;$$

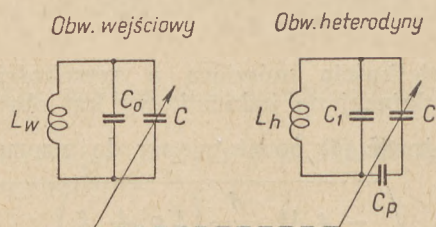
$$\frac{f_2 - f_3}{-\Delta \varphi_2} = \frac{f_4 - f_5}{-\Delta \varphi_4}; \quad \frac{f_3}{\Delta \varphi_2} = \frac{f_5}{\Delta \varphi_4}; \quad \Delta \varphi_4 \cong 3,06 \Delta \varphi_1$$

T a b e l a 2.
Zestawienie wyników.

$\varphi_1' = 0^\circ$ $\varphi_1'' = 18,5^\circ$	$\rho_1' = 1,2 \text{ cm}$ $\rho_1'' = 1,34 \text{ cm}$
$\varphi_2' = 0^\circ$ $\varphi_2'' = 68,5^\circ$	$\rho_2' = 0,80 \text{ cm}$ $\rho_2'' = 0,85 \text{ cm}$
$\varphi_3' = 0^\circ$ $\varphi_3'' = 23,0^\circ$	$\rho_3' = 1,48 \text{ cm}$ $\rho_3'' = 1,71 \text{ cm}$
$\varphi_4' = 0^\circ$ $\varphi_4'' = 57,0^\circ$	$\rho_4' = 0,94 \text{ cm}$ $\rho_4'' = 1,0 \text{ cm}$
$\varphi_5' = 0^\circ$ $\varphi_5'' = 13,0^\circ$	$\rho_5' = 1,88 \text{ cm}$ $\rho_5'' = 2,16 \text{ cm}$



Rys. 5. Kształt płytek projektowanego kondensatora.



Rys. 6. Strojenie obwodów superheterodyny.

Ponieważ całkowity obrót kondensatora wynosi π ,

$$\text{więc: } \sum \Delta \varphi_i = \pi;$$

stąd

$$\begin{aligned} 9,706 \Delta \varphi_1 &= \pi; \quad \Delta \varphi_1 \cong 0,323 \text{ lub } \Delta \varphi_1 \cong 18,5^\circ \\ \Delta \varphi_2 &\cong 1,196 \quad \Delta \varphi_2 \cong 68,5^\circ \\ \Delta \varphi_3 &\cong 0,405 \quad \Delta \varphi_3 \cong 23,0^\circ \\ \Delta \varphi_4 &\cong 0,990 \quad \Delta \varphi_4 \cong 57,0^\circ \\ \Delta \varphi_5 &\cong 0,226 \quad \Delta \varphi_5 \cong 13,0^\circ \end{aligned}$$

Ze wzoru (9) obliczamy maksymalną pojemność kondensatora:

$$\frac{C_{\max} + C_d}{C_{\min} + C_d} = a_1^2;$$

$$C_{\max} = 1,58^2 (C_{\min} + C_d) - C_d \quad (13)$$

we wzorze tym $C_{\max}$ — oznacza pojemność maksymalną,

$C_{\min}$ — oznacza pojemność minimalną,

C_d — oznacza pojemność dodatkową załączoną równolegle do kondensatora obrotowego. Składają się na nią pojemności przewodów doprowadzających, pojemność własna cewki, trymera itp.

Przyjmujemy dla przeciętnego kondensatora:

$$C_{\min} \cong 13 \text{ pF} \quad \text{oraz: } C_d \cong 45 \text{ pF}$$

Ze wzoru (13) znajdujemy: $C_{\max} = 100 \text{ pF}$.

Z zależności (2) i (3a) możemy napisać:

$$f_{\min} = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_{\max} + C_d} \sqrt{L}};$$

$$A = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{\varepsilon \cdot n}{d}} \sqrt{L}}$$

po porównaniu ze sobą otrzymujemy:

$$A = f_{\min} \sqrt{\frac{C_{\max} + C_d}{\varepsilon \cdot n} \cdot d}$$

Przyjmujemy:

$$\begin{aligned} d &= 3 \cdot 10^{-2} \text{ cm}; \quad R = 0,6 \text{ cm}; \\ n &= 20 \end{aligned}$$

Z rys. 4 odczytujemy $f_{\min} = 5,34 \cdot 10^6 \text{ c/s}$

Po podstawieniu do poprzedniego wzoru mamy:

$$4 A^2 \cong 2,8 \cdot 10^{14}$$

W przedziale I:

$$\begin{aligned} K_1 &= \frac{f_1 - f_2}{-\Delta \varphi_1} = \frac{8,44 - 7,675}{-0,323} \cong - \\ &- 2,36 \cdot 10^6; \quad \frac{4 A^2}{K_1^2} \cong 50 \end{aligned}$$

Zgodnie z wzorem (6) z rys. 4 mamy:

dla przedziału I: $f_0 = f_1 = 8,44 \cdot 10^6 \text{ c/s}$

„ „ II: $f_0 = f_2$ itd.

$$\frac{-f_0}{K_1} = \frac{-8,44 \cdot 10^6}{-2,36 \cdot 10^6} \cong 3,58$$

Na podstawie wzoru (8):

$$\rho = \sqrt{\frac{4 A^2}{K^2 \left(\frac{-f_0}{K} - \varphi \right)^3} + R^2};$$

dla: $\varphi_1' = 0, \quad \rho \cong 1,2 \text{ cm};$

dla: $\varphi_1'' = 18,5^\circ$

$$\left(-\frac{f_0}{K} - \varphi \right)^3 = 3,257^3; \quad \rho \cong 1,34 \text{ cm}$$

W przedziale II:

$$K_2 = 0,2 K_1 = -4,72 \cdot 10^5; \quad K_2^2 = 2,24 \cdot 10^{11}$$

$$\frac{4 A^2}{K_2^2} = \frac{2,8 \cdot 10^{14}}{2,24 \cdot 10^{11}} \cong 1,25 \cdot 10^3$$

$$f_0 = f_2 = 7,675 \cdot 10^6$$

$$\frac{-f_0}{K_2} \cong 16,3$$

dla $\varphi_2' = 0$

$$\rho = \sqrt{\frac{1,25 \cdot 10^3}{4,35 \cdot 10^3} + 0,36} \cong 0,8 \text{ cm}$$

Postępując analogicznie dalej wyznaczamy kolejno wartości φ dla różnych kątów. Zestawienie wyników obliczeń podaje tab. (2). Znaleziony kształt wykroju rotora przedstawia rys. 5.

3. Współbieżność obwodów wejściowego i heterodyny

W rozwiązaniach praktycznych obwody wejściowe i heterodyny są strojone za pomocą kondensatorów sprzężonych na wspólnej osi, jak to przedstawia schemat (rys. 6). W od-

biorniku superheterodynowym powinna być spełniona równość:

$$f_{\text{het.}} - f_{\text{sygn.}} = f_{\text{pośr.}} = \text{const.}$$

jak to przedstawia wykres (rys. 7).

Na podstawie wykresu mamy:

$$f_{\text{pośr.}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{\text{het.}} C_{\text{w het.}}}}$$

$$- \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{\text{w}} C_{\text{w w}}}} = \text{const.}$$

$C_{\text{w het.}}$ — poj. wypadkowa obwodu heterodyny,

$C_{\text{w w}}$ — poj. wypadkowa obwodu wejściowego.

W odbiornikach specjalnych (np. komunikacyjnych) zależność ta może być spełniona dzięki zastosowaniu w obwodzie heterodyny kondensatora o odpowiednio dostosowanej pojemności. W odbiornikach radiofonicznych wielozakresowych stosuje się kondensatory jednakoowej pojemności, wprowadzając natomiast korekcję przy pomocy paddingu (rys. 6).

Z rys. 6 mamy:

$$C_{\text{w w}} = C + C_0; \quad C_{\text{w h}} = C_1 + \frac{C C_p}{C + C_p}$$

oraz

$$f_{\text{pośr.}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\left(C_1 + \frac{C C_p}{C + C_p}\right) L_h}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{(C + C_0) L_w}}$$

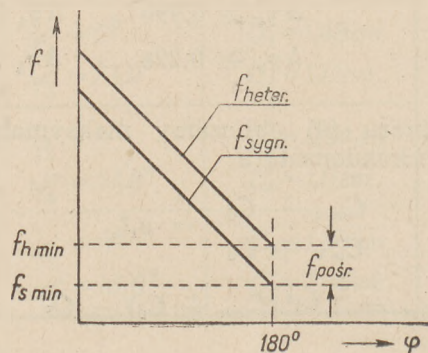
Okazuje się, że warunek $f_{\text{pośr.}} = \text{const.}$ może być spełniony tylko w trzech punktach, które możemy dowolnie dobrać. W pozostałych punktach otrzymujemy błędy, gdyż obwody pracują przy pewnych odstrojeniach, powodując zmniejszenie czułości odbiornika. Przy projektowaniu dobieramy tak punkty zestrojenia, aby otrzymać błędy możliwie najmniejsze.

Błąd zestrojenia powstający w obwodzie wysokiej częstotliwości:

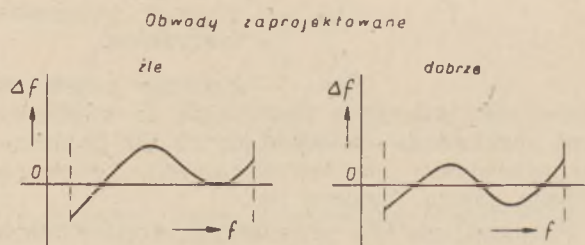
$$\Delta f = f_{\text{sygn.}} - f = f_{\text{het.}} - f_{\text{pośr.}} - f$$

gdzie f — częstotliwość rezonansowa obwodu wysokiej częstotliwości.

Obliczając Δf dla różnych częstotliwości możemy znaleźć krzywą błędu. Poprawny przebieg krzywej przedstawia rys. 8.



Rys. 7. Współbieżność obwodów superheterodyny.



Rys. 8. Krzywa błędu.

Przy użyciu projektowanego kondensatora należy więc obie sekcje kondensatora (wejściową i heterodyny) wykonać jednakowo oraz zaprojektować obwody, używając paddingu lub stosując dwupunktowe zestrojenie na środki pasm.

Ponieważ pojemność maksymalna projektowanego kondensatora jest stosunkowo mała (100 pF), więc dla strojenia na falach średnich i długich musimy użyć pojemności większych. Z tego wynika, że cały kondensator będzie się składał z sekcji wejściowej i heterodynowej dla strojenia fal krótkich rozciągniętych oraz z tyluż sekcji normalnych dla strojenia fal średnich i długich, osadzonych na wspólnej osi.

Zarząd Główny Zw. Zaw. Pracowników Energetyki wraz ze Stowarzyszeniem
Elektryków Polskich ogłasza

**Konkurs na pomysły racjonalizatorskie z dziedziny techniki ochrony pracy
przy budowie urządzeń energetycznych**

Szczegóły Konkursu znajdują czytelnicy w zeszycie grudniowym Wiadomości Elektrotechnicznych

Mgr inż. ANTONI CZECHOWSKI

621.396.611

Źródła prądu wielkiej częstotliwości dla celów przemysłowych*)

1. Wstęp

Dla pokrycia potrzeb grzejnictwa indukcyjnego i dielektrycznego najbardziej istotne są następujące częstotliwości: 50 c/s; $500 \div 10000$ c/s; $100 \div 30000$ kc/s; $50 \div 200$ Mc/s. Źródłem prądu o częstotliwości 50 c/s jest sieć przemysłowa, która nie wymaga omówienia. Pasmo częstotliwości $500 \div 10000$ c/s może być pokryte albo przez generatory maszynowe, albo przez generatory z lampami jonowymi. Częstotliwości od 100 kc/s wzwyż są pokrywane przez generatory z lampami elektronowymi. Dawniej stosowane były również generatory iskiernikowe dla pokrycia pasma częstotliwości $10 \div 100$ kc/s, ale obecnie nie są już stosowane ze względu na małą sprawność i ze względu na wytwarzanie szerokopasmowych zakłóceń o dużym natężeniu. Wykorzystywanie pasma $10 \div 100$ kc/s przeważnie nie jest konieczne w grzejnictwie przemysłowym, a w razie potrzeby może być pokryte przez generatory z lampami elektronowymi; w przyszłości w paśmie tym przypuszczalnie generatory z lampami elektronowymi będą mogły być zastąpione przez bardziej sprawne generatory z lampami jonowymi.

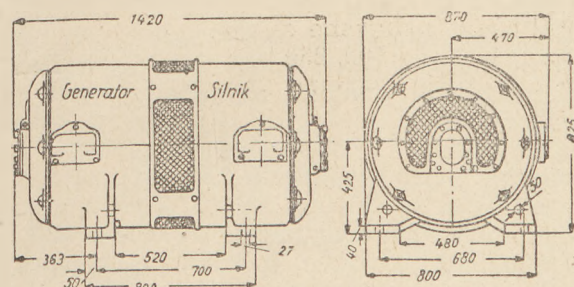
2. Generatory maszynowe

Generatory maszynowe są wykonywane o mocy $50 \div 1250$ kW, przy czym do 250 kW

*) Trzeci artykuł z cyklu „Grzejnictwo w. cz. na usługach Planu 6-letniego” (patrz: Przegląd Telekomunikacyjny Nr 7 — 8/52, str. 224, Nr 9/52, str. 265 i Nr 10/52, str. 323).

wykonuje się je najczęściej jako jednomaszynowe. Napęd generatora stanowi zwykle silnik asynchroniczny o szybkości około 3000 obr./min. Jednostki o mocy 500 kW lub większej są chłodzone wodorem dla zwiększenia efektywności chłodzenia i dla zmniejszenia strat na tarcie wirnika o gaz chłodzący. Przez podział uzwojenia na dwie części, które mogą być łączone szeregowo lub równolegle, otrzymuje się dwa napięcia wyjściowe. Na tle normalizacji typów generatorów stosuje się obecnie tylko trzy częstotliwości: 800, 2500 i 8000 c/s oraz następujące moce nominalne: 50, 100, 250, 500 i 1000 kW. W tabeli nr 1 podano zasadnicze dane techniczne nowoczesnych generatorów maszynowych produkowanych w Związku Radzieckim, a na rys. 1 przedstawiono dla przykładu szkic gabarytowy jednomaszynowego generatora typu WG—100—2500.

Współczynnik mocy obciążenia generatorów maszynowych bywa rzędu $0,3 \div 0,5$ i dla lepszego wykorzystania generatorów konieczne jest stosowanie kondensatorów poprawiających



Rys. 1. Szkic gabarytowy jednomaszynowego generatora typu WG—100—2500 o mocy 100 kW, 2500 c/s [1].

Tabela nr 1

Zasadnicze dane techniczne niektórych typów generatorów maszynowych produkowanych w Związku Radzieckim [1]

Typ generatora	WG — 60	WG — 100 — 2500	WG — 100 — 8000	WG — 500 — 2500
Moc generatora (kVA)	57	100	100	500
Częstotliwość generatora (c/s)	2500	2500	8000	2500
Napięcie generatora (V)	380	600	300/600	500/1000
Typ silnika napędowego	ADE — 92 — 2	WDE — 125 — 2	WD — 130 — 4	ATM — 700 — 2
Moc silnika (kW)	80	125	130	700
Częstotliwość sieci (c/s)	50	50	50	50
Napięcie silnika (V)	220/380	220/380	220/38	3000/6000
Ilość obrotów na minutę	2500	2950	1490	2970
Sprawność zespołu (%)	70	72	67	75
Ciężar zespołu (kg)	1800	3000	3000	7230

$\cos \varphi$. Sprawność generatorów maszynowych (wraz z silnikiem napędzającym) bywa rzędu $70 \div 85\%$.

3. Generatory z lampami jonowymi

Jeszcze bardziej sprawne od maszynowych są generatory z lampami jonowymi. Wysoka sprawność tych generatorów ($90 \div 95\%$) pochodzi od małego spadku napięcia na lampach jonowych podczas przewodzenia prądu. Wysoka sprawność jest przyczyną dalszych zalet tych generatorów, jak mała stosunkowo kubatura i względnie mały koszt urządzenia. Poza tym ważną zaletą tych generatorów jest brak części wirujących. Wadą tych generatorów jest bardziej skomplikowana obsługa, mała trwałość lamp ($500 \div 2000$ godzin) oraz ograniczony zakres częstotliwości (obecnie do 3000 c/s). Wymienione wady są jednak uwarunkowane tylko postępem technicznym i można spodziewać się, że w niedalekiej przyszłości zostaną one usunięte. Wąski zakres częstotliwości osiągnięty dotychczas przez te generatory jest spowodowany znacznym czasem dejonizacji stosowanych gazów, tj. par rtęci.

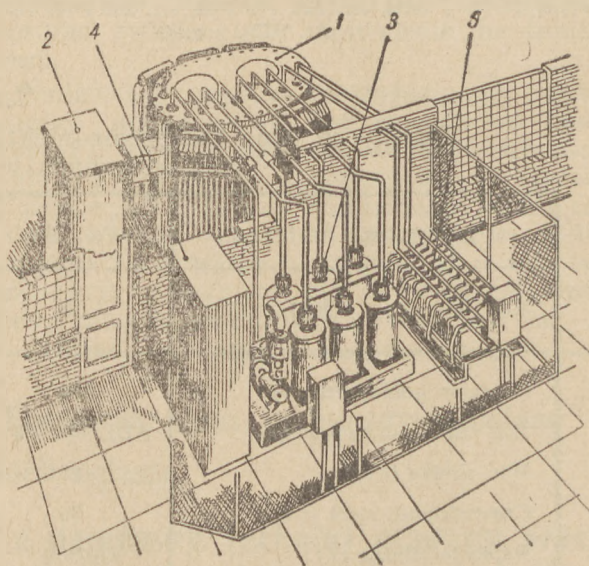
Lampy generacyjne jonowe mogą być zasilane albo prądem stałym albo prądem wyprostowanym. Jako lampy generacyjne mogą być użyte tyratrony, ignitrony lub lampy rtęciowe łukowe z siatkami sterującymi. Normalne częstotliwości spotykane są 800 i 2500 c/s, a normalne moce są 100, 250, 500 i 1000 kW. Technika generacji prądów szybkozmiennych przy pomocy lamp jonowych nie jest dotychczas powszechnie i ostatecznie opanowana, a w związku z tym urządzenia tego typu są dotychczas rzadko spotykane. Na rys. 2 podano widok urządzenia generacyjnego o mocy 250 kW z sześcioma triodami o katodzie rtęciowej w wykonaniu amerykańskim [1].

4. Generatory z lampami elektronowymi

Generatory z lampami elektronowymi mają znacznie mniejszą sprawność od generatorów z lampami jonowymi i maszynowych (około $45 \div 55\%$), natomiast nie mają ograniczeń co do częstotliwości i dlatego są stosowane wyłącznie dla wytwarzania prądu o częstotliwości większej od 100 kc/s. Typowe częstotliwości robocze generatorów z lampami elektronowymi są około 200, 400, 5000, 1350, 2700 kc/s, a typowe moce jednostek są: 1, 2, 5, 10, 20, 50, 100 kW. Poza niską sprawnością generatory te mają jeszcze jedną wadę, mianowicie trwałość lamp jest stosunkowo niewielka. Lampy prostownicze mają trwałość $500 \div 2000$ godzin a trwałość lamp generacyjnych bywa rzędu $1000 \div 4000$ godzin, przy czym pierwsza liczba odnosi się do lamp używanych w generatorach o mocy $1 \div 2$ kW, a druga liczba do lamp używanych w generatorach o mocy około 100 kW. Trwałość drogich lamp generacyjnych jest uwarunkowana prawie wyłącznie zużyciem się katody, dlatego w Związku Radzieckim dla

uniknięcia wymiany całej lampy po przepaleniu się katody stosowane są w generatorach o mocy większej od 100 kW lampy rozbieralne, w których przepaloną katodę wymienia się na zakładzie produkcyjnym w przeciągu 3 — 4 godzin. Zarówno sprawność generatorów z lampami elektronowymi, jak i trwałość lamp zależą od postępu technicznego i obecny stan rzeczy na pewno nie stanowi nieprzekraczalnej granicy możliwości technicznych; już obecnie za granicą są produkowane specjalne typy lamp dla celów przemysłowych o trwałości około 10000 godzin, a ogłoszone wyniki prac badawczych nad polepszeniem sprawności układów generacyjnych przez wykorzystanie wyższych harmonicznych oraz nad triodami krystalicznymi rokuja nadzieję uzyskania sprawności generatorów wielkiej częstotliwości porównywalnej ze sprawnością generatorów maszynowych lub nawet wyższych.

Lampy generacyjne w urządzeniach o mocy 1 — 2 kW mają zwykle chłodzenie naturalne, natomiast w urządzeniach większej mocy stosuje się lampy chłodzone sztucznie przy pomocy wody lub powietrza. Przy zastosowaniu chłodzenia powietrznego odpadają kłopoty eksploatacyjne związane z obiegiem wodnym i kosztem zużycia wody, natomiast wymiary urządzenia są większe. Poza tym przy wyborze systemu chłodzenia lamp gra poważną rolę ten wzgląd, że w piecach indukcyjnych i tak musi być stosowana woda do chłodzenia induktorów. Dlatego lampy z chłodzeniem powietrznym stosuje się w piecach dielektrycznych o mocy do 50 kW i w piecach indukcyjnych o mocy do 20 kW, natomiast we wszystkich innych są stosowane lampy z chłodzeniem wodnym. Przy chłodzeniu wodnym pożądane jest stosowanie wody destylowanej dla uniknięcia osadzenia



Rys. 2. Generator z lampą jonową o mocy 250 kW [1]. 1 — transformator rtęciowy i transformator wielkiej częstotliwości we wspólnej obudowie; 2 — wyłącznik główny; 3 — triody z katodą rtęciową; 4 — szafa kontrolna; 5 — bateria kondensatorów obwodu anodowego.

się na anodzie lampy kamienia kotłowego, ale chłodzenie kosztowną wodą destylowaną pociąga za sobą konieczność stosowania dwóch obiegów wodnych, co powiększa znacznie wymiary urządzenia i koszty inwestycyjne. Dlatego z reguły w urządzeniach przemysłowych chłodzi się lampy wodą zwykłą, a dla uniknięcia przegrzania anody na skutek osadzenia się na niej kamienia kotłowego nie dopuszcza się do temperatury wody wylotowej większej niż 50°C i co $200 \div 500$ godzin pracy lampy (w zależności od stopnia twardości używanej wody) przeprowadza się czyszczenie anody. Czyszczenie to polega na usunięciu z anody miękiego osadu przy pomocy szczotki z twardej szczeciny i na zmyciu twardego osadu przez zanurzenie anody w 10-procentowym roztworze kwasu solnego, przy czym nie wolno dopuścić do zetknięcia z kwasem solnym złącza anody ze szkłem oraz przepustów przez szkło; po umyciu anody należy dokładnie wytrzeć i usunąć pozostałości kwasu solnego.

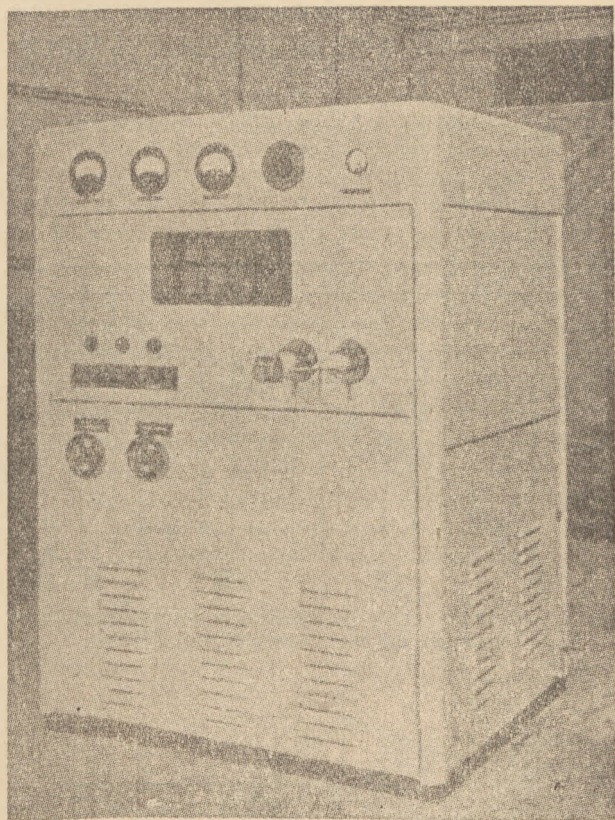
Anody lamp generacyjnych mogą być zasilane zarówno prądem stałym, jak i zmiennym. W tym ostatnim przypadku same lampy generacyjne spełniają rolę zaworów prostujących prąd zmienny (tzw. „układy samoprostujące“). Dla uzyskania tej samej mocy wyjściowej lampy zasilana prądem zmiennym musi mieć znacznie większą wytrzymałość napięciową oraz znacznie większą zdolność emisyjną katody w porównaniu z lampą zasilaną prądem stałym. W rezultacie wykorzystanie lamp pracujących z samoprostowaniem wynosi około 40%, natomiast lampy z katodami wolframowymi, tj. z katodami o ograniczonej emisji, nie nadają się do pracy z samoprostowaniem. Poza tym układy generacyjne z samoprostowaniem wytwarzają znacznie więcej zakłóceń niż układy z prostownikami i wymagają lepszego ekranowania. Dlatego generatory z samoprostowaniem wykonuje się tylko na małe moce (do 5 kW) i z lampami o katodzie torowanej.

Dla zmniejszenia powierzchni produkcyjnej zajmowanej przez piec w. cz. stosuje się często przy dużych jednostkach rozdzielanie pieca na dwie części: osobno układ w. cz. i osobno prostownik, przy czym ten ostatni jest stawiany w miejscu mało wartościowym produkcyjnie, np. w piwnicy. W tabeli nr 2 podano średnie wartości powierzchni zajmowanej przez generatory z lampami elektronowymi typu prostownikowego (bez urządzeń pomocniczych, jak stanowiska hartownicze, podajniki automatyczne itp.), a na rys. 3 przedstawiono widok pieca indukcyjnego z lampami elektronowymi o mocy 5 kW i o częstotliwości pracy 800 kc/s

5. Porównanie kosztów jednej godziny pracy generatora maszynowego i z lampami elektronowymi

Sumaryczny koszt pracy generatora w ciągu jednej godziny składa się z a) kosztów amortyzacji inwestycji, b) kosztów energii elektrycznej, c) kosztów konserwacji. W przypadku generatorów lampowych do kosztów konserwacji dochodzi koszt lamp ze względu na ich ograniczoną trwałość.

Koszt amortyzacji inwestycji otrzymuje się, dzieląc cenę urządzenia przez czas amortyzacji. Cena urządzenia odniesiona do jednego kilowata jego mocy wyjściowej maleje ze wzrostem mocy, przy czym cena ta jest silnie uzależniona od warunków produkcyjnych poszczególnego wytwórcy i może wahać się w dużych granicach. Dla przykładu podano na rys. 4 zależność ceny urządzenia od jego mocy wyjściowej według danych amerykańskich. W jednakowych warunkach produkcyjnych cena generatora maszynowego powinna być $2 \div 2,5$ razy niższa od generatora z lampami elektrono-



Rys. 3. Widok pieca indukcyjnego z lampami elektronowymi o mocy 5 kW. 800 kc/s [3].

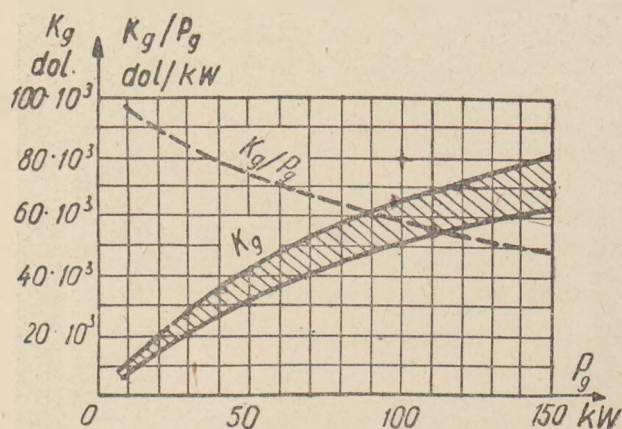
Tabela nr 2

Średnie wartości powierzchni zajmowanej przez generatory z lampami elektronowymi o różnej mocy

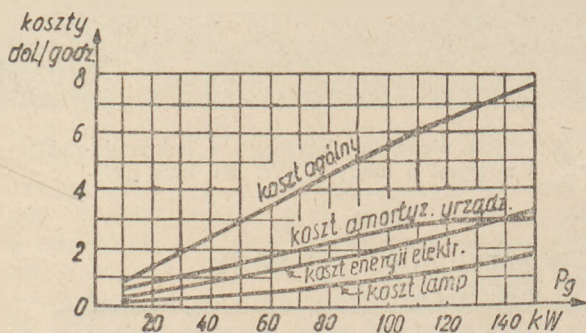
Moc wyjściowa (kW)	1	5	10	20	100
Powierzchnia zajmowanej podłogi (m ²)	0,4 ÷ 0,45	0,75 ÷ 1,0	1,0 ÷ 1,5	1,5 ÷ 2,0	5 ÷ 7

wymi o tej samej mocy, natomiast w różnych warunkach produkcyjnych może być nawet i tak, że cena generatora maszynowego będzie przewyższała cenę generatora lampowego [1]. Trwałość dobrze wykonanego generatora lampowego (z wyjątkiem lamp) jest bardzo duża, gdyż nie ma części wirujących, a drobne części ulegające zużyciu, jak styki, są łatwo i tanio wymienne; dlatego czas amortyzacji generatorów lampowych jest raczej wielkością umowną, np. uzależnioną od przepisów ubezpieczeniowych (na tej podstawie czas amortyzacji generatorów lampowych jest przyjmowany w USA równy 25000 godzin). Należy przyjmować czas amortyzacji generatorów lampowych równy czasowi amortyzacji generatorów maszynowych. W Związku Radzieckim czas amortyzacji generatorów w. cz. jest przyjmowany 48000 godzin [1].

Koszt energii elektrycznej przy zastosowaniu generatora lampowego jest około $1,5 \div 2$ razy większy od odpowiedniego kosztu energii w przypadku stosowania generatora maszynowego ze względu na niższą sprawność ogólną tego pierwszego. Koszty konserwacji bezpośrednio są w przybliżeniu takie same dla obu rodzajów generatorów. Koszt lamp jest stosunkowo znaczny w porównaniu z kosztami konserwacji bezpośredniej; oblicza się go, dzieląc cenę lamp przez ich trwałość, przy czym tę



Rys. 4. Zależność ceny generatora z lampami elektronowymi od mocy wyjściowej [5].



Rys. 5. Koszt pracy generatora lampowego w funkcji mocy wyjściowej z rozbićm na poszczególne składniki [5].

ostatnią otrzymuje się na podstawie gwarancji udzielonej przez dostawcę, a w razie braku takiej można korzystać z liczb podanych w rozdziale 3. Na rys. 5 podano dla orientacji koszty pracy generatorów lampowych w funkcji ich mocy wyjściowych według danych amerykańskich. Ogólny koszt pracy generatora maszynowego jest $2 \div 2,5$ razy mniejszy od odpowiedniego kosztu pracy generatora lampowego; stosunek ten może ulec znacznemu zmniejszeniu w miarę postępu technicznego w dziedzinie produkcji urządzeń lampowych.

Sam koszt pracy generatora w. cz. nie może być brany za podstawę oceny ekonomiczności nowej metody nagrzewania; koszt pracy generatora jest tylko jednym ze składników kosztów wytwarzania. Ocena ekonomiczności nowej metody nagrzewania może być przeprowadzona tylko na podstawie porównania pełnych kosztów wytwarzania danego wyrobu przy zastosowaniu nowej i starej technologii, gdyż każda z zalet grzejnictwa w. cz. przynosi realną oszczędność, dającą się wyliczyć w złotych. Tak np. zastosowanie drogiej energii w. cz. do podgrzewania proszku bakelitowego przynosi zaoszczędzenie roboczogodzin i maszynogodzin, oszczędność w zużyciu form, zmniejszenie odpadów i inne. Gdy w ten sposób obliczone oszczędności przewyższają nadwyżkę kosztów wytwarzania ciepła, wtedy nowa metoda termiczna jest na pewno ekonomiczna. Doświadczenia innych krajów ze Związkiem Radzieckim na czele dowiodły ekonomiczności zasadniczych zastosowań grzejnictwa w. cz.

6. Dotychczasowy rozwój grzejnictwa i urządzeń przemysłowych w. cz. w Polsce

Do roku 1939 zastosowania przemysłowe grzejnictwa w. cz. u nas praktycznie nie były znane, poza wygrzewaniem indukcyjnym lamp elektronowych i poza diatermiami lekarskimi. Po ostatniej wojnie osiągnięcia krajów produkujących technicznie dotarły i do nas i stopniowo zastosowania przemysłowe grzejnictwa w. cz. są wprowadzane w niektórych zakładach naszego przemysłu. Dotychczasowe zastosowania ograniczają się prawie wyłącznie do hartowania powierzchniowego i do podgrzewania proszku bakelitowego, przy czym sprzęt używany do hartowania powierzchniowego jest pochodzenia zagranicznego, a piece do podgrzewania proszku bakelitowego są produkcji krajowej.

Do roku 1939 w kraju były produkowane tylko diatermie lekarskie (PZT). Poza tym były u nas produkowane generatory maszynowe 500-okresowe (Pustoła), ale o małej mocy i nie dla celów grzejnictwa w. cz. Obecnie są produkowane poza diatermiami lekarskimi urządzenia lampowe jak: piece 1-kilowatowe do podgrzewania proszku bakelitowego, piece 1-kilowatowe do indukcyjnego lutowania pudełek, piece 10-kilowatowe do wygrzewania lamp elektronowych, piece 10-kilowatowe do hartowania narzędzi i do twardego lutowania.

Urządzenia maszynowe, ani z lampami jonowymi nie są dotychczas w kraju produkowane.

W zakładach, które już wprowadziły u siebie grzejnictwo w. cz., na przestrzeni ostatnich kilku lat zmienił się stosunek do tej nowej metody obróbki termicznej: znikł sceptycyzm i bojaźń przed nową, „skomplikowaną” aparaturą; kierownictwo techniczne przekonało się, że nowa metoda rzeczywiście przyspiesza wykonanie planu oraz podnosi jakość wyrobów, a pracownicy obsługujący aparaturę przekonali się, że praca nową metodą jest lżejsza i bardziej higieniczna, a przekraczanie podwyższonej normy jest łatwiejsze niż poprzednio. Jednak w wielu zakładach istnieje jeszcze bojaźń przed nowymi urządzeniami a zwłaszcza przed urządzeniami lampowymi. Czynnikiem hamującym wprowadzenie nowej metody termicznej są: brak przystępnej literatury w języku ojczystym, popularyzującej tę metodę oraz brak

serwisu urządzeń w. cz. Już obecnie, pomimo że ilość wszystkich urządzeń grzejnych w. cz. w kraju nie przekracza liczby 100, bywają przypadki, że urządzenie stoi nieczynne, bo nie ma go kto uruchomić, lub nastąpiło uszkodzenie i nie ma go kto naprawić. Trzecim czynnikiem hamującym jest brak krajowej produkcji lamp dużej mocy.

LITERATURA

1. M. G. Łozinskij. — Powierchnostnaja zakałka i indukcjonnyj nagriew stali. Moskwa 1949.
2. W. P. Wologdin. — Powierchnostnaja indukcjonnaja zakałka. Moskwa 1947.
3. E. May. — Industrial High Frequency Electric Power. London 1949.
4. D. B. Mondrus, S. M. Margolin, W. M. Zilberman. — Unifikacja wysokoczęstotlnych ustanowok. Elektryczestwo 1948, Nr 4.
5. J. P. Taylor. — Radio Frequency Heating of Aircraft Parts. Electronic Industries. 1943, Nr 1.

Mgr inż. JÓZEF PLEBAŃSKI

621.396.663

Metoda goniometrowania przy pomocy jednej stacji nadawczej

STRESZCZENIE

Autor przedstawia analizę odbioru wirującego pola za pomocą ramoanteny lub anten Adcocka o charakterze $E \sin(\omega t \pm \alpha)$, gdzie α kąt kierunku stacji odbiorczej względem nadajnika.

Analiza wykazuje, że w bliskości nadajnika minimum sygnału czyli kierunek, wskazywany przez ramoantnę lub system Adcocka ulega odchyleniu, przy czym odchylenie to jest tym większe, im bliżej umieszczony jest odbiornik względem nadajnika. Powyższe pozwala na mierzenie odległości nadajnika od odbiornika.

Na większych odległościach omawiany efekt zanika. System ten nadaje się do sprawdzania kierunku wirowania pola w nadajniku.

Przy większej dokładności pomiaru i przy pewnych ulepszeniach opisywany system pozwala na ustalenie odległości odbiornika od nadajnika także i na większych odległościach.

1. Ogólna charakterystyka dewiacji przy odbiorze kierunkowym pola wirującego

W obecnej chwili promieniowanie pola wirującego jest stosowane coraz częściej zwłaszcza w związku z rozwojem telewizji (p. odnośnik 1) i techniki radarowej (p. odnośnik 3).

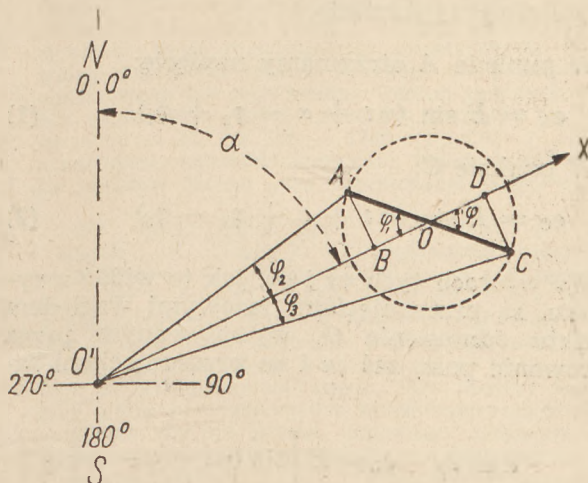
Chodzi przy tym o wirowanie w płaszczyźnie poziomej i o charakterze takim, jak opisano przez autora (p. odnośnik 2). Wobec tego wskazane jest zbadanie, jak zachowują się systemy odbiorcze kierunkowe, np. ramoanteny w takim polu. Jeżeli weźmiemy dwie skrzyżowane ramoanteny lub anteny Adcocka i obydwie pary będziemy zasilali napięciami przesuniętymi w fazie o 90° , wtedy, jak wiadomo, otrzymamy pole wirujące prawo- albo lewoskrętne (p. odnośnik 2).

W odległym punkcie otrzymamy wówczas napięcie proporcjonalne do $E \sin(\omega t \pm \alpha)$. We

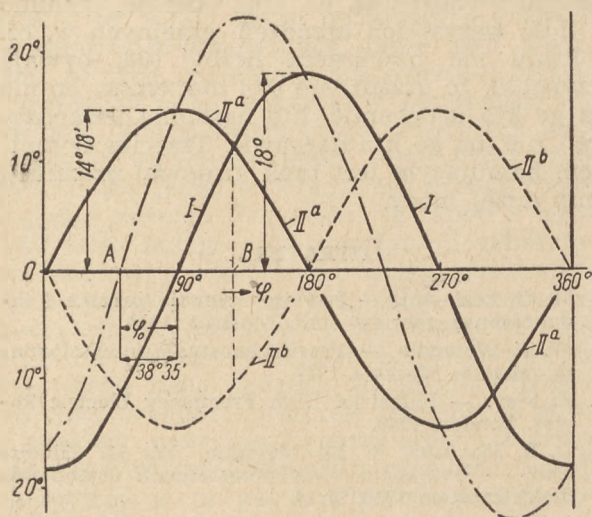
wzorze tym $\omega = 2\pi f$, gdzie f — częstotliwość, zaś α oznacza przesunięcie fazowe równe w danym przypadku kątowi kierunku, przy czym faza ta może być fazą odniesienia w stosunku np. do kierunku NS (północ — południe).

Wyobraźmy sobie teraz, że w tym polu wirującym (rys. 1) w pewnej odległości od nadajnika ($O'O = r$), np. w punkcie O , umiścimy ramoantnę lub jedną parę anten Adcocka AC.

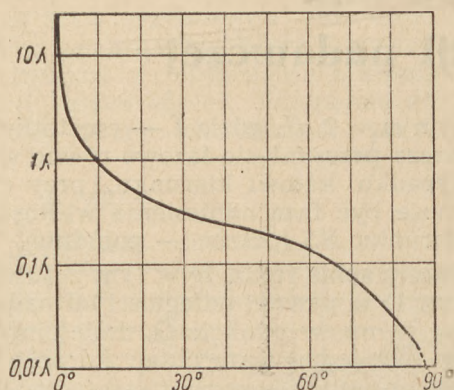
Wówczas, jeżeli kierunkiem promieniowania względem odbiornika będzie $O'X$, to w ramoantenie otrzymamy napięcie równe różnicy napięć w punktach A i C .



Rys. 1. Ramoantena odbiorcza lub 2 anteny Adcocka umieszczone w polu wirującym $O'O = r$ — odległość od nadajnika, AC — ramoantena, $O'X$ — kierunek stacji odbiorczej.



Rys. 2. Wykres dewiacyjny. I — zwykła cosinusoida, II — sinusoida powstająca na skutek wirowania pola, φ_0 — dewiacja.



Rys. 3. Błąd pomiaru (dewiacja) w zależności od odległości w długościach fal.

Obliczmy to napięcie.

W punkcie A otrzymamy napięcie:

$$e_A = E \sin (\omega t + \alpha - \varphi_2 + \varphi_4) \quad (1) \quad \text{i}$$

W punkcie C:

$$e_C = E \sin (\omega t + \alpha + \varphi_3 - \varphi_5) \quad (2)$$

We wzorach tych φ_2 i φ_3 , jak to widać z rysunku, są przesunięciami fazowymi względem punktu odniesienia O, wywoływanych przez wirowanie pola, zaś φ_4 i φ_5 przesunięciami fa-

zowymi względem punktu O, wywoływanych przez skończoną szybkość fali elektromagnetycznej (równą C, gdzie C = szybkość światła).

Kąty φ_4 i φ_5 możemy obliczyć, oznaczając przez $\frac{d}{2} = AO = OC$.

$$\begin{aligned} \varphi_4 &= + \frac{AO}{\lambda} \cdot 360^\circ \cos \varphi_1 = + \\ &+ \frac{d}{2\lambda} \cdot 360^\circ \cos \varphi_1 = + K \cos \varphi_1 \\ \varphi_5 &= - \frac{OC}{\lambda} \cdot 360^\circ \cos \varphi_1 = - \\ &- \frac{d}{2\lambda} \cdot 360^\circ \cos \varphi_1 = - K \cos \varphi_1 \end{aligned}$$

Obliczmy teraz kąty φ_2 i φ_3 .

Oznaczając odległość od nadajnika przez $r = O'O$ lub w kątach $\frac{r}{\lambda} \cdot 360^\circ$, otrzymamy:

$$\varphi_2 = \arctg \frac{AB}{O'B} = \arctg \frac{K \sin \varphi_1}{\frac{r}{\lambda} 360^\circ - K \cos \varphi_1}$$

W podobny sposób dla φ_3 otrzymamy:

$$\varphi_3 = \arctg \frac{CD}{O'D} = \arctg \frac{K \sin \varphi_1}{\frac{r}{\lambda} 360^\circ + K \cos \varphi_1}$$

przy większych odległościach, tj. gdy $r \gg d$, np. $r = 10d$, możemy powyższe wzory uprościć z małym stosunkowo błędem i napisać:

$$\varphi_2 = \arctg \left(\frac{K \sin \varphi_1}{\frac{r}{\lambda} 360^\circ} \right) = \arctg \left(\frac{d}{2r} \sin \varphi_1 \right)$$

$$\varphi_3 = \arctg \left(\frac{K \sin \varphi_1}{\frac{r}{\lambda} 360^\circ} \right) = \arctg \left(\frac{d}{2r} \sin \varphi_1 \right)$$

Podstawiając powyższe wyrazy dla φ_2 , φ_3 , φ_4 i φ_5 we wzory (1) i (2), otrzymamy różnicę napięć lub, inaczej mówiąc, wypadkowe napięcie w ramie lub parze anten Adcocka:

$$\begin{aligned} e &= e_A - e_C = E \left[\sin (\omega t + \alpha - \arctg \left(\frac{d}{2r} \sin \varphi_1 \right) + K \cos \varphi_1 \right] - E \left[\sin (\omega t + \alpha + \right. \\ &\left. + \arctg \left(\frac{d}{2r} \sin \varphi_1 \right) - K \cos \varphi_1 \right] = 2E \sin \left[\arctg \left(\frac{d}{2r} \sin \varphi_1 \right) - K \cos \varphi_1 \right] \cdot \cos (\omega t + \alpha) \end{aligned}$$

Oznaczając przez $K_0 \cong \frac{d}{2}$, możemy z małym błędem napisać dla amplitudy drgań:

$$A = 2E \cdot \sin[K_0 \sin \varphi_1 - K \cos \varphi_1] \quad (3)$$

Z powyższego widzimy, że na skutek promieniowania pola wirującego w pomiarze za pomocą ramoanteny powstaje błąd, który możemy obliczyć, gdyż zero amplitudy, czyli zanik odbioru otrzymamy teraz, gdy

$$K_0 \sin \varphi_1 - K \cos \varphi_1 = 0$$

tj. przy

$$K_0 \sin \varphi_1 - K \cos \varphi_1 = \sqrt{K_0^2 + K^2} \cdot \sin\left(\varphi_1 - \arctg \frac{K}{K_0}\right) = 0$$

lub gdy

$$\varphi_1 - \arctg \frac{K}{K_0} = 0 \quad \text{tj.}$$

$$\varphi_1 = \arctg \frac{K}{K_0} = \arctg \left(\frac{\frac{d}{2\lambda} \cdot 360}{\arctg \frac{d}{2r}} \right) \quad (4)$$

Weźmy dla przykładu $d = 1$ mtr, $\lambda = 100$ mtr, $r = 10$ mtr. Wtedy

$$\arctg \frac{\frac{1}{200} \cdot 360}{\arctg \frac{1}{20}} = \arctg 0,6 = 31^\circ$$

Ponieważ właściwym kierunkiem jest $\varphi_1 = 90^\circ$, gdyż wtedy następuje normalnie zanik odbioru, to w danym przypadku odchylenie czyli dewiacja kierunku będzie równa $90^\circ - 31^\circ = 59^\circ$.

W podobny sposób otrzymamy dla tej samej fali, lecz odległości 100 m:

$$\arctg \frac{1^{\circ},8}{\arctg 0,005} \cong \arctg \frac{1^{\circ},8}{0^{\circ},3} = 80^{\circ},5$$

czyli dewiacja będzie $90^{\circ},5$.

Ciekawe, że przy $r = \infty$ dewiacja będzie 0° , zaś przy $r = 0$ dewiacja będzie 90° . Znaczy to, że dewiacja może być maksymalnie 90° , zaś minimalnie 0° .

Jeżeli spojrzymy na wzór (3), to wyraz w nawiasie możemy przedstawić w kształcie wykresu według rys. 2. Krzywa I będzie odpowiadać np. $-K \cos \varphi_1$ zaś krzywa II będzie odpowiadać $+K_0 \sin \varphi_1$. Na rys. 2, $-K = -18^\circ$, zaś $K_0 = 14^{\circ},3$, co odpowiada ramie o długości $d = 1$ mtr, $\lambda = 10$ m i $r = 4$ m. W tych warunkach rama przy kręceniu wykazuje zero odbioru przy kącie $\varphi_1 = 51^\circ 25'$, tj. dewiacja będzie równa $90 - 51^\circ 25' = 38^\circ 35'$, co widzimy na rys. 2.

Jeżeliby pole wirujące nie było prawoskrętne, lecz lewoskrętne, to zamiast krzywej IIa, otrzymalibyśmy krzywą IIb i dewiację w innym kierunku, tj. $90^\circ + 38^\circ 35' = 128^\circ 35'$ (punkt B na rys. 2).

W ten sposób widzimy potwierdzenie wzoru (4).

Weźmy teraz dla dalszego przykładu falę $\lambda = 1000$ mtr, $d = 1$ mtr i obliczmy odnośne dewiacje. Otrzymamy:

$$\text{przy } r = 10 \text{ mtr} = 0,01 \lambda \quad \varphi_0 = 86^\circ 5'$$

$$\text{przy } r = 100 \text{ mtr} = 0,1 \lambda \quad \varphi_0 = 65^\circ$$

$$\text{przy } r = 1 \text{ km} = 1 \lambda \quad \varphi_0 = 9^\circ,5$$

$$\text{przy } r = 10 \text{ km} = 10 \lambda \quad \varphi_0 = 1^\circ$$

Zależność tę widzimy na wykresie z rys. 3, przy czym odległości podane są w skali logarytmicznej.

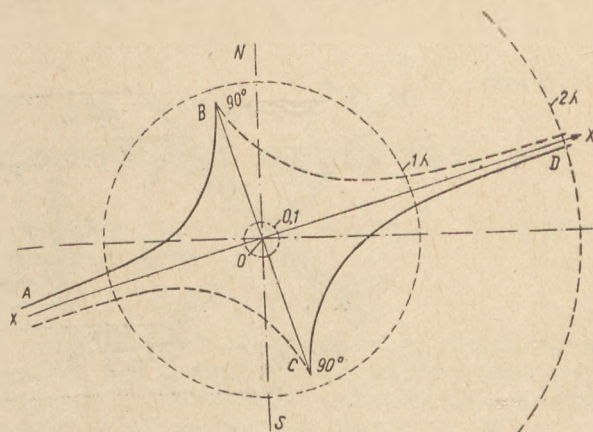
Jeżeli dla danego kierunku, np. XX na rys. 4, narysujemy te dewiacje w funkcji odległości, to otrzymamy krzywą ABCD dla prawoskrętnego pola wirującego. Przy lewoskrętnym wirowaniu krzywa ta będzie odwrócona, tj. tak, jak to pokazano linią kropkowaną.

Z powyższych rozważań wynika, że efekt ten jest tym większy na dalsze odległości, im dłuższa jest fala. Jednakże praktycznym limitem jest tutaj ok. 5λ , czyli np. przy $\lambda = 10\,000$ mtr, 50 km.

Na dalsze odległości, bez zastosowania więcej skomplikowanych środków, system ten dla pomiaru odległości nie nadaje się.

Ciekawe jest jednak pomimo to, że na bliższe odległości system ten daje pewne wyniki i to jest już, według autora, pewnym osiągnięciem, gdyż — o ile autorowi wiadomo — dotąd nie ma systemu goniometrycznego, który by pozwalał według namiaru na jedną stację ustalić i kierunek i odległość, (jedynie systemy radarowe pozwalają na taki pomiar).

Rzecz jasna, że w danym przypadku przy pomiarze należałoby najpierw znaleźć prawdziwy kierunek, tj. stacja nadawcza musiałaby nadawać promieniowanie nie wirujące, potem



Rys. 4. Dewiacja w zależności od odległości w długościach fal dla kierunku OX. Podobny wykres otrzymuje się dla wszystkich kierunków.

należałoby nadawać promieniowanie wirujące — i wtedy można by zmierzyć dewiację i z tego obliczyć odległość.

2. Praktyczne pomiary odległości odbiornika od nadajnika

Z powyższego opisu wynika, zwłaszcza z wzoru (4), że pomiar odległości odbiornika od nadajnika właściwie sprowadza się do dokładnego zmierzenia stosunku K do K_0 — (wzór 3), przy czym przy dalszych odległościach od nadajnika stosunek ten może być bardzo duży, np. parę tysięcy.

Z drugiej strony, jeżeli spojrzymy na rys. 5 i narysujemy we współrzędnych biegunowych funkcje $K \cos \varphi_1$ (krzywa I) oraz $K_0 \sin \varphi_1$ (krzywa II), to pomiar stosunku K/K_0 sprowadza się do pomiaru stosunku OB_0 do OD_0 .

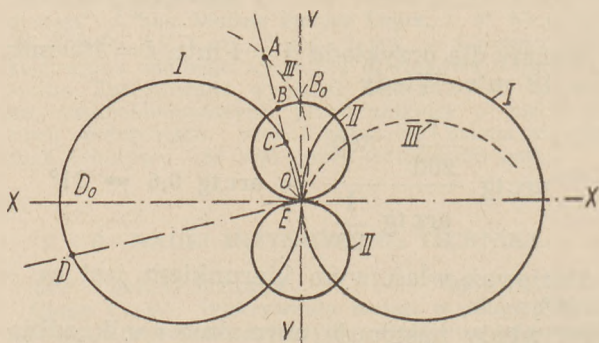
Jeżeli weźmiemy dwie ramy (rys. 6), umieszczone dokładnie pod kątem 90° względem siebie i ustawimy je tak, żeby np. rama 2 odpowiadała kierunkowi P stacji nadawczej, druga zaś (1) była prostopadła do wspomnianego kierunku, to rama 2 pozwoli nam zmierzyć OD_0 , zaś rama 1 — OB_0 . Pomiar ten jednak nie jest taki prosty, jak się wydaje na pierwszy rzut oka, ponieważ zarówno przy jednej jak i drugiej ramie występują obie krzywe jednocześnie, dając jako wypadkową krzywą III, której część widzimy na rys. 5. Na skutek tego przy pewnym błędzie w ustawieniu ram względem kierunku sygnału, np. dla kierunków OD dla ramy I (i OB dla ramy II) stosunek sygnałów OD do OB będzie prawie taki sam, jak OB_0 i OD_0 . Jednakże istotnie mierzony stosunek będzie równy $(OD - OE) : (OB + OC)$, co oczywiście będzie powodowało dość duże błędy. Jeżeli OB jest bardzo małe, to $OD - OE$ będzie w przybliżeniu równe $OD = OD_0$, ale OA będzie zbyt duże w porównaniu z OB .

Ażby uniknąć tego błędu, należy pomiar przeprowadzić w sposób następujący: znając prawdziwy kierunek, należy tak ustawić obie ramy, żeby w ramie I otrzymać minimum, przy czym stacja nadawcza winna wtedy nadawać

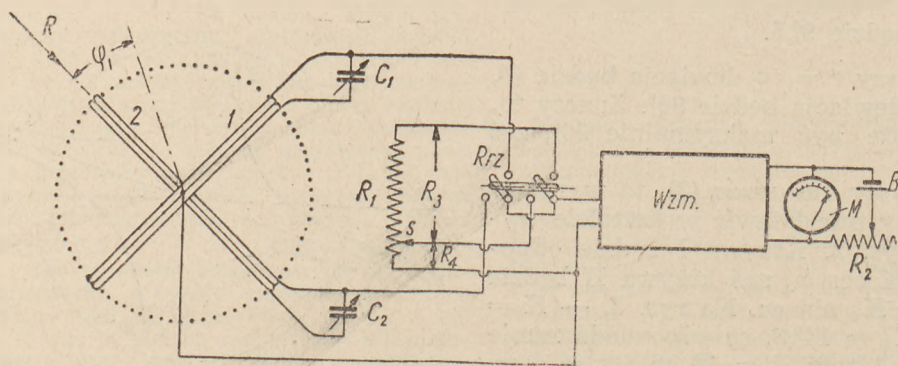
promieniowanie nie wirujące. Ponieważ ramę 1 (i 2) trudno tak dokładnie ustawić, żeby na wyjściu wzmacniacza otrzymać zero, przeto ustawiamy wzmacniacz na pewne minimum odbioru (na mierniku M), odpowiadające w tym przypadku odcinkowi OC na rys. 5, po czym za pomocą baterii B i opornika R_2 sprowadzamy wskazanie instrumentu M do zera.

Po wykonaniu tego wprowadzamy promieniowanie wirujące, tj. krzywą II na rys. 5. Ponieważ OC jest skompensowane, miernik M wskaże nam teraz wartość $OB = OB_0$. Po dokonaniu tego przełączamy przełącznik P_{rz} na ramę 2 (P_{rz} w lewo) i za pomocą potencjometru R_1 i kontaktu S dobieramy taki stosunek $R_3 : R_4$, żeby na mierniku M otrzymać to samo wychylenie. Stosunek $R_4 : R_1$ będzie wtedy równy $K : K_0$. Tego rodzaju pomiary mogą dawać stosunki 1 : 10000 z dużą dokładnością ($\pm 1\%$), i w ten sposób odległości mogą być dokładnie mierzone.

Na rys. 7 mamy wykres, z którego możemy odczytać dla danych $\frac{K}{K_0} = \frac{R_4}{R_1}$ odległości w skali logarytmicznej.



Rys. 5. Wykres wyjaśniający metodę mierzenia odległości za pomocą urządzenia z rys. 6. I—I krzywa amplitud w zależności od kąta ramy względem kierunku stacji nadawczej tj. OX (przy promieniowaniu nie wirującym) II—II — krzywa składowa zjawiająca się oprócz krzywej I na skutek promieniowania wirującego, III = I + II — krzywa wypadkowa.



Rys. 6. Metoda pomiaru odległości za pomocą dwóch ram, potencjometru, wzmacniacza i miernika. 1—2—ramoanteny odbiorcze, C_1 C_2 — kondensatory strojenicowe,

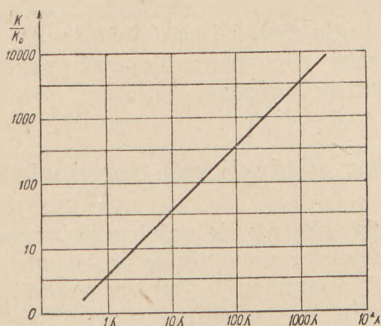
R_1 — potencjometr, P_{rz} — przełącznik, W_{zm} — wzmacniacz, M — miernik wyjściowy B R_2 — bateria i opornik w celu ustawienia miernika M na zero.

Wykres ten został obliczony dla ram o $d = 2$ mtr, $\lambda = 1000$ mtr. i, jak widzimy, jeżeli wyżej podany pomiar będzie dostatecznie precyzyjny, to będziemy mogli mierzyć odległości dosyć znaczne tj. 1000 km i więcej.

3. Pomiary zautomatyzowane

Z powyższego opisu wynika, że jeżeli użyjemy w nadajniku dwa promieniowania, tj. jedno na jednej fali np. o częstotliwości $\frac{\omega_1}{2\pi} = f_1$ (rys. 8) i promieniowaniu wirującym, drugie zaś na innej fali np. o częstotliwości $\frac{\omega_2}{2\pi} = f_2$

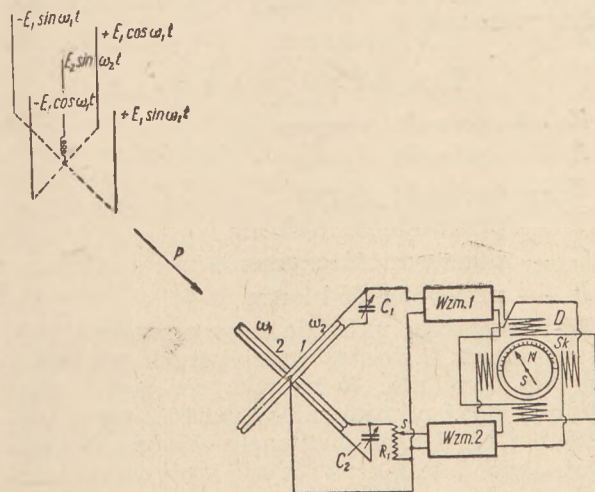
i promieniowaniu nie wirującym, to w odbiorniku możemy skonstruować automatyczne określanie kierunku np. za pomocą dynamometru D . W tym przypadku w odbiorniku musimy użyć dwa wzmacniacze W_{zm1} i W_{zm2} (rys. 8), na których wyjściu może być załączony wspomniany miernik o dwóch systemach odchyłających, z których jeden jest połączony z pierwszym wzmacniaczem, drugi — z drugim. Jako wzmacniacze mogą być użyte dwa odbiorniki. Skala dynamometru może być przeskalowana w kilometrach. Ponieważ, jak z powyższego opisu wynika, taki dynamometr działałby najlepiej przy stosunku $K : K_0 \cong 1$, np.



Rys. 7. Odległość w zależności od stosunku K/K_0 . Nogram dla dokonania pomiaru według rys. 6.

od 0,3 do 1,7, to na wyjściu ramy 2 (rys. 8) należałoby stosować potencjometr R_1 z odpowiednimi odczepami w celu stworzenia różnych zakresów pomiarowych, np. 0 — 10 km, 10 — 100 km itd. Dynamometr musiałby mieć wtedy też podwójną lub potrójną skalę.

Urządzenie takie mogłoby być bardzo przydatne przy zbliżaniu się samolotu do lotniska.



Rys. 8. Urządzenie do automatycznego określania odległości. 1 — rama dla odbioru częstotliwości $\frac{\omega_2}{2\pi} = f_2$ (promieniowanie nie wirujące), 2 — rama dla odbioru częstotliwości $\frac{\omega_1}{2\pi} = f_1$ (promieniowanie wirujące). C_1

C_2 — kondensatory zmienne, W_{zm1} , W_{zm2} — wzmacniacze (odbiorniki). Miernik (np. typu dynamometru) skalowany w kilometrach. R_1 — opornik z przełącznikiem S dla przełączania zakresów. S_k — skala w kilometrach lub kilka skal odpowiadających pozycji przełącznika S .

LITERATURA

1. Antenny. — I. H. Dombrowskij. Moskwa 1951.
2. Promieniowanie pola wirującego itd. J. Plebański. Przegląd Telekomunikacyjny 1952, nr 5, str. 156.
3. Circular polarisator for C. W. Radar — J. F. Ramsay. Marconi Review Nr. 105, Vol. XV, 2 kwartał 1952 r.

Dr inż. MARIAN MAZUR
Sekretarz Centralnej Komisji Słownictwa Elektrycznego SEP

621.3.011.2

Zagadnienie reformy terminologii oporności

1. Stan dotychczasowy

W obwodach prądu zmiennego występują elementy charakteryzujące się wielkościami fizycznymi, wyrażanymi w omach i oznaczonymi za pomocą liter Z , R , X .

Wielkość Z jest związana z napięciem U , występującym na danym elemencie, i prądem I , płynącym przez ten element, zależnością:

$$U = Z I$$

Między wartościami wielkości Z , R , X zachodzi związek:

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2}$$

Jak wiadomo, w pewnych przypadkach dogodnie jest posługiwać się wielkościami wyrażanymi w simensach (odwrotnościach oma), oznaczanymi za pomocą liter Y , G , B .

Związek między napięciem U a prądem I ma wówczas postać:

$$YU = I.$$

Między wartościami wielkości Y , G , B zachodzi związek:

$$Y = \sqrt{G^2 + B^2}$$

Nazwy wielkości Z , R , X oraz Y , G , B przechodziły w terminologii polskiej rozmaite koleje, w wyniku czego można obecnie rozróżnić trzy odrębne układy nazw, używane w różnych środowiskach elektryków. Aby ułatwić ich omówienie, zaopatrzymy je doraźnie w kolejną numerację.

I u k ł a d n a z w:

- Z — oporność pozorna
- R — oporność czynna
- X — oporność bierna
- Y — przewodność pozorna
- G — przewodność czynna
- B — przewodność bierna

W powyższym układzie nazwy zmierzają do interpretacji fizycznej omawianych wielkości. Tak np. wielkość R nazywa się „opornością czynną“, gdyż od niej zależy wartość mocy wydzielanej na danym elemencie obwodu. Na odwrót, „oporność bierna“ X nie wpływa na wartość mocy.

Omawiany układ nazw rozpowszechnił się przede wszystkim wśród energoelektryków.

II u k ł a d n a z w:

- Z — oporność zespolona
- R — oporność rzeczywista
- X — oporność urojona
- Y — przewodność zespolona
- G — przewodność rzeczywista
- B — przewodność urojona

W tym układzie nazwy dotyczą interpretacji matematycznej, zgodnie z którą każda wielkość zespolona jest wypadkową składowej rzeczywistej i składowej urojonej.

Powyższy układ nazw jest używany przez teleelektryków.

III u k ł a d n a z w:

- Z — impedancja
- R — rezystancja
- X — reaktancja
- Y — admitancja
- G — konduktancja
- B — susceptancja

Układ ten pod względem źródłosłów odpowiada tzw. terminologii międzynarodowej, która rozpowszechniła się w wielu krajach.

Nazwy powyższe bywają niekiedy stosowane zarówno przez energoelektryków jak i przez teleelektryków, zwłaszcza w przypadkach, gdy odczuwa się potrzebę terminów jednowyrazowych, co charakteryzuje III układ nazw, zamiast terminów dwuwyrazowych według układów I i II.

Rzecz prosta, współistnienie trzech układów nazw na oznaczenie grupy wielkości, odgrywającej w elektryce zasadniczą rolę, było od dawna odczuwane jako poważne utrudnienie w literaturze elektrotechnicznej i nauczaniu. Nic więc dziwnego, że zagadnienie ustalenia terminologii omawianych pojęć odżywa co pewien czas w pracach Centralnej Komisji Słownictwa Elektrycznego. Próby ujednolicenia terminologii przez wybór jednego z podanych wyżej układów nazw spotykały się, jak dotychczas, z niepowodzeniem.

Sprawa przybrała obecnie na ostrości z następujących względów. Jak powszechnie wiadomo, akcji uprzemysłowienia kraju towarzyszy szeroko rozbudowane szkolenie kadr technicznych. Znajduje to wyraz w natężonej działalności wydawnictw technicznych, przybierającej rozmiary nieznane w dziejach polskiej techniki, a na terenie słownictwa elektrycznego, w postaci wzmożonych prac nad „Polskim Słownikiem Elektrycznym“, prowadzonych przez Centralną Komisję Słownictwa Elektrycznego. Jest rzeczą zrozumiałą, że stan potrójnej „terminologii oporności“ nie powinien i nie może być nadal utrzymywany. W jego ostatecznej likwidacji zainteresowane są rzesze czytelników literatury elektrotechnicznej oraz instytucje wydawnicze dostarczające im tej literatury. Szczególnie paląca jest powyższa sprawa w odniesieniu do literatury przeznaczonej na niższe szczeble nauczania, idzie bowiem o to, żeby zrozumienia pojęć i tak dość trudnych dla początkujących, nie komplikować przez rozbieżności terminologiczne.

2. Próby ujednolicenia terminologii

Ostatnio ze strony teleelektryków wpłynął do CKSE projekt zmierzający do uregulowania „terminologii oporności“. Zanim omówimy zasady tego projektu, rozpatrzmy trudności ujednolicenia „terminologii oporności“ w ramach dotychczas używanych układów nazw.

Przed wszystkim należy stwierdzić, że na ogół zgodne są poglądy co do zalet i wad tzw. terminologii międzynarodowej (III układ nazw). Niewątpliwie zaletą III układu nazw jest jednowyrazowość terminologii. Natomiast wadą, rozstrzygającą o nieprzydatności tej terminologii, jest wybitnie niepolski charakter poszczególnych wyrazów. Wprawdzie zdarza się słyszeć głosy opowiadające się za powyższą terminologią, gdyż jej „międzynarodowy“ charakter ma jakoby ułatwiać czytanie literatury obcojęzycznej bądź jej tłumaczenie. W praktyce jednak zwolennicy III układu nazw ograniczają się zazwyczaj do korzystania tylko z wyrazu „impedancja“ i pochodnego przymiotnika „impedancyjny“, niewątpliwie dogodniejszego niż przymiotnik „pozornooporowy“, wynikający z I układu nazw (jeszcze wyraźniej odczuwa się dogodność wyrazu „podimpedancyjny“ w porównaniu z wyrazem „podpozornooporo-

wy“, jaki trzeba byłoby utworzyć zgodnie z I. układem nazw). Bywa także używany, choć rzadziej, wyraz „reaktancja“. Pozostałe wyrazy mają brzmienie zbyt rażące dla polskiego języka, toteż takich wyrazów jak „rezystancja“ (zamiast „oporność“), „konduktancja“ (zamiast „przewodność“) i inne nikt nie propaguje i utrzymanie się ich w słownictwie elektrycznym wydaje się wręcz nieprawdopodobne.

W obronie „międzynarodowości“ omawianych wyrazów nieliczni zwolennicy III układu nazw powołują się czasem na okoliczność, że w słownictwie elektrycznym przyjęły się od dawna takie wyrazy obce, jak „transformator“, „akumulator“ itp. Argument ten jednak nie jest trafny; przytoczone wyrazy należą do rozgałęzionych grup wyrazowych (transformacja, transformować, akumulacja, akumulować, akumulacyjny, itp.), występujących w słownictwie ogólnym, a nie tylko elektrycznym, dzięki czemu nie nastroczają one wątpliwości znaczeniowych i nie rażą zbyt obcością brzmienia.

Natomiast wyrazy z III układu nazw są całkowicie odesobnione i pozbawione skojarzeń znaczeniowych z jakimikolwiek innymi wyrazami języka polskiego. Trudno sobie wyobrazić, żebyśmy mieli mówić np. „kondukować“ zamiast „przewodzić“, „kondukcja“ zamiast „przewodzenie“, „rezystor“ zamiast „opornik“, itd. Dla ogromnej większości czytelników polskich wyrazy z III układu nazw pozostałyby martwym brzmieniem, którego można jedynie nauczyć się na pamięć, gdyż za pomocą żadnych skojarzeń językowych wyrazów tych zrozumieć nie podobna. Wprowadzenie ich do „Polskiego Słownika Elektrycznego“ wywołałoby niebyszące trudności na niższych stopniach nauczania i pociągnęłoby za sobą ogromne straty czasu i energii zarówno uczniów (zwłaszcza jeśli wziąć pod uwagę ich liczebność), jak i nauczycieli.

Wydaje się, że z omówionych wyżej względów III układ nazw będzie musiał być z literatury elektrotechnicznej ostatecznie usunięty.

Pozostawałyby więc do dyspozycji układy I. i II.

Przeciwko układowi I. teleelektrycy wysuwają następujące zarzuty. Przymiotniki „czynny“ i „bierny“ w odniesieniu do „oporności“ i „przewodności“ mieszają się z przymiotnikami „czynny“ i „bierny“ w odniesieniu do układów i elementów obwodu elektrycznego. Według terminologii przyjętej na całym świecie układy i elementy obwodu uważa się za „czynne“, jeżeli zawierają w sobie źródło siły elektromotorycznej, za „bierny“ zaś, gdy nie zawierają źródła siły elektromotorycznej. Wskutek tego mogłyby powstawać rozbieżności terminologiczne, jak np. że opornik, mający z natury rzeczy oporność „czynną“, jest zarazem elementem „biernym“ (gdyż nie ma w nim źródła siły elektromotorycznej). Rozbieżności tego rodzaju prowadziłyby do ciągłych nieporozumień. Poza tym rozróżnienie oporności „czyn-

nych“ i „biernych“ pod względem terminologicznym nie występuje w żadnym języku obcym (z wyjątkiem, do pewnego stopnia, języka niemieckiego).

Natomiast przeciw II układowi nazw występują energoelektrycy, wysuwając zarzut, że przymiotniki „rzeczywisty“ i „urojony“, nadające się do tolerowania w rozważaniach o charakterze czysto matematycznym, tracą sens przy interpretacji fizycznej zjawisk. Oporność „urojona“, jako wielkość charakteryzująca cewki indukcyjne i kondensatory, jest przecież równie rzeczywista, jak oporność „rzeczywista“ charakteryzująca oporniki. Wprowadzenie wyrazów „oporność urojona“ i „przewodność urojona“ nasuwałoby, zwłaszcza początkującym, nieodparte skojarzenia, że są to wielkości fikcyjne, umyślone, gdy tymczasem są one nie mniej rzeczywiste niż „oporność rzeczywista“ i „przewodność rzeczywista“ i równie dobrze stwierdzalne za pomocą pomiarów.

Była również wysuwana propozycja kompromisowa, ażeby teleelektrycy ograniczali stosowanie wyrazów „oporność rzeczywista“ i „oporność urojona“ tylko do rozważań o charakterze matematycznym, a na gruncie fizycznym używali wyrazów „oporność czynna“ i „oporność bierna“. Do uzgodnienia na takiej płaszczyźnie nie doszło wobec argumentacji teleelektryków, że granica między interpretacją matematyczną a interpretacją fizyczną jest nieuchwytna, toteż takie załatwienie sprawy przyczyniłoby się jedynie do zwiększenia zamętu. Poza tym nie usunęłoby ono kolizji z układami i elementami „czynnymi“ i „biernymi“.

Przytoczone argumenty wskazują, jak dalece sprawa ujednolicenia „terminologii oporności“ jest skomplikowana.

3. Projekt reformy terminologii oporności

Rozwiązanie zagadnienia zostało zaproponowane w projekcie terminologii, wspomnianym na wstępie. Projektodawcy wyszli z następujących założeń:

Jeżeli w praktyce utrzymują się przez długi czas trzy układy nazw na oznaczenie tej samej grupy pojęć, to jest to dowodem, że żaden z tych układów nie jest w pełni odpowiedni; najwidoczniej każdy układ ma pewne ograniczone zalety, odpowiadające tylko określonym grupom potrzeb. Należy wobec tego utworzyć układ nazw, który miałby zalety wszystkich dotychczasowych układów, a zarazem byłby pozbawiony ich wad.

Jako tego rodzaju rozwiązanie projektodawcy proponują oparcie się na terminologii międzynarodowej (III układ nazw), lecz w tłumaczeniu polskim.

Sam dobór nazw, stanowiących takie tłumaczenie, powinien według intencji projektodawców być przedmiotem szczegółowej dyskusji.

Jako podstawę dyskusji projektodawcy zaproponowali następujące nazwy:

- Z — zawadność
- R — oporność
- X — sprzeciwność
- Y — drożność
- G — przewodność
- B — podatność.

4. Uzasadnienie projektu

Projektodawcy wskazują na następujące zalety proponowanego układu nazw.

a) Nazwy są jednowyrazowe, czym układ proponowany dorównywa III układowi nazw, a przewyższa układy I i II.

Dwuwyrazowość układów I i II jest niedogodnością, która niejednokrotnie prowadziła do zacierania się pojęć. Tak np. zamiast wyrażenia „impedancja wyjściowa” według III układu nazw, należałoby mówić według I. układu nazw „oporność pozorna wyjściowa”. Ponieważ wyrażenie to jest zbyt długie i nieporęczne, więc też najczęściej skraca się je, mówiąc po prostu „oporność wyjściowa” i pozostawiając domysłom, że idzie tu o wielkość Z.

Podobnie zamiast „grzejnictwo czynnooporowe”, jak należałoby mówić według I. układu nazw, mówi się po prostu „grzejnictwo oporowe”. Tym razem trzeba się domyślić, że idzie o związek z wielkością R.

Poza tym niedogodność wyrażen dwuwyrazowych polega głównie na tym, że w przypadkach, gdy idzie o pojęcia bardzo często używane, powodują one ociężałość stylu w literaturze a trudności wysłowienia w mowie. (Przykładem tego może być wyrażenie „siła elektromotoryczna”, którego niedogodność doprowadziła do nadużywania znanego skrótu: „SEM”).

Wad tych nie mają wyrazy podane w projekcie. Tak np. wyrażenie „zawadność wyjściowa” nie mogłoby budzić wątpliwości co do tego, że idzie o wielkość Z. Również wyrażenie „grzejnictwo oporowe” zyskałoby na ścisłości, gdyż przy proponowanym układzie nazw mogłoby dotyczyć jedynie wielkości R.

Potrzeba wyraźnego podkreślenia, że idzie o wielkość R, zachodzi w praktyce bardzo często; pod wpływem tej potrzeby rozpowszechniło się w gwarze technicznej wyrażenie „oporność omowa”, którego nieprawidłowość jest oczywista, gdyż pozostałe oporności (Z, X) również wyrażają się w omach i wiążą się z prawem Ohma. W proponowanym układzie nazw wyraz „oporność”, jako odnoszący się tylko do wielkości R, nie wymagałby żadnych dodatkowych objaśnień.

b) Proponowany układ nazw oddaje dość ściśle fizyczny charakter zjawisk i jest wiernym tłumaczeniem terminologii międzynarodowej.

Wyraz „zawadność”, zgodnie z charakterem wielkości Z, nasuwa ogólne skojarzenie, że coś zawadza, przeszkadza w przepływie prądu, bez bliższego określenia, jaki charakter ma to

przeszkadzanie. „Zawadność” jest dokładnym tłumaczeniem wyrazu „impedancja” (utworzonego od łacińskiego „impedire” — przeszkadzać, zawadzać). Trzeba też stwierdzić, że wśród elektryków z południowych dzielnic Polski od dawna był w użyciu wyraz „zawada” właśnie na określenie wielkości Z. Wyraz „zawada” ma brzmienie nieprzyjemne, czemu prawdopodobnie należy przypisać, że nie przyjął się powszechnie, natomiast nieraząca jest forma „zawadność”.

Wyraz „oporność” nie wymaga dyskusji, jako od dawna używany w słownictwie elektrycznym.

Wyraz „sprzeciwność” jest ścisłym tłumaczeniem wyrazu „reaktancja”. W prawie Newtona o równości akcji i reakcji wyraz „reakcja” oznacza coś skierowanego przeciwnie do „akcji”. Również w języku potocznym jako „reakcję” określa się sprzeciwianie się postępowi.

W odróżnieniu od wielkości Z, R, X, określających utrudnienia w przepływie prądu, wielkości Y, G, B, mają interpretację odwrotną tj. określają ułatwienia w przepływie prądu.

Zgodnie z tym „drożność” wyraża przeciwieństwo nazwy „zawadność” i oznacza, że prąd ma w jakiś sposób zapewnioną drogę przepływu. W zbliżonym zresztą znaczeniu wyraz „drożność” jest używany w medycynie, gdzie oznacza zmniejszenie przeszkód w przewodach oddechowych, pokarmowych, itp.

Wyraz „przewodność” jako przeciwieństwo „oporności” nie wymaga objaśnienia.

Wyraz „podatność” jako przeciwieństwo „sprzeciwności” łatwo uzasadnić na przykładzie sprężyny (często przytaczanym w elektryce w celu objaśnienia zjawisk zachodzących w cewkach i kondensatorach). O sprężynach trudno się uginających można powiedzieć, że silnie sprzeciwiają się, bądź że słabo poddają się naciskowi. Na odwrót, o sprężynach łatwo się uginających można powiedzieć, że słabo sprzeciwiają się, bądź silnie poddają się naciskowi.

c) Proponowany układ nazw może być bez zmian stosowany do rozważań matematycznych. Co najwyżej wystarczy stwierdzenie, że „oporność” jest składową rzeczywistą, a „sprzeciwność” składową urojoną „zawartości”, podobnie można powiedzieć, że „przewodność” jest składową rzeczywistą, a „podatność” składową urojoną „drożności”.

d) Proponowany układ nazw jest przydatny zarówno dla energoelektryków jak i dla teleelektryków, gdyż obejmuje wyrazy nie wchodzące w kolizję z żadnymi innymi wyrazami.

e) Ponieważ proponowane nazwy są tłumaczeniem terminologii „międzynarodowej”, więc umożliwiają tworzenie wszystkich wyrażen pochodnych w taki sam sposób, jak utworzone są one w tej terminologii. Byłoby to dużym ułatwieniem przy czytaniu i tłumaczeniu literatury obcej.

f) Dzięki jednowyrazowości proponowanego układu nazw wyrażenia pochodne bardzo się upraszczają.

Tak np. zamiast długiego wyrażenia „opornik o oporności pozornej” wystarczyłoby powiedzieć „zawadnik”.

Podobnie przedstawia się sprawa wyrażenia „opornik” o oporności biernej, które jest tak niedogodne, że raczej korzysta się z obcego wyrazu „reaktor”, gdy tymczasem można byłoby mówić „sprzeciwnik”. Wobec wyrazu „reaktor” można by nie wysuwać zastrzeżeń co do jego obcości, gdyby również inne, pokrewne pojęcia miały nazwy o tym samym źródłosłowie. Tymczasem między wyrażeniami „oporność bierna” i „reaktor” nie ma żadnych skojarzeń językowych, podczas gdy związek między wyrażeniami „sprzeciwność” i „sprzeciwnik” byłby oczywisty dla każdego.

Przykładów tego rodzaju można by przytoczyć bardzo wiele. Tak np. można by mówić „sprzeciwomierz” zamiast „miernik oporności biernej”. Zdanie „za pomocą odpowiedniego doboru oporników o oporności czynnej i oporników o oporności biernej można uzyskać obwód o dowolnej oporności pozornej” dałoby się wyrazić krótko w postaci „za pomocą odpowiedniego doboru oporników i sprzeciwników można uzyskać obwód o dowolnej zawadności”.

g) Projektodawcy uważają, że wprowadzenie nowego układu nazw byłoby rzeczą łatwą z uwagi na to, że w powszechnym użyciu są tylko wielkości Z , R , X , przy czym nazwa „oporność” (wielkość R) pozostałaby bez zmiany, a nazwa „zawadność” (wielkość Z) ma już grunt w znacznym stopniu przygotowany przez nazwę „zawada”, o czym była mowa powyżej. Jedynie nazwa „sprzeciwność” (wielkość X) jest wyrazem nowym, zapamiętanie go nie powinno nastręczać większych trudności.

Wielkości Y , G , B są potrzebne w stosunkowo nielicznych przypadkach, wskutek czego i dotychczasowe nazwy nie przez wszystkich są przyswojone, toteż nowość dwóch wyrazów „drożność” i „podatność” („przewodność” pozostaje bez zmiany) nie powinna rozstrzygać o celowości reformy.

5. Wnioski

Jak wynika z podanych wyżej rozważań, zachodzi konieczność powzięcia decyzji w zakresie trzech następujących możliwości:

a) pozostawienie stanu dotychczasowego, tj. tolerowanie wszystkich trzech dotychczasowych układów nazw,

b) wybranie jednego z dotychczasowych układów nazw i zdyskwalifikowanie dwóch pozostałych,

c) wprowadzenie nowego układu nazw na miejsce dotychczasowych.

Trzeba sobie oczywiście zdawać sprawę z tego, że każda z tych decyzji pociągnęłaby za sobą pewne następstwa.

Wybranie pierwszej możliwości byłoby równoznaczne z utrzymaniem stanu nieładu i wynikających z niego trudności nauczania i porozumienia się.

Druga możliwość jest nie do pomyślenia bez doprowadzenia do uzgodnienia poglądów energetyków i teleelektryków, co jest raczej mało prawdopodobne. Trudno wymagać od którejkolwiek ze stron zgody na terminologię jeszcze bardziej dla niej nieodpowiednią, niż dotychczas używana.

Trzecia możliwość przedstawia niewątpliwie korzyści wprowadziłaby jednak, jak każda zresztą reformą, pewne trudności w okresie przejściowym, w którym z konieczności obok nowej terminologii istniałyby dotychczasowe układy nazw.

Centralna Komisja Słownictwa Elektrycznego rozważa obecnie zgłoszony projekt nowej terminologii. W szczególności prace CKSE zmierzają do ustalenia:

A) czy przyjąć zasadę, że na miejsce dotychczasowych układów nazw powinien być wprowadzony nowy układ,

B) jeżeli tak, to czy poszczególne nazwy według zgłoszonego projektu należy uznać za trafne.

Wprowadzenie nazw według tego projektu (ewent. ze zmianami w odniesieniu do niektórych pojęć) stworzyłoby pewien rozległy system terminologiczny, obejmujący nie tylko 6 nazw podstawowych, lecz i wszystkie wyrażenia pochodne. Nie popadając bynajmniej w przesadę można zaryzykować twierdzenie, że decyzja tego rodzaju miałaby w elektryce polskiej doniosłość historyczną. Dlatego też CKSE skłania się do poglądu, że w powyższej sprawie powinien się wypowiedzieć ogół elektryków polskich.

Z powyższych względów CKSE zwraca się do wszystkich elektryków z apelem o nadsyłanie uwag, spostrzeżeń i propozycji dotyczących terminologii omówionych wyżej pojęć. W szczególności pożądane są wypowiedzi na temat projektu nowych nazw (punkty A i B). Wszystkie nadesłane wypowiedzi zostaną rozpatrzone przed ostatecznym rozstrzygnięciem sprawy ujednolicenia „terminologii oporności”.

Listy należy nadsyłać pod adresem: Stowarzyszenie Elektryków Polskich, Centralna Komisja Słownictwa Elektrycznego, Warszawa, ul. Czackiego 3/5, do dnia 31 grudnia 1952 r.

Prace Przemysłowego Instytutu Telekomunikacji

Pod powyższym tytułem Państwowe Wydawnictwa Techniczne wydają redagowany przez Przemysłowy Instytut Telekomunikacji kwartalnik, treścią którego są artykuły opracowane przez pracowników naukowych Instytutu na tematy bezpośrednio związane z pracami przez nich wykonywanymi w Instytucie oraz pracowników innych instytucji naukowych i zakładów przemysłowych, które wykonywują prace na zlecenie PIT.

Dotychczas ukazało się 7 zeszytów „Prac PIT”. Średnia objętość zeszytu wynosi około 40 stron formatu A4 przy cenie od 15 do 19 zł za zeszyt.

Poniżej podane są spisy treści tych numerów:

Nr 1

- B. Paszkowski i J. Hennel — Zastosowanie lampy trójelektrodowej do pomiarów wysokich napięć wielkiej częstotliwości
- A. Smoliński — Minimalna częstotliwość pomiaru indukcyjności rozproszenia transformatorów małej częstotliwości.
- J. Groszkowski — Wakumetr typu McLeod'a o kompresji wielokrotnej.
- W. Pajewski — Hodowanie kryształów piezoelektrycznych.
- W. Pajewski — Regulowanie współczynnika termicznego częstotliwości okrągłych płytek kwarcowych cięcia AT i BT przez szlifowanie krawędzi.
- L. Kędzierski — Telewizja eksperymentalna PIT.
- A. Kielkiewicz — Elektronowe wytwarzanie prostych obrazów.

Nr 2

- K. Bochenek — Promieniowanie linii długiej.
- T. Zagajewski — Oporność zastępcza elementów nieliniowych.
- T. Zagajewski — Nieliniowe mostki prądu zmiennego.
- A. Smoliński — Urządzenie do pomiaru przenikalności magnetycznej na małych próbkach.
- J. Groszkowski — Wakumetr kompresyjny pochyły.
- W. Pajewski — Wyznaczanie osi X i Y kryształów kwarcu przy pomocy figur uderowych.
- H. Kühn — Wpływ uszkodzeń linii wysokiego napięcia na telekomunikację wielkiej częstotliwości.

Nr 3

- T. Zagajewski — Analiza pracy generatorów samowzbudnych metodą współczynników nieliniowych.
- T. Konopiński — Selektowny wskaźnik zera.
- A. Smoliński — Stal krzemowa w telekomunikacji.
- B. Paszkowski — Nowa metoda pomiaru maksymalnego napięcia wstecznego lamp elektronowych.
- J. Groszkowski — Natężenie prądu stabilizacji w bareterach z drutami równoległymi i spiralizowanymi.
- J. Wójcikiewicz — Pomiar tłumienia torów kablowych metodą rezonansową.
- S. Hahn — Jednoczesna telefonia i telegrafia systemu F₁ w urządzeniach radiokomunikacyjnych.

Nr 4

- K. Bochenek — Pewne przypadki odbić fal elektromagnetycznych od skończonych powierzchni odbijających.
- T. Zagajewski — Zakres stosowalności metody nieliniowej przy badaniu stałości częstotliwości generatorów samowzbudnych.
- J. Kosacki — Generator impulsów.
- A. Wojnar — Kompensacja strat w lampach reakcyjnych.

S. Jarkowski — Wydzielanie impulsu synchronizacyjnego w urządzeniach wielokanałowych z modulacją fazy impulsów.

J. Groszkowski — Oporowe stabilizatory prądu (baretery).

F. Blocki — Rozgałęźniki.

J. Kacprowski i J. Brzostek — Nowy telefoniczny zegar mówiący.

A. Smoliński — Elektryczna metoda oznaczania zawartości krzemu w stali krzemowej.

Nr 5

- T. Zagajewski — Wpływ stałych obwodu generatora samowzbudnego na stałość jego częstotliwości.
- A. Smoliński — Uzyskiwanie blachy transformatorowej klasy A3.
- B. Paszkowski — Granice zwiększania nachylenia charakterystyk lamp.
- B. Schmidt — Olej krajowy o niskim ciśnieniu par do pomp dyfuzyjnych.
- A. Filipowski — Uwagi w sprawie pojęć kontrastowości i jaskrawości w zastosowaniu do telewizji.

Nr 6

- J. Wojciechowski — Dioda jarzeniowa jako źródło atomowego widna wodoru.
- S. Pogorzelski — Rozpływ prądu w triodzie.
- W. Pajewski — Otrzymywanie dużych kryształów winianu dwupotasowego o pożądanym kształcie.
- H. Kühn — Zagadnienia planowego rozwoju sieci telekomunikacyjnej wielkiej częstotliwości na liniach wysokiego napięcia.
- W. Fischer — Określenie minimalnej długości łączy nośnych na liniach energetycznych wysokiego napięcia z punktu widzenia ekonomicznego.

Nr 7

- K. Mikke — Technika fotokatod o dużej czułości w zakresie bliskiej podczerwieni.
- W. Nowicki — Określanie liczby łączy w sieci międzymiastowej.
- J. Fabijański — Zasady projektowania różnicowych filtrów środkowo przepustowych klasy tłumieniowej 1 i 2.

Zakłady pracy, instytucje i osoby prywatne, które są zainteresowane w systematycznej dostawie kolejnych zeszytów „Prac Przemysłowego Instytutu Telekomunikacji” powinny przesłać zamówienie na dostawę tego wydawnictwa do księgarni „Domu Książki” w Warszawie, ul. Bracka 20.

W zamówieniu należy podać:

1. Dokładny adres zamawiającego,
2. Tytuł zamawiających prac, a więc „Prace Przemysłowego Instytutu Telekomunikacji”,
3. Ilość egzemplarzy zamawianych,
4. Okres abonamentu (np. 1952 r. lub 1952 i 1953 r.).

Przesłane zamówienie zobowiązuje do odbioru i opłacania wszystkich zeszytów, które ukazują się w ramach planu wydawniczego na dany rok abonamentu.

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

Biblioteki wszystkich zakładów naukowych, zakładów wytwórczych, instytucji oraz osoby prywatne interesujące się postępem i osiągnięciami telekomunikacji polskiej powinny zgłosić możliwie jak najszybciej abonament „Prac PIT” na rok 1953 do księgarni „Domu Książki” w Warszawie, ul. Bracka 20.

Warunki prenumeraty czasopism technicznych na rok 1953

Administracja Czasopism Technicznych Naczelnej Organizacji Technicznej, Państwowe Wydawnictwa Techniczne i Wydawnictwa Komunikacyjne, wprowadzają zatwierdzone przez Biuro Pras i Informacji przy Prezydium Rady Ministrów i Departament Techniki PKPG natępujące warunki prenumeraty czasopism technicznych na rok 1953:

Przy czasopismach „Technik Przemysłu Spożywczego”, „Horyzonty Techniki”, „Włókiennictwo”, „Odzież”, „Gospodarka Ciepła”, „Ochrona Pracy” i „Gospodarka Węglem” ze względu na niskie ceny obowiązuje tylko prenumerata normalna.

Prenumerata normalna

Stosownie do zarządzenia Ministerstwa Poczty i Telegrafów z dnia 18 kwietnia 1952 r. Nr P. C. 243, dotychczasowy sposób przyjmowania zgłoszeń na prenumeratę normalną bezpośrednio przez PPK „Ruch” zostaje z dniem 31 grudnia 1952 r. skasowany.

Zgłoszenia na prenumeratę normalną na rok 1953 przyjmują wyłącznie urzędy pocztowe oraz listonosze miejscy i wiejscy.

Termin zgłaszania prenumeraty normalnej na okres kwartalny, półroczny lub roczny upływa z dniem 15 każdego miesiąca poprzedzającego okres prenumeraty.

Prenumerata ulgowa

A. Czasopisma naukowo-techniczne.

Z prenumeraty ulgowej czasopism naukowo-technicznych korzystać mogą tylko:

- 1) członkowie stowarzyszeń inżynierów i techników zrzeszonych w NOT oraz członkowie klubów racjonalizacji i techniki przy zamawianiu zbiorowym przez mężów zaufania lub koła zakładowe stowarzyszeń technicznych NOT i oddziałów NOT,
- 2) studenci szkół wyższych przy abonowaniu zbiorowym przez koła naukowe uczelni lub inne stowarzyszenia szkół wyższych.

B. Czasopisma popularnotechniczne

Z prenumeraty ulgowej czasopism popularnotechnicznych korzystać mogą:

- 1) członkowie stowarzyszeń inżynierów i techników zrzeszonych w NOT oraz członkowie klubów racjonalizacji i techniki — przy abonowaniu zbiorowym — w taki sam sposób jak przy zamawianiu czasopism naukowo-technicznych, — przez mężów zaufania lub koła

L. p.	Nazwa czasopisma	A b o n a m e n t					
		Opłata normalna			Opłata ulgowa		
		roczna	półroczna	kwartalna	roczna	półroczna	kwartalna
1	2	3	4	5	6	7	8
CZASOPISMA NAUKOWO-TECHNICZNE							
1.	Architektura	183,—	90,—	45,—	90,—	45,—	22,50
2.	Budownictwo Przemysł.	108,—	54,—	27,—	54,—	27,—	13,50
3.	Gazeta Cukrownicza	54,—	27,—	13,50	36,—	18,—	9,—
4.	Gaz, Woda i Techn. Sanit.	72,—	36,—	18,—	36,—	18,—	9,—
5.	Gospodarka Wodna	90,—	45,—	22,50	54,—	27,—	13,50
6.	Gospodarka Ciepła (dwumiesięcznik)	27,—	13,50	—	—	—	—
7.	Inżynieria i Budownictwo	108,—	54,—	27,—	54,—	27,—	13,50
8.	Materiały Budowlane	72,—	36,—	18,—	36,—	18,—	9,—
9.	Odzież	48,—	24,—	12,—	—	—	—
10.	Ochrona Pracy	48,—	24,—	12,—	—	—	—
11.	Poligrafika	36,—	18,—	9,—	18,—	9,—	4,50
12.	Przegląd Budowlany	108,—	54,—	27,—	54,—	27,—	13,50
13.	Przegląd Elektrotechn.	108,—	54,—	27,—	54,—	27,—	13,50
14.	Przegląd Geodezyjny	72,—	36,—	18,—	36,—	18,—	9,—
15.	Przegląd Mechaniczny	108,—	54,—	27,—	54,—	27,—	13,50
16.	Przegląd Papierniczy	54,—	27,—	13,50	36,—	18,—	9,—
17.	Przegląd Skórzany	54,—	27,—	13,50	36,—	18,—	9,—
18.	Przegląd Spawalnictwa	54,—	27,—	13,50	36,—	18,—	9,—
19.	Przemysł Chemiczny	108,—	54,—	27,—	54,—	27,—	13,50
20.	Przegląd Techniczny	108,—	54,—	27,—	54,—	27,—	13,50
21.	Przegląd Telekomunik.	72,—	36,—	18,—	36,—	18,—	9,—
22.	Przemysł Drzewny	54,—	27,—	13,50	36,—	18,—	9,—
23.	Przemysł Rolny i Spoż.	90,—	45,—	22,50	54,—	27,—	13,50
24.	Przemysł Włókienniczy	108,—	54,—	27,—	54,—	27,—	13,50
25.	Szkło i Ceramika	54,—	27,—	13,50	36,—	18,—	9,—
26.	Technika Lotnicza	54,—	27,—	13,50	36,—	18,—	9,—
27.	Technika Motoryzacyjna	54,—	27,—	13,50	36,—	18,—	9,—
28.	Cement Wapno. Gips	54,—	27,—	13,50	36,—	18,—	9,—
29.	Drogownictwo	72,—	36,—	18,—	36,—	18,—	9,—
30.	Energetyka	72,—	36,—	18,—	36,—	18,—	9,—
31.	Hutnictwo	108,—	54,—	27,—	54,—	27,—	13,50
32.	Nafta	72,—	36,—	18,—	36,—	18,—	9,—
33.	Przegląd Górniczy	108,—	54,—	27,—	54,—	27,—	13,50
34.	Przegląd Odlewnictwa	72,—	36,—	18,—	36,—	18,—	9,—
CZASOPISMA POPULARNOTECHNICZNE							
35.	Chemia	54,—	27,—	13,50	18,—	9,—	4,50
36.	Horyzonty Techniki	36,—	18,—	9,—	—	—	—
37.	Mechanik	108,—	54,—	27,—	36,—	18,—	9,—
38.	Motoryzacja	54,—	27,—	13,50	18,—	9,—	4,50
39.	Technik Przemysłu Spożywczego	30,—	15,—	7,50	—	—	—
40.	Gospodarka Węglem	36,—	18,—	9,—	—	—	—
41.	Wiadomości Elektrotechniczne	36,—	18,—	9,—	18,—	9,—	4,50
42.	Wiadomości Telekomunikacyjne	36,—	18,—	9,—	18,—	9,—	4,50
43.	Wiadomości Górnicze	54,—	27,—	13,50	18,—	9,—	4,50
44.	Wiadomości Hutnicze	54,—	27,—	13,50	18,—	9,—	4,50
45.	Włókiennictwo	24,—	12,—	6,—	—	—	—

2) wszyscy pracownicy zatrudnieni w zakładach pracy — przy abonowaniu zbiorowym — przez koła naukowe uczelni lub inne stowarzyszenia studentów, zakładowe stowarzyszeń technicznych NOT,

3) studenci szkół wyższych przy abonowaniu zbiorowym — przez koła naukowe uczelni lub inne stowarzyszenia studentów,

4) uczniowie szkół zawodowych — przy abonowaniu zbiorowym — przez dyrekcję szkoły.

Termin składania zgłoszeń na prenumeratę ulgową na I kwartał 1953 r. upływa z dniem 30 listopada br.

Zgłoszenia na prenumeratę w następnych kwartałach należy składać w okresach:

II kwartał — do 1 marca 1953 r.,

III „ — „ 1 czerwca „

IV „ — „ 1 września „

Zgłoszenia na prenumeratę ulgową przez oddziały wojewódzkie NOT, koła naukowe studentów szkół wyższych oraz dyrekcje szkół zawodowych należy przysyłać do PPK „Ruch”, wpłacając jednocześnie należność do PKO na następujące konta:

dla czasopism poz. od 1 do 8

„ 10 „ 15

„ 18 „ 23

„ 25 „ 27,

poz. 29 i od 30 do 39 oraz poz. 41 i 42

— PPK „Ruch”, Warszawa, Centralna Ekspedycja, ul. Srebrna 12, konto PKO Nr I-14000/110;

dla czasopism wg poz. 9, 16, 17, 24 i 45:

— Oddział PPK „Ruch” w Łodzi, konto PKO Nr VII-9907/110;

dla czasopism wg poz. 28 i od 30 do 35, oraz poz. 40, 43 i 44:

— Oddział PPK „Ruch” — Katowice, konto PKO Nr III-13763/110.

PAŃSTWOWE WYDAWNICTWA TECHNICZNE

Prace Przemysłowego Instytutu Telekomunikacji

Zeszyt 3 — 1951, str., 62, zł 30,—.

- ZAGAJEWSKI T.: Analiza pracy generatorów samowzbudnych metodą współczynników nieliniowych.
KONOPIŃSKI T.: Selektywny wskaźnik zera.
SMOLIŃSKI A.: Stal krzemowa w telekomunikacji.
PASZKOWSKI B.: Nowa metoda pomiaru maksymalnego napięcia wstecznego lamp elektronowych.
GROSZKOWSKI J.: Należenie prądu stabilizacji w bateriach z drutami równoległymi i spiralizowanymi.
WÓJCIKIEWICZ J.: Pomiar tłumienia torów kablowych metodą rezonansową.
HAHN S.: Jednoczesna telefonia i telegrafia systemu F1 w urządzeniach radiokomunikacyjnych.

Zeszyt 4 — 1951, str. 71, zł 30,—.

- BOCHENEK K.: Pewne przypadki odbić fal elektromagnetycznych od skończonych powierzchni odbijających.
ZAGAJEWSKI T.: Zakres stosowności metody nieliniowej przy badaniu stałości częstotliwości generatorów samowzbudnych.
KOSACKI J. S.: Generator impulsów.
WOJNAR A.: Kompensacja strat w lampach reaktancyjnych.
JARKOWSKI S.: Wydzielanie impulsu synchronizacyjnego w urządzeniach wielkokanałowych z modulacją fazy impulsów.
GROSZKOWSKI J.: Oporowe stabilizatory prądu.
BŁOCKI F.: Rozgałęźniki.
KACPROWSKI J., BRZOSTEK J.: Nowy telefoniczny zegar mówiący.
SMOLIŃSKI A.: Elektryczna metoda oznaczania zawartości krzemu.

Zeszyt 5 — 1952, str. 43, zł 15,—.

- ZAGAJEWSKI T.: Wpływ stałych obwodu generatora samowzbudnego na stałość jego częstotliwości.
SMOLIŃSKI A.: Uzyskiwanie blachy transformatorowej klasy A3.
PASZKOWSKI B.: Granice zwiększania nachylenia charakterystyk lamp.
SCHMIDT B.: Olej krajowy o niskim ciśnieniu par do pomp dyfuzyjnych.
FILIPOWSKI A.: Uwagi w sprawie pojęć kontrastowości i jaskrawości w zastosowaniu do telewizji.

Zeszyt 6 — 1952, str., 39, zł 15,—.

- WOJCIECHOWSKI J.: Dioda jarzeniowa jako źródło atomowego widma wodoru.
POGORZELSKI S.: Rozpływ prądu w triodzie.
PAJEWSKI W.: Otrzymywanie dużych kryształów wlnianu dwupotasowego o pożądanym kształcie.
KUHN H.: Zagadnienia planowego rozwoju sieci telekomunikacyjnej wielkiej częstotliwości na liniach wysokiego napięcia.
FISCHER W.: Określenie minimalnej długości łączności na liniach energetycznych wysokiego napięcia z punktu widzenia ekonomicznego.

Książki z zakresu telekomunikacji.

- BRONWELL A. B., BEAM R. E.: Teoria i zastosowanie mikrofal, tłum. zbiorowe z ang. pod red. St. Ryżko, tom I, 1951, str. 340, zł 90,—, tom II, 1952, str. 643, zł 56,—.
DOBROWOLSKI G.: Systemy telefonii dalekosiężnej, tłum. z ros. W. Nowicki, 1950, str. 232, zł 35,—.
GROSZKOWSKI J.: Generacja i stabilizacja częstotliwości, wyd. II, 1950, str. 449, zł 45,—.
JELLONEK A., KURYŁOWICZ J., ŁAPIŃSKI M., SICIŃSKI Z.: Miernictwo elektryczne ogólne dla potrzeb telekomunikacji, 1951, str. 462, zł 60,—.
KOSZCZEJEW I. A.: Teoria telekomunikacji przewodowej, tłum. z ros. J. Mikulski, 1952, str. 319, zł 37,—.
ŁAPIŃSKI M.: Miernictwo teletransmisyjne, 1950, str. 272, zł 73,5.
MOSIEWICZ P.: Zasilanie urządzeń telekomunikacji przewodowej, część I, 1950, str. 227, zł 49,—, część II, 1950, str. 252, zł 49,—.
NOWICKI F.: Budowa i konserwacja central telefonicznych, 1951, str. 240, zł 45,—, Atlas rysunków, str. 39, zł 50,—.
ROTKIEWICZ W.: Technika odbioru radiowego, tom I, 1951, str. 510, zł 75,—.
SMOLIŃSKI A.: Zasady wzmacniania, tom I — Podstawy teoretyczne, wyd. II, 1950, str. 274, zł 33,—, tom II — Pasmowe wzmacniacze napięciowe, 1952, str. 455, zł 65,—.
SZPARKOWSKI Z.: Napowietrzne linie telekomunikacyjne, 1952, str. 250, zł 30,—.
TERMAN F. E.: Radiotechnika. tłum. z ang. zespół, tom I, 1952, str. 671, zł 72,—.
WŁASOW W.: Lampy elektronowe, tłum. z ros. J. Groszkowski, 1951, str. 584, zł 78,—.
ZAGAJEWSKI T.: Radiotechniczne urządzenia nadawcze, wyd. II, 1950, str. 616, zł 60,—.

Wszystkie wydawnictwa PWT są do nabycia w księgarniach technicznych Domu Książki.

Nakładem Polskiej Izby Handlu Zagranicznego ukazał się

KATALOG APARATURY NAUKOWEJ I POMIAROWEJ

Importowanej z Z S R R i Krajów Demokracji Ludowej

Rozprowadzaniem Katalogu zajmuje się CENTRALA TECHNICZNA, BIURO SPRZEDAŻY w Poznaniu, ul. Armii Czerwonej 76.

Cena katalogu łącznie z przesyłką wynosi za 2 tomy zł 110.

Tom drugi zostanie przesłany odbiorcom po ukazaniu się z druku.