

# PRZEGLĄD TELETECHNICZNY

## MIESIĘCZNIK POSWIĘCONY SPRAWOM TELEFONJI-TELEGRAFJI-SYGNALIZACJI-RADJA

WYDAWANY PRZEZ STOWARZYSZENIE TELETECHNIKÓW POLSKICH  
PRZY POPARCIU MINISTERSTWA POCZT I TELEGRAFÓW.

KOMITET REDAKCYJNY:

S. DĘBICKI, S. IGNATOWICZ, J. JĘDRYCHOWSKI, M. KRAHELSKI, S. KUHN, A. PACIOREK.

Adres Redakcji i Administracji: Warszawa, Plac Napoleona 10, tel. 343-77.

Konto czekowe w P. K. O. 16841.

Sekretariat czynny codziennie od godz. 10 do godz. 3 i z wyjątkiem sobót  
od godz. 6 do godz. 8 wieczorem.

Redaktor przyjmuje w czwartki od godz. 6 do godz. 8 wieczorem.

### WARUNKI PRENUMERATY:

Rocznie . . . . .	Zł. 25.—
Kwartalnie . . . . .	" 7.—
Pojedynczy zeszyt . . . . .	" 2.50

### CENY OGŁOSZEŃ:

I strona okładki . . . . .	Zł. 400.—
II strona okładki . . . . .	" 250.—
III strona okładki . . . . .	" 220.—
IV strona okładki . . . . .	" 300.—
Inne stronicie . . . . .	" 200.—

### Treść Nr. 10.

	Str.
1. Konstrukcja transformatorów ekranujących Inż. W. Nowicki i tng. K. Sławiński . . . . .	290
2. Zasada Helmholtza zastępczego źródła prądu Inż. W. Żochowski . . . . .	293
3. Pomiar współczynnika zawartości harmonicznych tng. M. Łapiński . . . . .	300
4. Trójelektrodowa lampa katodowa jako wzmacniacz małej częstotliwości, pracujący w klasie A. Inż. A. Smoliński . . . . .	305
5. Rola transformatorów ekranujących w urządzeniach telekomunikacyjnych Inż. W. Nowicki . . . . .	310
6. Ze Stowarzyszenia Teletechników Polskich . . . . .	313
7. Przegląd pism . . . . .	313
8. Nowiny teletechniczne . . . . .	316

### Sommaire du No. 10.

	Page
1. Construction des transformateurs à écran par W. Nowicki ing. et K. Sławiński tng. . . . .	290
2. Principe de Helmholtz de la source substitutive de courant. par. W. Żochowski ing. . . . .	293
3. Mesure du coefficient des distorsions nonlinéaires. par M. Łapiński tng. . . . .	300
4. La lampe à trois électrodes comme amplificateur de basse fréquence—classe A. par. A. Smoliński ing. . . . .	305
5. La rôle des transformateurs à écran dans les installations de télécommunications. par. W. Nowicki ing. . . . .	310
6. De l'Association des Télétechniciens Polonais . . . . .	313
7. Reuve des journaux. . . . .	313
8. Nouvelles télétechniques. . . . .	316

# KONSTRUKCJA TRANSFORMATORÓW EKRANUJĄCYCH.

Inż. W. NOWICKI i K. SŁAWIŃSKI.

## 1. Wstęp.

W artykule poprzednim, dotyczącym transformatorów ekranujących<sup>1)</sup> zostały omówione zadania, jakie spełniają te transformatory, oraz wypadki, w których zastosowanie takich transformatorów zamiast zwykłych (nieekranujących) jest niezbędne. Obecnie opisana będzie konstrukcja transformatorów ekranujących przyjęta w Państwowym Instytucie Telekomunikacyjnym, po czym będą podane metody laboratoryjnego sprawdzania transformatorów ekranujących.

## 2. Wymagania.

Transformator ekranujący winien odpowiadać następującym głównym warunkom:

1) pasmo przenoszone ma być możliwie szerokie, a tłumienie skuteczne transformatora w tym pasmie jaknajmniejsze (warunek ten odnosi się zresztą do wszelkich transformatorów telekomunikacyjnych).

2) pojemność między uzwojeniem pierwotnym, a uzwojeniem wtórnym transformatora ma być jaknajmniejsza (np.  $< 0,5 \mu\mu F$ ).

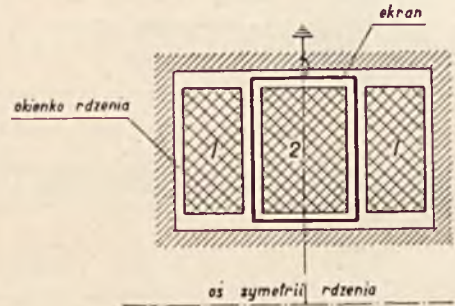
3) pojemność między poszczególnymi uzwojeniami, a ziemią nie powinna być zbyt duża (np.  $\leq 200 \mu\mu F$ ).

Szerokość pasma przenoszonego jest uzależniona w pierwszym rzędzie od wartości współczynnika sprzężenia  $\tau = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$ . Im bliższy jest

on jedności, tym transformator jest lepszy pod tym względem. Na wielkość współczynnika  $\tau$  mają z kolei wpływ następujące czynniki: przenikalność magnetyczna rdzenia, stopień zapełnienia okienka rdzenia przez uzwojenie, oraz wzajemne „przetasowanie” uzwojeń pierwotnego i wtórnego. Co się tyczy pierwszego czynnika, to oczywiście, nie ma on nic wspólnego z tym, czy transformator jest nieekranujący, czy ekranujący. Rzecz się ma jednak inaczej, jeśli chodzi o następne czynniki. W transformatorze ekranującym bowiem, z powodu konieczności wprowadzenia ekranu między uzwojenia, oraz konieczności niedopuszczenia do zbyt wielkich pojemności uzwojeń do ekranu, wypełnianie wolnej przestrzeni uzwojeniem nie może być tak daleko posunięte, jak w transformatorach zwykłych. Również „przetasowanie” uzwojeń musi być z konieczności znacznie ograniczone.

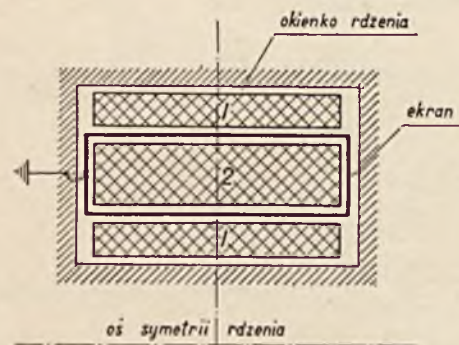
Jak widać z powyższego, warunki 1 i 2 oraz 1 i 3 są sprzeczne ze sobą. Wobec tego przy wykonywaniu transformatora ekranującego powinniśmy pójść na pewien kompromis, mając jednocześnie na uwadze trudności konstrukcyjne. Kompromis ten może być zachowany np. w ten

sposób, że jedno z uzwojeń, np. pierwotne, będzie podzielone na 2 części, podczas gdy drugie uzwojenie zostanie umieszczone między częściami uzwojenia pierwszego, przy czym zostanie ono otoczone ekranem (rys. 1 lub 2). Dzięki takiemu przetasowaniu uzwojeń, współczynnik  $\tau$  pozostaje dość duży. Dalsze przetasowanie, przez podział uzwojeń na większą ilość części,



RYŚ. 1.

skomplikowałoby znacznie ekranowanie, zmuszając do wprowadzenia większej ilości powierzchni ekranujących. Ponieważ każda taka powierzchnia wymaga zachowania pewnych odstępów między nią a uzwojeniami, przeto wypełnienie okienka rdzenia pogarsza się w miarę tasowania tak, iż zysk jaki daje tasowanie będzie wreszcie zniweczony przez złe wypełnienie okienka. Z tych względów, jak również ze względu na trudności konstrukcyjne, zatrzymano się na jednym z podziałów, jak wyżej, a mianowicie, jak na rysunku 2. gdyż ten sposób pozwala uzyskać większe sprzężenie.



RYŚ. 2.

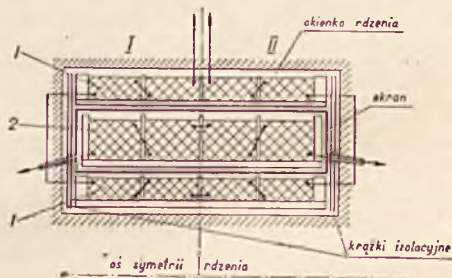
## 3. Rozwiązanie konstrukcyjne.

Konstrukcja transformatora ekranującego była przedmiotem specjalnych studiów w Państwowym Instytucie Telekomunikacyjnym. Studia te doprowadziły do takiego rozwiązania, iż transformatory ekranujące PIT są obecnie równorzędne pod względem właściwości elektrycznych z odpowiednimi transformatorami zagranicznymi. Ponadto przyjęta konstrukcja zapewnia nie tylko trwałość i pewność działania transformatora, ale

<sup>1)</sup> Patrz: W. Nowicki „Rola transformatorów ekranujących w urządzeniach telekomunikacyjnych”. — Przegląd Teletechniczny Nr. 9/1937 r.

pozwała na łatwy montaż i umożliwia, w razie potrzeby, masową produkcję.

Rys. 3 podaje przekrój uzwojeń transformatora ekranującego. Uzwojenia transformatora nawijane są na 3 niezależnych okrągłych szpulkach wsuwanych jedna w drugą. Skrajne szpulki zawierają jedno uzwojenie (np. wtórne), środkowe zaś—drugie uzwojenie (np. pierwotne). Zastosowanie okrągłych szpułek ma duże zalety, jeżeli chodzi o wykonanie ekranu; przekonano się przy tym, że krzywe tłumienia transformatora nie zależą praktycznie od kształtu szpulki (kwadratowa,

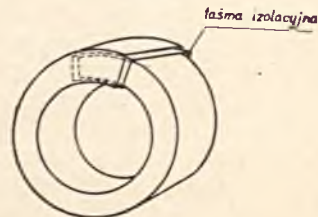


RYS. 3.

czy okrągła). Wymiary szpułek zostały tak dobrane, że powierzchnia przekroju, zajętego przez każde z uzwojeń, jest ta sama; innymi słowy, wysokość uzwojenia szpulki środkowej jest równa sumie wysokości uzwojeń skrajnych. Każda ze szpułek posiada po 3 przegródki dla zmniejszenia pojemności własnej uzwojeń. Podział na większą ilość sekcji jest, przy stosowanych w PIT wymiarach transformatorów, niepożądany, gdyż niewielkie zmniejszenie pojemności uzyskuje się już kosztem znacniejszego wzrostu rozproszenia. Tak więc i tu ma miejsce kompromis: tym razem między wymaganiami co do pojemności z jednej, a sprzężenia z drugiej strony. Przegródki szpułek spełniają jeszcze inne ważne zadanie: dzielą one każde uzwojenie na dwie symetryczne połówki. Połówki uzwojeń I i II (rys. 3) nawijane są w przeciwnych kierunkach jednakową ilością zwojów, dzięki czemu obydwie połówki uzwojenia mają pojemności rozłożone jednakowo w stosunku do masy; końce uzwojeń posiadają wówczas ten sam potencjał w stosunku do ziemi. Takie rozwiązanie pozwala wykonywać transformatory ekranujące również z wyprowadzonymi środkami uzwojeń, ewentualnie z wyprowadzonymi połówkami uzwojeń. Łączenie uzwojeń szpułek skrajnych, tworzących—jak wiadomo—jedno uzwojenie, odbywa się nazewnątrz szpulki. Łączenie poszczególnych sekcji uzwojeń wykonuje się wewnątrz szpulki (rys. 3).

Uzwojenie nawinięte na środkowej szpulce winno być całkowicie otoczone ekranem. Aby umożliwić wprowadzenie ekranu pozostawia się między szpulkami skrajnymi i szpulką środkową niewielkie luzy (do 0,5 mm). Miejsce to zarezerwowane jest właśnie na ekran. Niezależnie od takiego czy innego sposobu wykonania ekranu, ekran tworzy jakby pudełeczko w kształcie pierścienia o przekroju prostokątnym, zawierające w sobie u-

zwojenie. Aby pudełeczko to nie tworzyło obwodu zwartego, musi ono być przecięte. Aby uzyskać jaknajlepsze ekranowanie, pierścien robi się nieco dłuższy. W miejscu, gdzie oba końce pierścienia zachodzą na siebie, daje się przekładkę izolacyjną (rys. 4). W ten sposób przyrost tłumienia transformatora, wywołany stratami w ekranie jest minimalny, jeśli grubość ekranu jest dostatecznie mała. Oczywiście ekran musi posiadać otwory, służące do wyprowadzenia końców uzwojenia.



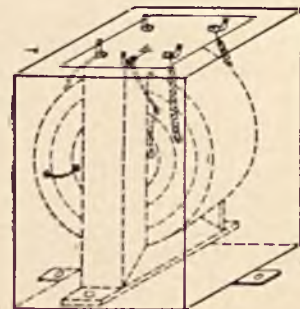
RYS. 4.

Aby nie przekroczyć pewnych pojemności między uzwojeniami a ekranem (ziemią), poszczególne uzwojenia muszą być w dostatecznym oddaleniu od ekranu. Z boku i od dołu uzwojenia środkowego odległość tę zapewniają automatycznie ścianki szpulki (o grubości np. 1 mm.). Tak samo rzecz się ma z pojemnością między uzwojeniem szpulki zewnętrznej a ekranem. Co się tyczy pojemności między uzwojeniem szpulki wewnętrznej a ekranem, to konieczne jest, aby uzwojenie to nie było dowijane po brzegi szpulki, lecz aby pozostawała tam pewna przestrzeń wolna. Pozostaje jeszcze kwestia pojemności uzwojeń do rdzenia, który jest zazwyczaj łączony z ekranem i uziemiany. Pojemność ta jest jednak stosunkowo nieznaczna, wskutek zastosowania szpułek kształtu kołowego.

Aby uniemożliwić zetknięcie się ekranu z rdzeniem, co grozi zwarcie ekranu, daje się z boków uzwojeń krążki izolacyjne. Aby umożliwić wzajemny przesuw szpułek, ścianki boczne środkowej szpulki muszą być nieco cieńsze, i to o tyle, aby długość szpulki środkowej łącznie z ekranem równała się długości szpułek skrajnych. Rdzeń zostaje połączony elektrycznie z ekranem tylko w jednym punkcie i wspólnie odprowadzony do zacisku uziemniającego.

Przy wyprowadzaniu końców uzwojeń do zacisków należy zachować specjalne środki ostrożności. Tak więc, wyprowadzenia końców uzwojenia pierwotnego i uzwojenia wtórnego muszą być wykonane po przeciwnych stronach rdzenia (rys. 5).

Ponad to wyprowadzenia uzwojenia zaekranowanego są umieszczane w koszulce ekranującej uziemionej. Koszulka ta musi być wlotowana do ekranu, z drugiego zaś końca ma ona sięgać jaknajbliżej zacisku. Wszystko to ma na celu zmniejszenie do minimum pojemności między uzwojeniami. Transformator wykonany starannie w



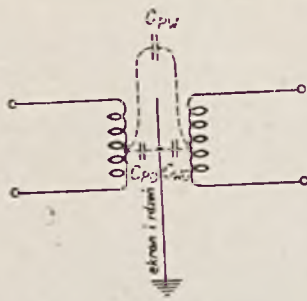
RYS. 5.

powyższy sposób, pozwala uzyskać pojemność między uzwojeniami  $< 0,1 \div 0,2 \mu\mu F$  pod warunkiem jednak, że cały transformator zostanie umieszczony w pudełku metalowym. Wtedy bowiem pojemność międzyuzwojeniowa uwarunkowana jest wyłącznie pojemnością między zaciskami, a więc ich wymiarami, odległością między zaciskami, materiałem izolacyjnym, do którego zaciski zostały przymocowane i t. p. (rys. 5). Jeżeli transformator jest bez pudełka, to przewody zewnętrzne dolutowane do zacisków transformatora (np. przewody prowadzące do uzwojenia zaekranowanego) mogą wytworzyć dodatkową pojemność do uzwojenia niezaekranowanego większą lub mniejszą, zależnie od sposobu prowadzenia. Zresztą nawet w wypadku transformatora ekranującego, umieszczonego w pudełku, nieumiejętny jego montaż może sprawić to, że właściwości ekranujące transformatora zostaną zniweczone. Dzieje to się np. wtedy, gdy przewody zewnętrzne, prowadzące do zacisków uzwojeń, zostały poprowadzone blisko siebie. Z tych względów nie ma częstokroć potrzeby dążyć do dalszego udoskonalenia transformatora pod względem ekranowania, jeżeli późniejszy montaż, wskutek niekiedy nieuniknionego prowadzenia przewodów w niewielkiej odległości, ma zniweczyć to z trudem osiągnięte ekranowanie.

Co się tyczy pojemności uzwojeń do ekranu i rdzenia, to w opisanej konstrukcji uzyskuje się w przybliżeniu pojemność między uzwojeniem zaekranowanym a ekranem  $C_{po} \approx 150 \div 200 \mu\mu F$ , zaś pojemność między uzwojeniem niezaekranowanym a ekranem  $C_{wo} \approx 200 \div 250 \mu\mu F$ .

#### 4. Sprawdzenie transformatora.

Transformator ekranujący winien być po wykonaniu sprawdzony tak samo, jak każdy inny transformator. Pomijając sprawdzenie warunków, jakie winien on spełniać na równi z transformatorem nieekranującym, przejdziemy od razu do omówienia sposobu sprawdzenia warunków specyficznych dla transformatora ekranującego.



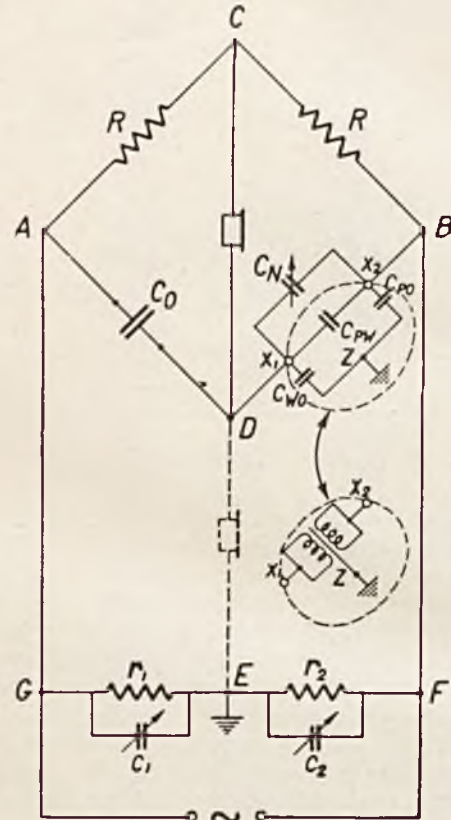
RYŚ. 6.

Rys. 6 przedstawia rozkład pojemności składowych między uzwojeniem pierwotnym a wtórnym ( $C_{pw}$ ), oraz między uzwojeniami, a ekranem i rdzeniem ( $C_{po}$  i  $C_{wo}$ ). Poszczególne pojemności możnaby tu wyznaczyć metodą 3 sum, a więc zwierając po kolei każdą pojemność

i mierząc sumę pozostałych. W ten sposób otrzymuje się 3 równania z 3 niewiadomymi. Metoda ta jest dobra w stosunku do transformatorów nieekranujących, gdzie poszczególne pojemności są równorzędne. W naszym wypadku  $C_{pw}$  jest niewspółmierne z  $C_{po}$  i  $C_{wo}$ , wskutek czego błędy, jeżeli chodzi o pomiar  $C_{pw}$ , mogą być duże. To też metodą 3 sum stosujemy tu wyłącznie do wyznaczenia pojemności do ekranu i rdzenia:  $C_{po}$

i  $C_{wo}$ . Natomiast pojemność  $C_{pw}$  można wyznaczyć inaczej.

Dla wyznaczenia pojemności  $C_{pw}$  stosowano z powodzeniem metodę pomiaru z zastosowaniem mostka Wagnera (rys. 7). Układ Wagnera składa się, jak wiadomo, z właściwego mostka do pomiaru pojemności  $ACBD$  oraz gałęzi pomocniczej



RYŚ. 7.

$GEF$ , zestawionej z oporów  $r_1$  i  $r_2$  i pojemności  $c_1$  i  $c_2$ . Gałąź ta, wespół z gałęzią  $ADB$  tworzy drugi mostek. Kondensator  $C_N$  (np.  $C_{N \max} = 1000 \mu\mu F$ ) winien posiadać skalę, umożliwiającą odczyty zmian pojemności o dziesiąte części  $\mu\mu F$ . Bezwzględny błąd kondensatora  $C_N$  nie ma znaczenia dla pomiaru. Na miejsce kondensatora  $C_0$  wstawia się dowolny kondensator pomocniczy o stałej pojemności ( $C_0 < C_{N \max}$ ).

Zwarte uzwojenia transformatora ekranującego dołącza się do zacisków  $x_1$  i  $x_2$  mostka — ekran zaś uziemia się. Następnie wykonuje się pomiar przez kolejne doprowadzanie do stanu równowagi mostka głównego i pomocniczego (drogą stopniowego przybliżania), przerzucając w tym celu słuchawkę kolejno z punktów  $CD$  na punkty  $DE$  i odwrotnie. Gdy równowaga obu mostków zostanie osiągnięta, potencjał punktu  $D$  stanie się równy zero, tym samym pojemność  $C_{wo}$  jest zwarta i nie odgrywa roli przy pomiarze. Pojemność  $C_{po}$  nie ma wpływu na położenie równowagi mostka głównego, gdyż jest ona włączona równoległe do pojemności  $C_2$ . Dzięki temu zostają wyeliminowane pojemności  $C_{po}$  i  $C_{wo}$ , a pozostaje tylko interesująca nas po-

jemność  $C_{pw}$ . Pojemność ta dodaje się do pojemności  $C_N$ , zatem  $C_0 = C_N + C_{pw}$ . Teraz odłączamy transformator mierzony od punktów  $x_1$  i  $x_2$  i uziwiamy punkt D. Równowaga mostka głównego została naruszona. Aby ją naprawić, należy zwiększyć pojemność  $C_N$  o  $C_{pw}$ . Zatem różnica odczytów na kondensatorze  $C_N$  daje wynik poszukiwany.

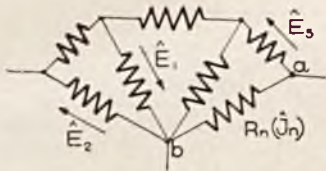
Przy wykonywaniu pomiaru należy zwrócić uwagę na możliwość błędów, pochodzących od

tego, że przewody wchodzące w skład mostka mogą dawać dodatkowe pojemności do uzwojenia niezaekranowanego; tak np. przewód  $FBx_2$  posiada pewną pojemność do masy uzwojenia, przyłączonego do punktu  $x_1$ , to też odczyt na kondensatorze  $C_N$  będzie zwiększony o tę pojemność. Jeżeli transformator został umieszczony w uziemionym pudełku metalowym, to ewentualność takiego błędu odpada.

## ZASADA HELMHOLTZA ZASTĘPCZEGO ŹRÓDŁA PRĄDU.

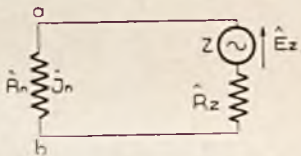
Inż. W. ŻOCHOWSKI.

W celu wyjaśnienia zasady zastępczego źródła prądu, sformułowanej przez Helmholtza w roku 1853, przyjmijmy na rys. 1 dowolną sieć elektryczną,



RYŚ. 1. DOWOLNA SIEĆ ELEKTRYCZNA.

nowi jedną z gałęzi tej sieci o oporze zespolonym  $\hat{R}_n$ , przez którą przepływa prąd o natężeniu  $\hat{I}_n$ . W celu wyznaczenia wartości tego natężenia usuwamy gałąź  $ab$  z rozpatrywanej sieci, a następnie włączamy pomiędzy jej końce  $a$  i  $b$  pewne zastępcze źródło prądu  $Z$  (rys. 2) o takiej elektromotorycznej sile  $\hat{E}_z$  oraz



RYŚ. 2. DEFINICJA ZASTĘPCZEGO ŹRÓDŁA PRĄDU.

o takim wewnętrznym oporze zespolonym  $\hat{R}_z$ , aby natężenie prądu dostarczanego przez to źródło do gałęzi  $ab$  nie uległo zmianie t. j. aby posiadało wartość  $\hat{I}_n$ . Jeżeli wyznaczymy odpowiednie wartości dla  $\hat{E}_z$  i  $\hat{R}_z$ , to w ten sposób będziemy mogli resztę sieci, znajdującą się poza gałęzią  $ab$ , zastąpić równoznacznym źródłem dłem  $Z$ .

W celu wyznaczenia elektromotorycznej siły  $\hat{E}_z$  usuwamy gałąź  $ab$  z rozpatrywanej sieci, a następnie biorąc pod uwagę zmieniony rozptyw prądu określamy wartość napięcia pomiędzy punktami  $a$  i  $b$  w sieci. Napięcie to da nam wartość elektromotorycznej siły  $\hat{E}_z$  zastępczego źródła  $Z$ . Wypadek ten odpowiada pracy jałowej zastępczego źródła, gdyż jeżeli na rys. 2 usuniemy gałąź  $ab$ , to istotnie napięcie pomiędzy punktami  $a$  i  $b$  równać się będzie elektromotorycznej sile  $\hat{E}_z$ .

W celu wyznaczenia oporu wewnętrznego  $\hat{R}_z$  zwieramy ze sobą punkty  $a$  i  $b$  w rozpatrywanej sieci, a następnie biorąc pod uwagę zmieniony rozptyw prądu określamy wartość natężenia  $\hat{I}_k$  prądu zwarcia, płynącego pomiędzy punktami

$a$  i  $b$  w sieci. Wypadek ten odpowiada stanowi zwarcia zastępczego źródła  $Z$ , jak uwidoczniono na rys. 3. Z rysunku tego wartość prądu zwarcia  $\hat{I}_k$  wyrazi się wzorem:

$$\hat{I}_k = \frac{\hat{E}_z}{\hat{R}_z}$$

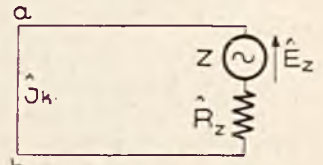
skąd opór wewnętrzny  $\hat{R}_z$  będzie:

$$\hat{R}_z = \frac{\hat{E}_z}{\hat{I}_k} \quad (1)$$

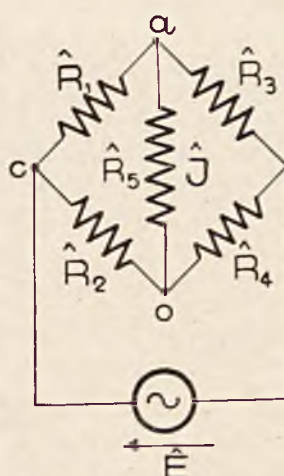
Mając wyznaczone wartości  $\hat{E}_z$  i  $\hat{R}_z$  możemy obliczyć natężenie  $\hat{I}_n$  prądu w gałęzi  $ab$ , gdyż z rys 2 wynika:

$$\hat{I}_n = \frac{\hat{E}_z}{\hat{R}_n + \hat{R}_z} \dots \dots \dots (2)$$

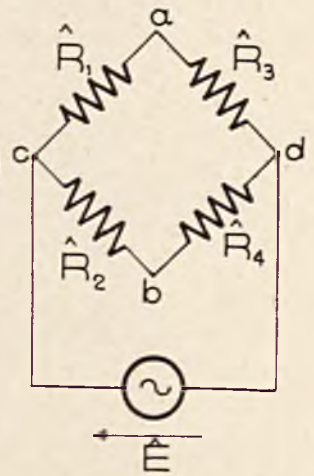
Zaznaczyć należy, że zasada Helmholtz'a może być stosowana również do prądu stałego, po-



RYŚ. 3. WYZNACZENIE WEWNĘTRZNEGO OPORU  $\hat{R}_z$  ZASTĘPCZEGO ŹRÓDŁA ZE STANU ZWARCIA.



RYŚ. 4. OGÓLNY MOSTEK PRĄDU ZMIENNEGO.



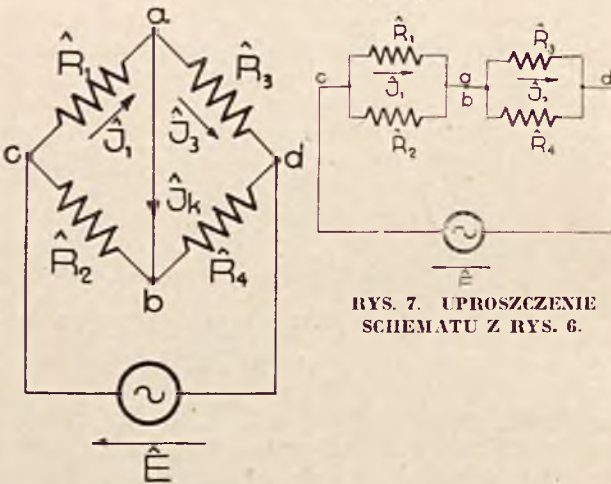
RYŚ. 5. WYZNACZENIE WARTOŚCI ELEKTRYCZNEJ SIŁY  $\hat{E}_z$  ZASTĘPCZEGO ŹRÓDŁA W OGÓLNYM MOSTKU PRĄDU ZMIENNEGO.

nieważ prąd stały jest szczególnym wypadkiem prądu sinusoidalnie zmiennego, gdy częstotliwość tego ostatniego równa się zeru.

Jako pierwszy przykład stosowania powyż-

szej zasady rozpatrzmy obliczenie natężenia prądu  $\hat{I}$  w przekątnej  $ab$  mostka prądu zmiennego (rys 4). W tym celu usuwamy naprzód gałęź  $ab$ , jak uwidoczniło na rys 5, a następnie biorąc pod uwagę zmieniony rozptył prądu, obliczamy napięcie pomiędzy punktami  $a$  i  $b$  mostka jako różnicę spadków napięć na oporach zespolonych  $\hat{R}_3$  i  $\hat{R}_4$ . W ten sposób wartość elektromotorycznej siły  $\hat{E}_z$  zastępczego źródła wyrażając się następującym wzorem:

$$\hat{E}_z = \frac{\hat{E}}{\hat{R}_1 + \hat{R}_3} \hat{R}_3 - \frac{\hat{E}}{\hat{R}_2 + \hat{R}_4} \hat{R}_4 = \frac{\hat{R}_2 \hat{R}_3 - \hat{R}_1 \hat{R}_4}{(\hat{R}_1 + \hat{R}_3)(\hat{R}_2 + \hat{R}_4)} \hat{E} \quad (3)$$



RYS. 7. UPROSZCZENIE SCHEMATU Z RYS. 6.

$$\hat{I}_k = \hat{I}_1 - \hat{I}_3 = \frac{\hat{R}_2 \hat{R}_3 - \hat{R}_1 \hat{R}_4}{\hat{R}_1 \hat{R}_3 (\hat{R}_2 + \hat{R}_4) + \hat{R}_2 \hat{R}_4 (\hat{R}_1 + \hat{R}_3)} \hat{E} \quad (4)$$

Na zasadzie wzorów 3) i 4) wartość oporu wewnętrznego  $\hat{R}_z$  zastępczego źródła będzie:

$$\hat{R}_z = \frac{\hat{E}_z}{\hat{I}_k} = \frac{\hat{R}_1 \hat{R}_3}{\hat{R}_1 + \hat{R}_3} + \frac{\hat{R}_2 \hat{R}_4}{\hat{R}_2 + \hat{R}_4} \quad (5)$$

Z wzoru 5) wynika, że  $\hat{R}_z$  jest oporem zespolonym czworoboku mostka, zawartym pomiędzy punktami  $a$  i  $b$ , w wypadku gdy punkty  $c$  i  $d$  są zwarte ze sobą, jak wskazuje rys. 8. Z rysunku tego wynika, że natężenie prądu w oporze  $\hat{R}_5$  gałęzi  $ab$  mostka posiada wartość:

$$\hat{I} = \frac{\hat{E}_z}{\hat{R}_5 + \hat{R}_z} =$$

$$= \frac{\hat{R}_2 \hat{R}_3 - \hat{R}_1 \hat{R}_4}{\hat{R}_5 (\hat{R}_1 + \hat{R}_3)(\hat{R}_2 + \hat{R}_4) + \hat{R}_1 \hat{R}_3 (\hat{R}_2 + \hat{R}_4) + \hat{R}_2 \hat{R}_4 (\hat{R}_1 + \hat{R}_3)} \hat{E} \quad (6)$$

RYS. 6. WYZNACZENIE WEWNĘTRZNEGO OPORU  $R_z$  ZASTĘPCZEGO ŹRÓDŁA W OGÓLNYM MOSTKU PRĄDU ZMIENNEGO.

Aby wyznaczyć opór wewnętrzny  $\hat{R}_z$  zastępczego źródła, zwieramy ze sobą punkty  $a$  i  $b$  mostka (rys 6) a następnie obliczamy natężenie  $\hat{I}_k$  prądu zwarcia jako różnicę prądów  $\hat{I}_1$  i  $\hat{I}_3$  w mostku t. j.

$$\hat{I}_k = \hat{I}_1 - \hat{I}_3$$

Posiłkując się schematem uproszczonym, przedstawionym na rys. 7, możemy określić wartość natężeń  $\hat{I}_1$  i  $\hat{I}_3$ , które wyrażą się następującymi wzorami:

$$\hat{I}_1 = \frac{\hat{E}}{\frac{\hat{R}_1 \hat{R}_2}{\hat{R}_1 + \hat{R}_2} + \frac{\hat{R}_3 \hat{R}_4}{\hat{R}_3 + \hat{R}_4}} \cdot \frac{\hat{R}_2}{\hat{R}_1 + \hat{R}_2} = \frac{\hat{R}_2 (\hat{R}_3 + \hat{R}_4)}{\hat{R}_1 \hat{R}_3 (\hat{R}_2 + \hat{R}_4) + \hat{R}_2 \hat{R}_4 (\hat{R}_1 + \hat{R}_3)} \hat{E}$$

$$\hat{I}_3 = \frac{\hat{E}}{\frac{\hat{R}_1 \hat{R}_2}{\hat{R}_1 + \hat{R}_2} + \frac{\hat{R}_3 \hat{R}_4}{\hat{R}_3 + \hat{R}_4}} \cdot \frac{\hat{R}_4}{\hat{R}_3 + \hat{R}_4} = \frac{\hat{R}_4 (\hat{R}_1 + \hat{R}_2)}{\hat{R}_1 \hat{R}_3 (\hat{R}_2 + \hat{R}_4) + \hat{R}_2 \hat{R}_4 (\hat{R}_1 + \hat{R}_3)} \hat{E}$$

A zatem:

W wypadku mostka Wheatstone'a prądu stałego opory zespolone  $\hat{R}_1$ ,  $\hat{R}_2$ ,  $\hat{R}_3$ ,  $\hat{R}_4$  i  $\hat{R}_5$  są oporami omowymi, zaś  $\hat{E}$  jest siłą elektromotoryczną źródła prądu stałego. Wzór 6 posiada wówczas postać znanego wzoru dla tego mostka.

Jako drugi przykład rozpatrzmy mostek prądu zmiennego, przedstawiony na rys 9, w którym poszczególne ramiona czworoboku są utworzone z kondensatorów. W celu obliczenia natężenia prądu  $\hat{I}$ , płynącego przez kondensator  $C_5$  w gałęzi  $ab$ , wyznaczmy naprzód ze wzoru 3) wartość siły elektromotorycznej  $\hat{E}_z$  zastępczego źródła, podstawiając na miejsce oporów zespolonych  $\hat{R}_1$ ,  $\hat{R}_2$ ,  $\hat{R}_3$  i  $\hat{R}_4$  ich wartości:

$$\hat{R}_1 = \frac{1}{j \omega C_1} \quad \hat{R}_2 = \frac{1}{j \omega C_2}$$

$$\hat{R}_3 = \frac{1}{j \omega C_3} \quad \hat{R}_4 = \frac{1}{j \omega C_4}$$

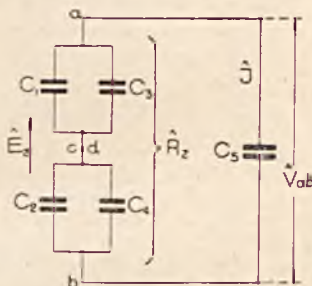
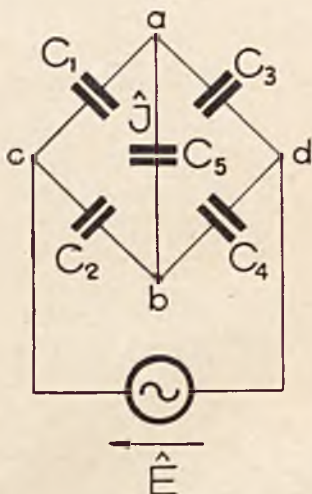
otrzymamy wówczas:

$$\hat{E}_z = \frac{C_1 C_4 - C_2 C_3}{(C_1 + C_3)(C_2 + C_4)} \hat{E} \quad (7)$$

Opór wewnętrzny  $\hat{R}_z$  zastępczego źródła wyznaczmy ze wzoru 5); posiada on następującą wartość:

$$\dot{R}_z = \frac{1}{j\omega(C_1 + C_3)} + \frac{1}{j\omega(C_2 + C_4)} \quad (8)$$

Ze wzoru 8) wynika, że  $\dot{R}_z$  jest oporem zespolonym czworoboku mostka, zawartym pomiędzy punktami  $a$  i  $b$ , w wypadku gdy punkty  $c$  i  $d$  są zwarte ze sobą, jak wskazuje rys. 10. Z rysunku tego wynika, że natężenie prądu  $\dot{I}$  płynącego przez kondensator  $C_5$  posiada wartość:



RYS. 9. SZCZEGÓLNY WYPADEK MOSTKA PRĄDU ZMIENNEGO, UTWORZONEGO Z KONDENSATORÓW.

RYS. 10. SCHEMATYCZNE PRZEDSTAWIENIE WEWNĘTRZNEGO OPORU  $\dot{R}_z$  ZASTĘPCZEGO ŹRÓDŁA W MOSTKU PRĄDU ZMIENNEGO, UTWORZONYM Z KONDENSATORÓW.

$$\begin{aligned} \dot{I} &= \frac{\dot{E}_z}{\dot{R}_z + \frac{1}{j\omega C_5}} = \frac{j\omega C_5}{j\omega \dot{R}_z C_5 + 1} \dot{E}_z = \\ &= \frac{j\omega C_5}{C_5 + \frac{(C_1 + C_3)(C_2 + C_4)}{C_1 + C_2 + C_3 + C_4}} \times \\ &\times \frac{C_1 C_4 - C_2 C_3}{C_1 + C_2 + C_3 + C_4} \dot{E} \quad \dots \quad (9) \end{aligned}$$

Lecz z rys. 10 wynika, że wyrażenie:

$$C_{ab} = C_5 + \frac{(C_1 + C_3)(C_2 + C_4)}{C_1 + C_2 + C_3 + C_4}$$

jest całkowitą pojemnością, zawartą pomiędzy punktami  $a$  i  $b$  mostka, w wypadku gdy punkty  $c$  i  $d$  są zwarte ze sobą. Zaznaczyć należy, że na rysunku tym pojemności  $C_5$  oraz:

$$\frac{(C_1 + C_3)(C_2 + C_4)}{C_1 + C_2 + C_3 + C_4}$$

w odniesieniu do punktów  $a$  i  $b$  są połączone równoległe.

Wprowadzając oznaczenie:

$$K = \frac{C_1 C_4 - C_2 C_3}{C_1 + C_2 + C_3 + C_4}$$

gdzie  $K$  jest pewną pojemnością, otrzymamy ostatecznie:

$$\dot{I} = \frac{j\omega K C_5}{C_{ab}} \dot{E} \quad \dots \quad (10)$$

Napięcie  $\dot{V}_{ab}$  pomiędzy punktami  $a$  i  $b$  wynosi zatem:

$$\dot{V}_{ab} = \dot{I} \frac{1}{j\omega C_5} = \frac{K}{C_{ab}} \dot{E} \quad \dots \quad (11)$$

W wypadku szczególnym gdy pojemność  $K$  jest bardzo mała w porównaniu z pojemnością  $C_{ab}$ ,

układ mostkowy na rys. 9 może być przedstawiony tak, jak wskazano na rys. 11. Istotnie bowiem z rys. 11 otrzymujemy następującą wartość napięcia  $\dot{V}_{ab}$  pomiędzy punktami  $a$  i  $b$ :

$$\begin{aligned} \dot{V}_{ab} &= \frac{\dot{E}}{\frac{1}{j\omega K} + \frac{1}{j\omega C_{ab}}} \frac{1}{j\omega C_{ab}} = \\ &= \frac{K}{C_{ab} + K} \dot{E} \end{aligned}$$

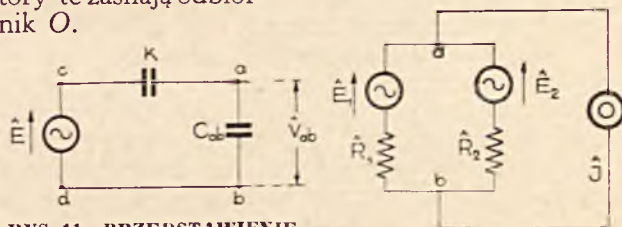
lub pomijając w mianowniku pojemność  $K$  wobec pojemności  $C_{ab}$ :

$$\dot{V}_{ab} = \frac{K}{C_{ab}} \dot{E}$$

Otrzymujemy zatem wzór 11.

Układ przedstawiony na rys. 11 i odpowiadający bardzo małej pojemności  $K$ , wyjaśnia zjawisko powstawania przesłuchu w krótkim odcinku kabla telefonicznego nieupinizowanego. Jeżeli bowiem w punktach  $a$ ,  $b$ ,  $c$  i  $d$  są umieszczone żyły odcinka kabla, to podczas rozmowy w obwodzie  $cd$  rozmowę tę słychać jest również w obwodzie  $ab$ . Napięcie  $\dot{V}_{ab}$  pomiędzy żyłami  $a$  i  $b$  powstaje wskutek obecności pojemności  $K$ , sprzęgającej ze sobą obwody  $ab$  i  $cd$ . Wskutek tego nazywa się ona pojemnością sprzężenia.

Opierając się na zasadzie Helmholtza wyjaśnić możemy również równoległą pracę dwóch generatorów prądu zmiennego (rys. 12), posiadających elektromotoryczne siły  $\dot{E}_1$  i  $\dot{E}_2$  oraz wewnętrzne opory zespolone  $\dot{R}_1$  i  $\dot{R}_2$ . Generatory te zasilają odbiornik  $O$ .



RYS. 11. PRZEDSTAWIENIE UKŁADU MOSTKOWEGO Z RYS. 9, GDY POJEMNOŚĆ  $K$  JEST BARDZO MAŁA W PORÓWNIANIU Z POJEMNOŚCIĄ  $C_{ab}$ .

RYS. 12. SCHEMAT PRACY RÓWNOLEGŁEJ DWÓCH GENERATORÓW PRĄDU ZMIENNEGO.

W celu zastąpienia obydwóch generatorów jednym zastępczym źródłem  $Z$  (rys. 13) zauważymy, iż stany jałowy i zwarcia obydwóch układów, przedstawionych na rysunkach 12 i 13, winny się zgadzać ze sobą. W wypadku pracy jałowej (odbiornik  $O$  wyłączony) napięcie pomiędzy punktami  $a$  i  $b$  z rysunku 12 posiada wartość:

$$\dot{E}_1 \frac{\dot{E}_1 - \dot{E}_2}{\dot{R}_1 + \dot{R}_2} \dot{R}_1 = \frac{\dot{E}_1 \dot{R}_2 + \dot{E}_2 \dot{R}_1}{\dot{R}_1 + \dot{R}_2}$$

Ponieważ napięcie to z rysunku 13 posiada wartość  $\dot{E}_z$ , zatem:

$$\dot{E}_z = \frac{\dot{E}_1 \dot{R}_2 + \dot{E}_2 \dot{R}_1}{\dot{R}_1 + \dot{R}_2}$$

W wypadku stanu zwarcia (punkty  $a$  i  $b$  zwarte ze sobą) natężenie  $\dot{I}_k$  prądu zwarcia z rysunku 12 posiada wartość:

$$\hat{I}_k = \frac{\hat{E}_1}{\hat{R}_1} + \frac{\hat{E}_2}{\hat{R}_2} = \frac{\hat{E}_1 \hat{R}_2 + \hat{E}_2 \hat{R}_1}{\hat{R}_1 \hat{R}_2}$$

Ponieważ natężenie to z rysunku 13 posiada wartość:

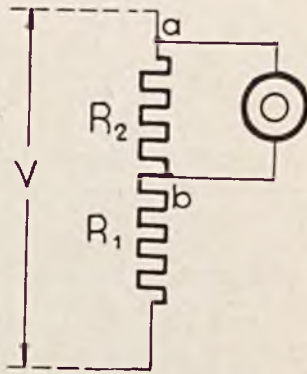
$$\hat{I}_k = \frac{\hat{E}_z}{\hat{R}_z}$$

zatem opór wewnętrzny  $\hat{R}_z$  zastępczego źródła będzie:

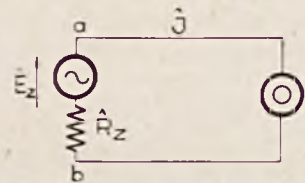
$$\hat{R}_z = \frac{\hat{E}_z}{\hat{I}_k} = \frac{\hat{R}_1 \hat{R}_2}{\hat{R}_1 + \hat{R}_2}$$

Z otrzymanego wzoru wynika, że opór wewnętrzny  $\hat{R}_z$  powstaje z równoległego połączenia ze sobą oporów wewnętrznych  $\hat{R}_1$  i  $\hat{R}_2$  obydwóch generatorów.

Jako trzeci przykład przytoczymy omowy dzielnik napięcia (rys. 14), w którym  $O$  jest odbiornikiem prądu, przyłączonym równolegle do oporu



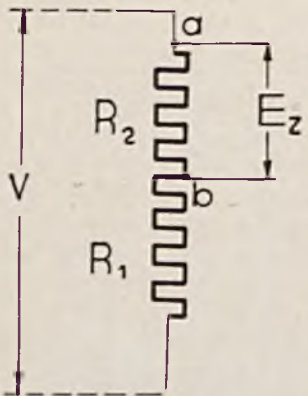
RYS. 14. OMOWY DZIELNIK NAPIĘCIA.



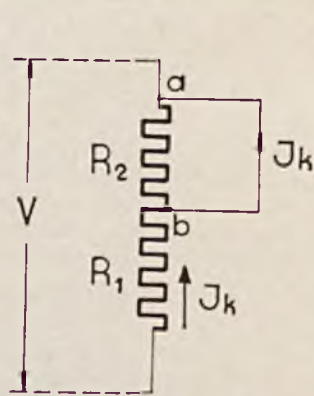
RYS. 13. ZASTĄPIENIE OBYDWÓCH GENERATORÓW Z RYS. 12. ZASTĘPCZYM ŹRÓDŁEM PRĄDU.

$R_2$ . Napięcie na całkowitym oporze  $R_1 + R_2$  dzielnika oznaczmy przez  $V$ .

W celu zastąpienia dzielnika równoznacznym źródłem, włączonym pomiędzy punktami  $a$  i  $b$  odbiornika, usuwamy odbiornik  $O$  (rys. 15) i określamy wartość napięcia pomiędzy punktami  $a$  i  $b$ . Napięcie to równa się elektromotorycznej sile  $E_z$  zastępczego źródła i posiada wartość:



RYS. 15. WYZNACZENIE WARTOŚCI ELEKTROMOTORYCZNEJ SIŁY  $E_z$  ZASTĘPCZEGO ŹRÓDŁA W OMOWYM DZIELNIKU NAPIĘCIA.



RYS. 16. WYZNACZENIE WARTOŚCI WNETRZNEGO OPORU  $R_z$  ZASTĘPCZEGO ŹRÓDŁA W OMOWYM DZIELNIKU NAPIĘCIA.

$$E_z = \frac{V}{R_1 + R_2} R_2 \dots (12)$$

Aby wyznaczyć opór wewnętrzny  $R_z$  zastępczego źródła zwieramy ze sobą punkty  $a$  i  $b$  (rys. 16)

a następnie obliczamy natężenie  $I_k$  prądu zwarcia. Wartość tego natężenia wynosi:

$$I_k = \frac{V}{R_1}$$

A zatem:

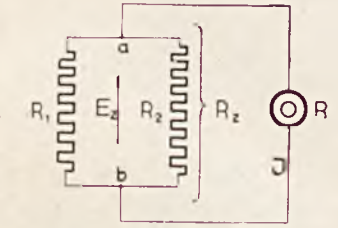
$$R_z = \frac{E_z}{I_k} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (13)$$

Opór wewnętrzny  $R_z$  zastępczego źródła powstaje zatem z równoległego połączenia ze sobą oporów  $R_1$  i  $R_2$  dzielnika, jak wskazuje rys. 17. Natężenie  $I$  prądu w odbiorniku  $O$ , obliczone z rysunku 17, wynosi:

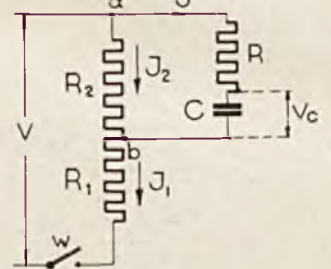
$$I = \frac{E_z}{R + R_z} = \frac{R_2}{R(R_1 + R_2) + R_1 R_2} V$$

gdzie  $R$  jest oporem odbiornika  $O$ .

Metoda zastępczego źródła umożliwia również badanie przebiegu prądu włączania czyli stanu nieustalonego w danym obwodzie. Dla przykładu wyznaczmy przebiegi prądów  $I_1$  i  $I_2$  (rys. 18) po zamknięciu wyłącznika  $w$ , przyłączającego dzielnik napięcia do źródła prądu o napięciu  $V$ . Równolegle do oporu  $R_2$  jest przyłączony kondensator o pojemności  $C$  w szereg z oporem  $R$ .

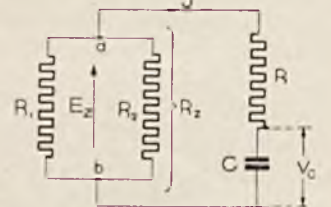


RYS. 17. SCHEMATYCZNE PRZEDSTAWIENIE WNETRZNEGO OPORU  $R_z$  ZASTĘPCZEGO ŹRÓDŁA W OMOWYM DZIELNIKU NAPIĘCIA.



RYS. 18. WYZNACZENIE PRZEBIEGÓW PRĄDÓW WŁĄCZANIA  $I_1$ ,  $I_2$  W OMOWYM DZIELNIKU NAPIĘCIA, METODĄ ZASTĘPCZEGO ŹRÓDŁA.

Aby rozwiązać to zagadnienie zastępujemy, jak poprzednio, dzielnik napięcia równoznacznym źródłem prądu o sile elektromotorycznej  $E_z$  i oporze wewnętrznym  $R_z$  (rys. 19), których wartości wyrażają się wzorami 12) i 13). Równanie stanu nieustalonego dla prądu  $I$  będzie miało następującą postać:



RYS. 19. ZASTĄPIENIE OMOWEGO DZIELNIKA NAPIĘCIA Z RYS. 18. RÓWNOZACZNYM ŹRÓDŁEM PRĄDU.

$$E_z = I(R + R_z) + \frac{1}{C} \int I \cdot dt$$

Różniczkując obie strony powyższego równania względem zmiennej  $t$ , otrzymamy:

$$(R + R_z) \frac{dI}{dt} + \frac{I}{C} = 0$$

zaś po scałkowaniu:

$$I = Ae^{-\frac{t}{\tau}} \dots (14)$$



gdzie  $A$  jest stałą całkowania, zaś  $\tau$  — stałą czasu, wyrażającą się wzorem:

$$\tau = (R + R_2) C = \frac{R(R_1 + R_2) + R_1 R_2}{R_1 + R_2} C = \frac{S C}{R_1 + R_2} \quad (15)$$

przy czym:

$$S = R(R_1 + R_2) + R_1 R_2 \quad (16)$$

Stałą całkowania  $A$  wyznaczmy z równania, określającego napięcie  $V_c$  na kondensatorze. Z rysunku 19 otrzymujemy:

$$E_z = I(R + R_2) + V_c$$

skąd po uwzględnieniu równania 14):

$$V_c = E_z - I(R + R_2) = E_z - A(R + R_2) e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (17)$$

Ponieważ w chwili  $t=0$  napięcie  $V_c$  na kondensatorze równało się zero, zatem:

$$E_z - A(R + R_2) = 0$$

skąd po uwzględnieniu równań 12) i 13):

$$A = \frac{E_z}{R + R_2} = \frac{V R_2}{R(R_1 + R_2) + R_1 R_2} = \frac{V R_2}{S}$$

Ostateczna postać równań 14) i 17) będzie więc następująca:

$$I = \frac{V R_2}{S} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (18)$$

$$V_c = \frac{V R_2}{R_1 + R_2} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \quad (19)$$

Przebieg prądu  $I_2$  wyznaczmy z równania (patrz rys. 18):

$$I_2 R_2 = I R + V_c$$

z którego po uwzględnieniu równań 16), 18) i 19) wyniknie:

$$I_2 = \frac{V}{R_1 + R_2} \left(1 - \frac{R_1 R_2}{S} e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \quad (20)$$

Przebieg całkowitego prądu  $I_1$  wyrazi się w sposób następujący:

$$I_1 = I + I_2 = \frac{V}{R_1 + R_2} \left(1 + \frac{R_2^2}{S} e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \quad (21)$$

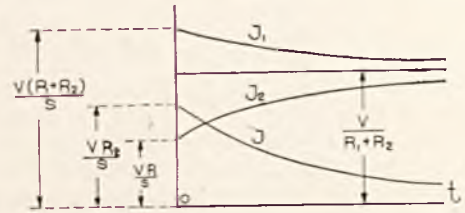
Wykresy zmienności prądów  $I$ ,  $I_1$  i  $I_2$  w funkcji czasu  $t$  są uwidocznione na rys. 20.

Z rysunku 20 widać, że po upływie dostatecznie długiego czasu prądy  $I_1$  i  $I_2$  osiągają ustaloną wartość graniczną  $\frac{V}{R_1 + R_2}$ , zaś prąd  $I$  po naładowaniu kondensatora zdąża do zera.

W pierwszej chwili po włączeniu prądu kondensator zachowuje się tak, jakgdyby był zwarty; bowiem w tym wypadku jego pojem-

ność  $C$  jak również stała czasu  $\tau$  (wzór 15) są nieskończenie wielkie. Wskutek tego we wzorze 20) wyraz  $e^{-\frac{t}{\tau}}$  równa się jedności, zaś prąd  $I_2$  osiąga wartość  $\frac{V R_2}{S}$ , odpowiadającą chwili  $t=0$  (patrz rys. 20).

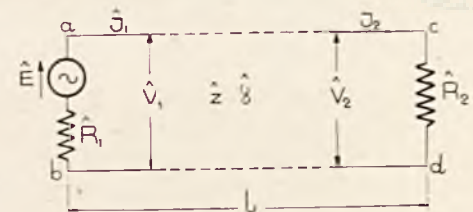
Ponieważ prąd  $I_2$  wzrasta stopniowo od wartości początkowej  $\frac{V R_2}{S}$  do wartości ustalonej



RYŚ. 20. WYKRESY ZMIENNOŚCI PRĄDÓW WŁĄCZANIA  $I$ ,  $I_1$ ,  $I_2$  W FUNKCJI CZASU  $t$  W OMIOWYM DZIELNIKU NAPIĘCIA, PRZEDSTAWIONYM NA RYS. 18

$\frac{V}{R_1 + R_2}$ , zatem przyłączenie kondensatora równoległe do oporu  $R_2$  powoduje pewne opóźnienie w ustalaniu się prądu  $I_2$ . Podobne opóźnienie można uzyskać również przez szeregowe połączenie oporu  $R_2$  z odpowiednio dobramną indukcyjnością.

Rozpatrzmy jeszcze stosowanie zasady Helmholtza w teorii linii długich; w tym celu przyjmijmy, że na rys. 21 źródło prądu sinusoidalnie zmiennego o sile elektromotorycznej  $\hat{E}$  i oporze wewnętrznym  $\hat{R}_1$  zasila linię długą



RYŚ. 21. LINIA ELEKTRYCZNIE DŁUGA.

o długości  $l$ , posiadającą opór charakterystyczny  $\hat{Z}$  i stałą falową w odniesieniu do jednostki długości równą  $\hat{\gamma}$ . Linia ta na końcu zasila odbiornik o oporze zespolonym  $\hat{R}_2$ . Jeżeli napięcie i natężenie prądu na początku i na końcu przewodu oznaczymy odpowiednio przez  $\hat{V}_1$ ,  $\hat{I}_1$  oraz  $\hat{V}_2$ ,  $\hat{I}_2$ , to pomiędzy temi wielkościami zachodzą jak wiadomo następujące zależności liniowe:

$$\begin{aligned} \hat{V}_1 &= \hat{V}_2 Csh \hat{\gamma} l + \hat{I}_2 \hat{Z} Shn \hat{\gamma} l \\ \hat{I}_1 &= \hat{I}_2 Csh \hat{\gamma} l + \frac{\hat{V}_2}{\hat{Z}} Shn \hat{\gamma} l \end{aligned} \quad (22)$$

Ponieważ w wypadku linii długiej jest:

$$Shn \hat{\gamma} l = Csh \hat{\gamma} l = \frac{1}{2} e^{\hat{\gamma} l}$$

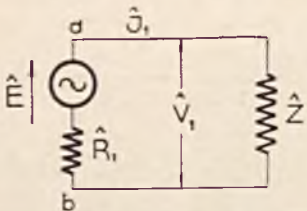
zatem dla linii długiej równania 22) przyjmą następującą postać:

$$\begin{aligned} \hat{V}_1 &= (\hat{V}_2 + \hat{I}_2 \hat{Z}) \frac{1}{2} e^{\hat{\gamma}l} \\ \hat{I}_1 &= (\hat{V}_2 + \hat{I}_2 \hat{Z}) \frac{1}{2\hat{Z}} e^{\hat{\gamma}l} \end{aligned} \quad (23)$$

Z równań 23) wynika, że opór pozorny linii długiej, mierzony na jej początku pomiędzy punktami *a* i *b*, wynosi:

$$\frac{\hat{V}_1}{\hat{I}_1} = \hat{Z}$$

czyli równa się oporowi charakterystycznemu linii. A zatem w wypadku linii długiej schemat na rys.



**RYŚ. 22. ZASTĄPIENIE LINII DŁUGIEJ Z RYŚ. 21. OPOREM CHARAKTERYSTYCZNYM  $\hat{Z}$ .**

21) można zastąpić schematem, wskazanym na rys. 22. W celu zastąpienia linii długiej równoznacznym źródłem, włączonym na jej końcu pomiędzy punktami *c* i *d* (rys. 21), usuwamy odbiornik  $\hat{R}_2$  i określamy wartość napięcia pomiędzy tymi punktami. Napięcie to równa się sile elektromotorycznej  $\hat{E}_z$  zastępczego źródła. Z pierwszego z dwóch równań 23) otrzymujemy dla  $\hat{I}_2=0$ :

$$\hat{V}_1 = \frac{\hat{V}_2}{2} e^{\hat{\gamma}l}$$

z kąd:

$$\hat{V}_2 = \hat{E}_z = 2 \hat{V}_1 e^{-\hat{\gamma}l} \quad (24)$$

Aby wyznaczyć opór wewnętrzny  $R_z$  zastępczego źródła, zwieramy ze sobą punkty *c* i *d* a następnie obliczamy natężenie  $I_{2k}$  prądu zwarcia. Z pierwszego z dwóch równań 23) otrzymujemy dla  $\hat{V}_2=0$ :

$$\hat{V}_1 = \frac{\hat{I}_{2k} \hat{Z}}{2} e^{\hat{\gamma}l}$$

z kąd:

$$\hat{I}_{2k} = \frac{2\hat{V}_1}{\hat{Z}} e^{-\hat{\gamma}l}$$

A zatem:

$$\hat{R}_z = \frac{\hat{E}_z}{\hat{I}_{2k}} = \hat{Z}$$

Opór wewnętrzny  $\hat{R}_z$  zastępczego źródła równa się więc oporowi charakterystycznemu linii. Wzór 24) można przedstawić jeszcze w innej postaci; bowiem z rys. 22 wynika:

$$\hat{V}_1 = \frac{\hat{E}}{\hat{R}_1 + \hat{Z}} \cdot \hat{Z}$$

Po uwzględnieniu powyższej wartości  $V_1$  we wzorze 24) otrzymamy:

$$\hat{E}_z = \frac{2\hat{Z} e^{-\hat{\gamma}l}}{\hat{R}_1 + \hat{Z}} \hat{E} = \hat{u} \hat{E}$$

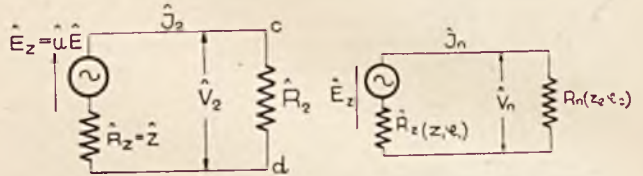
gdzie:

$$\hat{u} = \frac{2\hat{Z} e^{-\hat{\gamma}l}}{\hat{R}_1 + \hat{Z}}$$

oznacza przekładnię siły elektromotorycznej. Jest to liczba zespolona, przez którą należy pomnożyć siłę elektromotoryczną  $\hat{E}$  źródła, włączonego na początku linii, aby otrzymać wartość siły elektromotorycznej  $\hat{E}_z$  zastępczego źródła, włączonego na końcu linii. Na zasadzie powyższego, schemat zastępczy w odniesieniu do końca linii jest taki, jak wskazano na rys. 23.

Jeżeli dany jest opór zespolony  $\hat{R}_2$  odbiornika, to na zasadzie schematu, uwidocznionego na rys. 23, można obliczyć napięcie  $\hat{V}_2$  oraz natężenie prądu  $\hat{I}_2$  w odbiorniku.

Zasada Helmholtza zastępczego źródła prądu umożliwia również określenie tych wszystkich warunków, które powinny być spełnione, aby ilość energii pobieranej z sieci przez odbiornik *ab* (rys. 1) była jaknajwiększa.



**RYŚ. 23. SCHEMAT ZASTĘPCZY W ODNIESIENIU DO KOŃCA LINII DŁUGIEJ, PRZEDSTAWIONY NA RYŚ. 21.**

**RYŚ. 24. OKREŚLENIE WARUNKÓW POBIERANIA MAKSYMUM ENERGII PRZEZ ODBIORNIK  $R_n(z_2, \varphi_2)$  ZA POMOCĄ ZASADY HELMHOLTZA.**

Niech na rys. 24 zastępcze źródło o sile elektromotorycznej  $\hat{E}_z$  i oporze wewnętrznym  $\hat{R}_z$  zasila odbiornik o oporze zespolonym  $\hat{R}_n$ . Napięcie i natężenie prądu w odbiorniku oznaczymy przez  $\hat{V}_n$  i  $\hat{I}_n$ , zaś wartości bezwzględne oraz kąty fazowe oporów zespolonych  $\hat{R}_z$  i  $\hat{R}_n$  oznaczymy odpowiednio przez  $\hat{Z}_1 \varphi_1$  i  $\hat{Z}_2 \varphi_2$  t. j.

$$\hat{R}_z = Z_1 e^{j\varphi_1}$$

$$\hat{R}_n = Z_2 e^{j\varphi_2}$$

Moc rzeczywista jaką pobiera odbiornik wyrazi się wzorem:

$$\begin{aligned} P &= V_n I_n \cos \varphi_2 = I_n^2 Z_2 \cos \varphi_2 = \\ &= \frac{E_z^2}{|\hat{R}_z + \hat{R}_n|^2} Z_2 \cos \varphi_2 \end{aligned}$$

Lecz ponieważ jest:

$$\begin{aligned} |\hat{R}_z + \hat{R}_n|^2 &= |Z_1 e^{j\varphi_1} + Z_2 e^{j\varphi_2}|^2 = \\ &= |Z_1 \cos \varphi_1 + Z_2 \cos \varphi_2 + j(Z_1 \sin \varphi_1 + Z_2 \sin \varphi_2)|^2 = \\ &= (Z_1 \cos \varphi_1 + Z_2 \cos \varphi_2)^2 + (Z_1 \sin \varphi_1 + Z_2 \sin \varphi_2)^2 = \\ &= Z_1^2 + Z_2^2 + 2Z_1 Z_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2) \end{aligned}$$

zatem:

$$P = \frac{E_z^2 Z_2 \cos \varphi_2}{Z_1^2 + Z_2^2 + 2Z_1 Z_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2)} \quad (25)$$

Z wzoru 25) wynika, że moc  $P$  jest funkcją dwóch zmiennych niezależnych  $Z_2$  i  $\varphi_2$ . Chcąc określić te ich wartości, które odpowiadają maksimum mocy  $P$ , należy naprzód wyznaczyć pochodną funkcji  $P$  względem zmiennej  $Z_2$  i przyrównać ją do zera. Otrzymamy wówczas:

$$Z_1^2 + Z_2^2 + Z_1 Z_2 C_s (\varphi_1 - \varphi_2) - Z_2 [2Z_2 + 2Z_1 C_s (\varphi_1 - \varphi_2)] = 0$$

skąd wyniknie:

$$Z_2 = Z_1 \dots \dots \dots (26)$$

Po wprowadzeniu warunku 26) do równania 25) przybierze ono następującą postać:

$$P = \frac{E_z^2}{2Z_1} \frac{C_s \varphi_2}{1 + C_s (\varphi_1 - \varphi_2)} \dots (27)$$

Jeżeli pochodną cząstkową funkcji  $P$  względem zmiennej  $\varphi_2$ , wyznaczoną z równania 27), przyrównamy do zera, to otrzymamy wówczas:

$$-[1 + C_s (\varphi_1 - \varphi_2)] S_n \varphi_2 - C_s \varphi_2 C_s (\varphi_1 - \varphi_2) = 0$$

skąd:

$$S_n \varphi_2 = -S_n \varphi_1$$

lub:

$$\varphi_2 = -\varphi_1 \dots \dots \dots (28)$$

A zatem aby moc pobierana przez odbiornik była jaknajwiększa, to należy spełnić warunki 26) i 28). Z warunków tych wynika, że wartości bezwzględne oporów zespolonych zastępczego źródła i odbiornika

winny równać się sobie, zaś ich kąty fazowe winny być równe co do wartości bezwzględnych i odwrotne co do znaku, jak wskazano na rys. 25. Z rysunku tego wynika również, że oporności zespolone zastępczego źródła i odbiornika winny posiadać równe co do wielkości i zgodne co do kierunku składowe rzeczywiste, oraz równe i przeciwnie skierowane składowe urojone; bowiem z warunków 26) i 28) otrzymujemy również zależności:

$$Z_1 C_s \varphi_1 = Z_2 C_s \varphi_2$$

$$Z_1 S_n \varphi_1 = -Z_2 S_n \varphi_2$$

A zatem odbiornik wówczas tylko pobiera największą moc, jeżeli całkowity opór obwodu, utworzonego z zastępczego źródła i odbiornika, jest oporem rzeczywistym. Zaznaczyć należy że w wypadku ogólnym warunek ten może być spełniony tylko przy pewnej określonej częstotliwości.

Wprowadzając do równania 25) obydwa warunki 26) i 28), otrzymamy następującą wartość największej mocy;

$$P_{\max} = \frac{E_z^2}{2Z_1} \frac{C_s \varphi_1}{1 + C_s 2 \varphi_1} = \frac{E_z^2}{4Z_1 C_s \varphi_1}$$

W przykładzie mostka prądu zmiennego moc pobierana przez gałąź  $ab$  (rys. 4 i 8) osiąga wówczas maksimum, gdy wartość bezwzględna oporu zespolonego  $\hat{R}_5$  tej gałęzi równa się wartości bezwzględnej wewnętrznego oporu zastępczego źródła, wyrażającego się wzorem (5) t. j.

$$|\hat{R}_5| = \left| \frac{\hat{R}_1 \hat{R}_3}{\hat{R}_1 + \hat{R}_3} + \frac{\hat{R}_2 \hat{R}_4}{\hat{R}_2 + \hat{R}_4} \right| \dots (29)$$

Jeżeli na rys. 4 w gałęzi  $ab$  znajduje się galwanometr, to największa czułość galwanometru ma miejsce wówczas, gdy wartość bezwzględna jego oporu  $R_5$  spełnia równanie 29). Jeżeli z drugiej strony w wypadku równowagi mostka najmniejsze zakłócenie tej równowagi ma powodować znaczne wychylenie galwanometru t. j. czułość układu mierniczego ma być możliwie duża, to aby wyznaczyć najkorzystniejszą wartość oporu  $R_5$  w wypadku równowagi mostka, należy we wzorze 29) uwzględnić warunek równowagi:

$$\hat{R}_1 = \frac{\hat{R}_2 \hat{R}_3}{\hat{R}_4}$$

Otrzymamy wówczas:

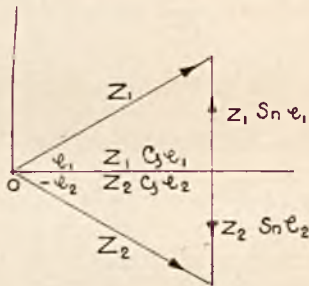
$$|\hat{R}_5| = \left| \frac{\hat{R}_2 (\hat{R}_3 + \hat{R}_4)}{\hat{R}_2 + \hat{R}_4} \right|$$

W przykładzie linii długiej (rys. 21 i 23) moc pobierana przez odbiornik osiąga wówczas maksimum, gdy wartość bezwzględna jego oporu  $\hat{R}_2$  równa się wartości bezwzględnej wewnętrznego oporu  $\hat{R}_z$  zastępczego źródła, wyrażającego się jak wiadomo oporem charakterystycznym linii. A zatem w wypadku najkorzystniejszym jest:

$$|\hat{R}_2| = |\hat{Z}|$$

Kąty fazowe tych oporów winny być równe co do wartości i odwrotne co do znaku. Jeżeli zatem opór charakterystyczny  $\hat{Z}$  linii ma charakter pojemnościowy, to opór  $\hat{R}_2$  odbiornika musi być charakteru indukcyjnego i odwrotnie.

W wypadku gdy są spełnione warunki, wyrażone równaniami 26) i 28), mówimy że odbiornik został dopasowany do zastępczego źródła, gdyż pobiera on ze źródła maksymalną ilość energii. Ponieważ wówczas w oporze wewnętrznym źródła traci się 50% energii, to sprawność tego rodzaju układu wynosi również 50%. Jest to główną przyczyną dla której zasada dopasowania nie znajduje zastosowania w technice prądów silnych. Drugą przyczynę stanowi również spadek napięcia w oporze wewnętrznym zastępczego źródła, który w wypadku dopasowania wynosi 50%, wskutek czego przy zmianach obciążenia i silnych prądach następowałyby wachania napięcia na odbiorniku. Z powyższych przyczyn zasada dopasowania znajduje szerokie zastosowanie głównie w technice prądów słabych oraz w technice pomiarowej.



RYŚ. 25. INTERPRETACJA WEKTOROWA WARUNKÓW POBIERANIA MAKSYMUM ENERGII PRZEZ ODBIORNIK  $R_n$  (Z2) Z RYŚ. 24.

# POMIAR SPÓŁCZYNNIKA ZAWARTOŚCI HARMONICZNYCH.

Tng. M. ŁAPIŃSKI.

## Wstęp.

Lampy elektronowe, transformatory z żelazem, prostowniki, mikrofony, są to elementy nieliniowe. Gdy przez takie elementy przepływa prąd zmienny rozmowy, powstają dodatkowo prądy harmoniczne i kombinowane, które powodują zniekształcenia prądów nadanych, a w następstwie — zmianę barwy głosu i zmniejszenie zrozumiałości. Przy połączeniach telekomunikacyjnych na falach nośnych, zniekształcenia nieliniowe mogą wywierać szkodliwy wpływ nie tylko we własnym kanale, ale również mogą powodować silne i przykre zakłócenia w kanałach o innych częstotliwościach nośnych. W pewnych przypadkach, jednak, powstawanie częstotliwości harmonicznych i kombinowanych przy zniekształceniach nieliniowych bywa zjawiskiem bardzo pożytecznym (detekcja, modulacja, powielanie częstotliwości) oraz ma duże zastosowanie w miernictwie.

Badanie nieliniowości może odbywać się, między innymi, na drodze pomiaru harmonicznych, wytwarzanych przez badany element przy przenoszeniu częstotliwości, nie zawierających harmonicznych. Pomiar harmonicznych może być dokonywany przez wyznaczenie procentowej zawartości poszczególnych harmonicznych w odniesieniu do prądu o częstotliwości podstawowej (analiza harmonicznych), lub przez wyznaczenie wartości skutecznej prądów wszystkich częstotliwości harmonicznych w odniesieniu do wartości skutecznej prądu o częstotliwości podstawowej (pomiar współczynnika zawartości harmonicznych). Artykuł niniejszy jest poświęcony zagadnieniu pomiaru współczynnika zawartości harmonicznych.

## Pojęcia ogólne.

Spółczynnikiem zawartości harmonicznych nazywa się stosunek wartości skutecznej prądów o częstotliwościach harmonicznych do wartości skutecznej prądu o częstotliwości podstawowej — (niemiecki „Klirrfaktor”). Często również mierzy się logarytm naturalny ze stosunku prądu podstawowego do harmonicznych, a wówczas wynik otrzymuje się w neperach — (niemiecki „Klirrdämpfung”).

Spółczynnik zawartości harmonicznych

$$h\% = \frac{\text{wartość skuteczna prądów harmonicznych}}{\text{wartość skuteczna prądu podstawowego}} \times 100 = \frac{\sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_n^2}}{I_0} \cdot 100 = \frac{\sqrt{\sum_n I^2}}{I_0} \cdot 100 \dots (1)$$

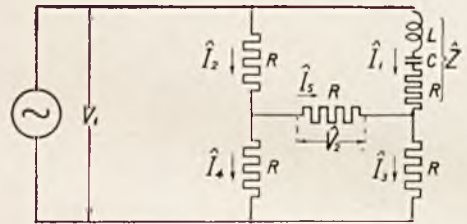
Zawartość harmonicznych, wyznaczona w neperach

$$N_{(nep)} =$$

$$= \ln \frac{\text{wartość skuteczna prądu podstawowego}}{\text{wartość skuteczna prądów harmonicznych}} = \ln \frac{I_0}{\sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_n^2}} = \ln \frac{I_0}{\sqrt{\sum_n I^2}} \dots (2)$$

## Metoda pomiaru.

Oddzielenie prądów harmonicznych od podstawowego może być dokonane przez czwórnik o takim tłumieniu (w funkcji częstotliwości) przy którym częstotliwość podstawowa jest zupełnie stłumiona, zaś harmoniczne przepuszczone. Do tego celu nadaje się układ mostkowy, zrównoważony dla częstotliwości podstawowej. Układ taki jest przedstawiony na rys. 1. Z rysunku wi-



RYŚ-1

dać, że przy rezonansie indukcyjności  $L$  z pojemnością  $C$  dla częstotliwości podstawowej, napięcie  $\hat{V}_2$  będzie zawierało jedynie częstotliwości harmoniczne. Częstotliwości te będą jednakże stłumione w odniesieniu do ich napięcia na wejściu na mostek. Tłumienie to można wyznaczyć na podstawie następującego rozumowania. Dla układu mostkowego, przedstawionego na rys. 1, układamy następujące równania na rozptył prądów i spadki napięć:

$$\begin{aligned} \hat{I}_1 \hat{Z} &= (\hat{I}_2 + \hat{I}_5) R \\ \hat{I}_3 R &= (\hat{I}_4 - \hat{I}_5) R \\ \hat{V}_1 &= (\hat{I}_2 + \hat{I}_4) R \\ \hat{V}_2 &= \hat{I}_5 R \\ \hat{I}_2 &= \hat{I}_4 + \hat{I}_5 \\ \hat{I}_3 &= \hat{I}_1 + \hat{I}_5 \end{aligned}$$

Po rozwiązaniu tych równań otrzymuje się zależność

$$\hat{V}_2 = \frac{\hat{Z} - R}{5\hat{Z} + 3R} \cdot \hat{V}_1 \dots (3)$$

z której wyznacza się tłumienie

$$b = \ln \left| \frac{\hat{V}_1}{\hat{V}_2} \right| = \ln \left| \frac{5\hat{Z} + 3R}{\hat{Z} - R} \right| \dots (4)$$

gdzie

$$\hat{Z} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \dots (5)$$

Po podstawieniu wartości na  $\hat{Z}$  z równania (5) do równania (4), otrzymuje się zależność tłumienia  $b$  w funkcji pulsacji  $\omega$

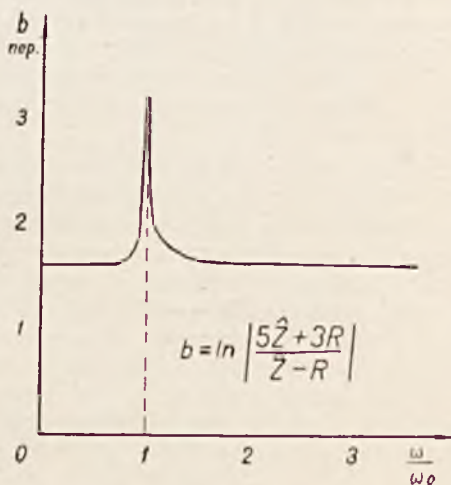
$$b = \ln \left| \frac{8R + 5j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}{j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} \right| = \ln \frac{\sqrt{64R^2 + 25\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}{\omega L - \frac{1}{\omega C}} = f(\omega) \quad (6)$$

Pulsacja częstotliwości podstawowej, dla której opór  $\hat{Z}$  jest w rezonansie, wynosi

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

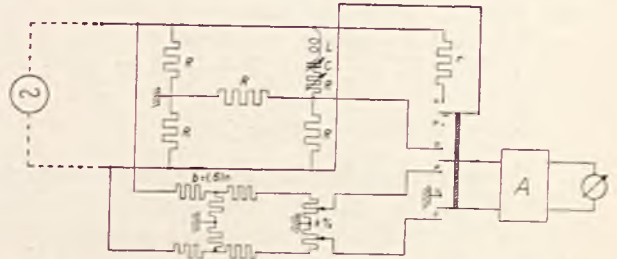
Dla częstotliwości  $f_0$ , odpowiadającej pulsacji  $\omega_0$ , tłumienie  $b$  jest nieskończenie wielkie, gdyż mianownik ułamka w równaniu (6) staje się równy zero. Dla innych wartości  $\omega$  zestawiono w załączonej tabeli wartości oporu urojonego  $X$  i ilorazu pod znakiem logarytmu z równania (6).

$\frac{\omega}{\omega_0}$	0	1	2	3	$\infty$
$\omega$	0	$\frac{1}{\sqrt{LC}}$	$\frac{2}{\sqrt{LC}}$	$\frac{3}{\sqrt{LC}}$	$\infty$
$X = \omega L - \frac{1}{\omega C}$	$\infty$	0	$\frac{3\sqrt{L}}{2\sqrt{C}}$	$\frac{8\sqrt{L}}{3\sqrt{C}}$	$\infty$
$64R^2 + 25\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2$	5	$\infty$	według podstawienia	według podstawienia	5
$\omega L - \frac{1}{\omega C}$			według podstawienia	według podstawienia	
$b$	1,61	$\infty$	według podstawienia	według podstawienia	1,61



RYS. 2.

Wykres na rys. 2 podaje zależność tłumienia  $b$  czwórnika mostkowego, przedstawionego na rys. 1, w funkcji pulsacji  $\omega$ , odniesionej do pulsacji rezonansowej  $\omega_0$ , przy zastosowaniu wartości  $L = 4 H$ ,  $C = 2500 pF$ , t. j. przy pulsacji  $\omega_0 = 10000$ , oraz przy  $R = 1200 \Omega$ . Tłumienie od wartości  $b = \infty$  zmniejsza się dla częstotliwości niższych i wyższych od częstotliwości podstawowej i dąży do tłumienia granicznego  $b = \ln 5 \cong 1,61$  nep. Dla częstotliwości drugiej harmonicznej t. j. dla  $\frac{\omega}{\omega_0} = 2$ , wartość ilorazu z równania (6) pod znakiem logarytmu jest niewiele większa od 5, zaś logarytm naturalny z tej liczby wynosi  $b = 1,615$ . Bez większego błędu można więc przyjąć, że tłumienie dla drugiej harmonicznej jest równe tłumieniu asymptotycznemu  $b = 1,61$  nep. Dla wyższych harmonicznych tłumienie będzie tym bardziej zbliżone do wartości asymptotycznej; a więc na wyjściu z mostka, w chwili równowagi dla częstotliwości podstawowej, prądy odpowiadające harmonicznym będą stłumione w stosunku do ich napięcia wejściowego o wartość  $b = 1,61$  nep.



RYS. 3.

Rysunek 3 przedstawia ideowy schemat miernika zawartości harmoniczych, opracowanego i wykonanego przez Państwowy Instytut Telekomunikacyjny.

Prąd, którego współczynnik zawartości harmoniczych ma być wyznaczony, dołącza się do zacisków wejściowych mostka. Mostek doprowadza się do równowagi dla częstotliwości podstawowej, przy ustalonym przełączniku w położeniu  $H$ , przez stopniowe i kolejne regulowanie pojemności  $C$  i oporu  $R$ . W chwili równowagi mostka, na jego wyjściu są już tylko częstotliwości harmoniczne, które powodują wychylenie na wskaźniku prądu stałego w detektorze. Z drugiej strony, częstotliwość podstawowa łącznie z harmonicznymi przechodzi przez tłumik symetryczny o tłumieniu  $b = 1,61$  nepera na potencjometr, wyskalowany w procentach współczynnika  $k$ . Tłumik ma za zadanie zastąpić tłumienie mostka dla częstotliwości harmoniczych. Współczynnik  $k\%$  oznacza procentowy stosunek napięcia przekazanego na wzmacniacz i detektor do napięcia całkowitego na potencjometrze. Potencjometr jest symetryczny, trójdekadowy i pozwala na ustawienie stosunku od 0 do 100% co 0,1%. Przez ustawienie przełącznika w położeniu  $P$  i przez regulację potencjometrem symetrycznym można doprowadzić wychylenie na wskaźniku w detektorze do wartości równej wychyleniu w położeniu  $H$ .

Równym wychyleniom wskazówki odpowiadają równe wartości skuteczne napięć ze strony mostka i ze strony potencjometru.

Ponieważ jednak przez gałąź porównawczą (z potencjometru) nie tylko przechodzi częstotliwość podstawowa, ale i harmoniczne, więc współczynnik  $k\%$  różni się od współczynnika zawartości harmonicznych  $h\%$ . Jak się dalej przekonamy, dla małej zawartości harmonicznych (do 10%) współczynnik  $k\%$  jest prawie równy współczynnikowi  $h\%$ .

Miernik zawartości harmonicznych w wykonaniu Państwowego Instytutu Telekomunikacyjnego ma opór wejściowy  $Z = 600 \Omega$ . Dla częstotliwości podstawowej opór ten jest łatwy do uzyskania, gdyż w chwili równowagi mostka jego opór wejściowy jest równy oporowi  $R = 1\,200 \Omega$ , zaś opór wejściowy równolegle dołączonego tłumika jest również  $1\,200 \Omega$ . Dla częstotliwości harmonicznych opór mostka jest większy od  $1\,200 \Omega$ , gdyż dla tych częstotliwości ramię mostka, złożone z indukcyjności  $L$ , pojemności  $C$  i oporu  $R$ , przedstawia opór bardzo duży. Opór wejściowy mostka dla częstotliwości harmonicznych można wyznaczyć jako

$$W = R + \frac{2R^2}{3R} = R + \frac{2}{3}R = 1200 + 800 = 2000 \Omega$$

Celem sprowadzenia tego oporu do wartości  $1\,200 \Omega$  należy dodać równolegle opór  $r = 3\,000 \Omega$ , co zostało uwzględnione w mierniku P. I. T.

**Zróżdła błędów.**

**I. Przechodzenie przez ramię porównawcze częstotliwości harmonicznych.**

Jak wyżej wspomniano, mierzony współczynnik  $k\%$  może znacznie różnić się od współczynnika zawartości harmonicznych  $h\%$  przy dużych wartościach współczynnika  $k$ . Zależność współczynnika  $h\%$  od współczynnika  $k\%$  może być wyznaczona jak następuje.

Spółczynnik

$$k = \frac{V \Sigma_n I^2}{V I_0^2 + \Sigma_n I^2} \dots (7)$$

gdzie  $\Sigma_n I^2 = I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_n^2 =$  suma kwadratów harmonicznych, zaś  $I_0 =$  prąd skuteczny częstotliwości podstawowej.

Spółczynnik zawartości harmonicznych

$$h = \frac{V \Sigma_n I^2}{I_0} \dots (8)$$

Z równania (7) drogą algebraiczną można łatwo wyznaczyć związek między tymi współczynnikami. Po podniesieniu obu stron równania (7) do kwadratu otrzymuje się

$$k^2 = \frac{\Sigma_n I^2}{I_0^2 + \Sigma_n I^2}$$

Stąd

$$k^2 I_0^2 + k^2 \Sigma_n I^2 = \Sigma_n I^2$$

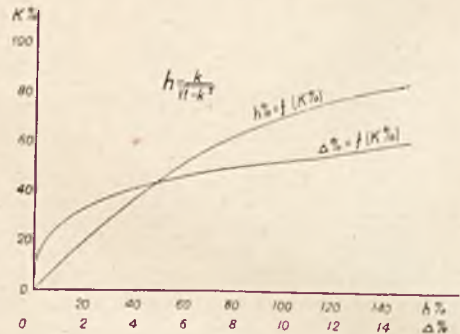
$$k I_0 = \sqrt{1 - k^2} \cdot V \Sigma_n I^2$$

$$\frac{\Sigma_n I^2}{I_0} = \frac{k}{\sqrt{1 - k^2}} \dots (9)$$

Ponieważ lewa strona równania (9) zgodnie z równaniem (8) jest równa współczynnikowi zawartości harmonicznych, zatem otrzymaliśmy

$$h = \frac{k}{\sqrt{1 - k^2}} \dots (9a)$$

Zależność z równania (9a) jest przedstawiona na rys. 4.



RYS. 4.

Na wykresie tym przedstawiono również poprawkę  $\Delta$ , jaką należy dodać do mierzonego współczynnika  $k\%$ , aby otrzymać wartość  $h\%$  współczynnika zawartości harmonicznych. Ze wzoru i z wykresu widać, że dla małych wartości  $k\%$  poprawka jest bardzo mała. Dla  $k = 10\%$  wynosi ona zaledwie 0,05%, czyli  $h = 10,05\%$ . Przy pomiarach większej zawartości harmonicznych należy ją jednak uwzględnić.

**II. Charakterystyka detektora odbiega od kwadratowej.**

Porównywanie wartości skutecznej prądów na wyjściu z mostka i z potencjometru odbywa się przy pomocy detektora o charakterystyce kwadratowej. Jeżeli charakterystyka detektora odbiega od kwadratowej i zawiera czynniki wyższych potęg parzystych, wówczas występują błędy pomiaru, które omówimy poniżej.

Pomiar wartości skutecznej prądu o kilku częstotliwościach jest możliwy przez porównanie z wartością skuteczną prądu sinusoidalnego o jednej częstotliwości. Porównanie to może odbywać się między innymi na podstawie przyrostu stałej stałej prądu anodowego lampy elektronowej przy detekcji kwadratowej. Przyrost stałej stałej w obwodzie anodowym lampy trójelektrodowej na skutek sterowania siatki napięciem sinusoidalnym jednej częstotliwości może być wyznaczony ze wzoru ogólnego na prąd anodowy lampy.

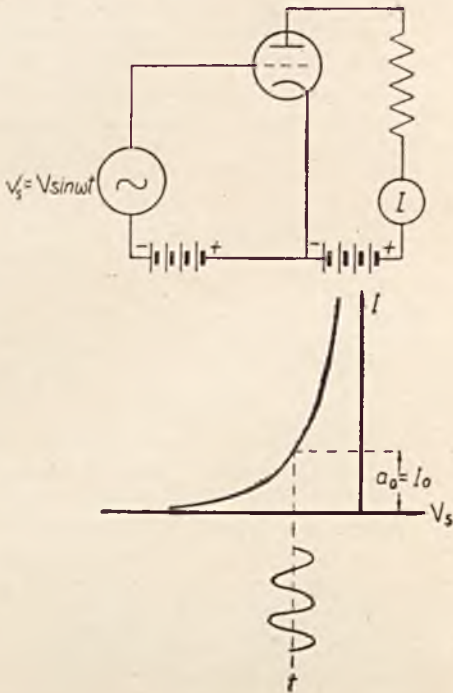
W układzie, jak na rys. 5, mamy

$$I = a_0 + a_1 V_s + a_2 V_s^2 + a_3 V_s^3 + a_4 V_s^4 + \dots \quad (10)$$

Równanie (10) po podstawieniu na miejsce  $V_s$  jego wartości  $V \sin \omega t$  przybiera kształt

$$I = a_0 + a_1 V \sin \omega t + a_2 V^2 \sin^2 \omega t + a_3 V^3 \sin^3 \omega t + \dots$$

Po przeróbkach trygonometrycznych i algebraicznych otrzymuje się



RYS. 5.

$$I = a_0 + a_1 V \sin \omega t + \left( \frac{1}{2} a_2 V^2 - \frac{1}{2} a_2 V^2 \cos 2 \omega t \right) + \frac{1}{4} a_3 V^3 (3 \sin \omega t - \sin 3 \omega t) + \left[ \frac{3}{8} a_4 V^4 + a_4 V^4 \left( -\frac{1}{2} \cos 2 \omega t + \frac{1}{8} \cos 4 \omega t \right) \right] + \dots$$

Przyrost składowej stałej będzie zatem

$$\Delta I = \frac{1}{2} a_2 V^2 + \frac{3}{8} a_4 V^4 + \dots \quad (11)$$

Jeżeli charakterystyka detekcji jest kwadratowa, to równanie (10) uprości się, gdyż odpadną wyrazy wyższych potęg i otrzymamy

$$I = a_0 + a_1 V_s + a_2 V_s^2, \dots \quad (12)$$

zaś równanie (11) przybierze formę

$$\Delta I = \frac{1}{2} a_2 V^2 \dots \quad (13)$$

Przy sterowaniu siatki lampy kilku częstotliwościami sinusoidalnymi (rys. 6) otrzymuje się równania, odpowiednie do równań dla sterowania jedną częstotliwością.

$$I = a_0 + a_1 (V_1 \sin \omega_1 t + V_2 \sin \omega_2 t + \dots + V_n \sin \omega_n t) + a_2 (V_1 \sin \omega_1 t + V_2 \sin \omega_2 t + \dots + V_n \sin \omega_n t)^2 + a_3 (V_1 \sin \omega_1 t + V_2 \sin \omega_2 t + \dots + V_n \sin \omega_n t)^3 + \dots$$

Po przeróbkach trygonometrycznych i algebraicznych otrzymuje się równanie, w którym występują wyrazy, oznaczające przyrost składowej stałej. Wyrazy te dają w sumie przyrost prądu.

$$\Delta I' = \frac{1}{2} a_2 (V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2) + \frac{3}{8} a_4 (V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2) + \dots \quad (14)$$

Jeżeli charakterystyka detekcji jest kwadratowa, to w równaniu (14) pozostanie tylko pierwszy wyraz i otrzymamy

$$\Delta I' = \frac{1}{2} a_2 (V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2) \quad (15)$$

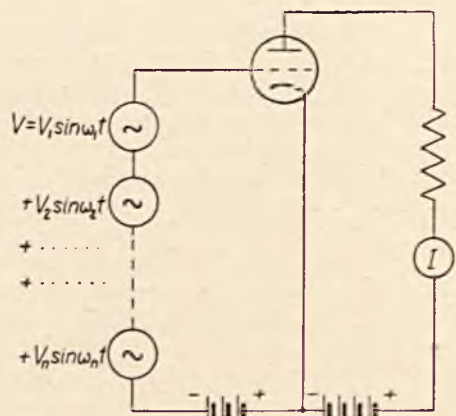
Jeżeli przyrost składowej stałej z równania (13) dla jednej częstotliwości jest równy przyrostowi składowej stałej z równania (15) dla wielu częstotliwości, wówczas można napisać równanie

$$\frac{1}{2} a_2 V^2 = \frac{1}{2} a_2 (V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2), \quad (16)$$

oraz

$$V = \sqrt{V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2} \dots \quad (16a)$$

Z równania (16) i (16a) wynika, że jednakowym przyrostom składowej stałej prądu anodowego przy detekcji kwadratowej odpowiadają jednakowe wartości skuteczne napięć (prądów) częstotliwości pojedynczej jak i kilku częstotliwości. Wartość skuteczna napięć kilku częstotliwości jest równa pierwiastkowi kwadratowemu z sumy kwadratów tych napięć.



RYS. 6.

Jeżeli charakterystyka detekcji odbiega od kwadratowej i zawiera np. współczynnik  $a_4$  — czwartego stopnia, wówczas równości przyrostów prądów nie odpowiada równość wartości skutecznych napięć porównywanych. Wynika to z następującego rozumowania.

Jeżeli napięcie skuteczne jednej częstotliwości jest równe napięciu skutecznemu kilku częstotliwości, wówczas

$$V = \sqrt{V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2}.$$

Po podstawieniu tej wartości na  $V$  w równaniu (11) otrzymamy

$$\begin{aligned} \Delta I = & \frac{1}{2} a_2 V^2 + \frac{3}{8} a_4 V^4 = \frac{1}{2} a_2 (V_1^2 + \\ & + V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2) + \\ & + \frac{3}{8} a_4 [(V_1^2 + V_2^2 + \dots + V_n^2) + \\ & + 2 V_1^2 (V_2^2 + \dots + V_n^2) + \dots + \\ & + 2 V_{n-1}^2 V_n^2] \dots \dots (17) \end{aligned}$$

Przyrost składowej stałej prądu dla kilku częstotliwości w tych samych warunkach detekcji jest przedstawiony w równaniu (14). Z porównania równań (14) i (16) wynika, że przy jednakowych wartościach skutecznych napięć porównywanych przyrost składowej stałej przy detekcji czwartego stopnia będzie większy dla jednej częstotliwości o wartość, odpowiadającą wzorowi

$$\frac{3}{8} a_4 [V_1^2 (V_2^2 + \dots + V_n^2) + \dots + 2^{n-1} V_n^2]$$

Wynikający z tego błąd przy porównywaniu wartości skutecznych napięć będzie tym mniejszy, im mniejszy będzie współczynnik  $a_4$ , czyli im bardziej charakterystyka detekcji będzie zbliżona do kwadratowej.

### III. Niejednakowe wzmocnienie wzmacniacza pomiarowego w funkcji częstotliwości.

Trzecim z kolei źródłem błędu pomiaru może być niejednakowe wzmocnienie w funkcji częstotliwości użytego na wyjściu wzmacniacza. Jeżeli np. wzmocnienie dla częstotliwości harmonicznych jest większe od wzmocnienia dla częstotliwości podstawowej, wówczas zmierzony współczynnik zawartości harmonicznych będzie większy od współczynnika rzeczywistego. Błąd ten może być wyznaczony, jeżeli znana jest charakterystyka wzmocnienia tego wzmacniacza w funkcji częstotliwości i jeżeli wzmocnienie dla częstotliwości harmonicznych jest jednakowe.

### IV. Nielinijowe zniekształcenia wzmacniacza pomiarowego.

Wzmacniacz pomiarowy nie powinien wprowadzać dużych zniekształceń nieliniowych, gdyż w przypadku tych zniekształceń kształt krzywej na wejściu wzmacniacza będzie się różnił od kształtu na jego wyjściu. Jeżeli wzmacniacz wprowadza harmoniczne rzędu kilku procent, błąd pomiaru jest minimalny.

### V. Obecność częstotliwości nieharmonicznych.

Jeżeli prąd mierzony oprócz harmonicznych zawiera inne częstotliwości dowolne, wówczas po-

miar współczynnika zawartości harmonicznych będzie obciążony błędem, który jest zależny od wielkości napięcia skutecznego tych częstotliwości.

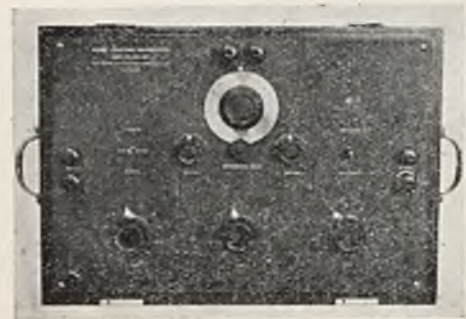
### VI. Przeciążenie cewki z rdzeniem żelaznym w mierniku zawartości harmonicznych.

Jeżeli napięcie przyłożone na wejściu miernika jest tak duże, że prąd, przepływający przez cewkę  $L$ , spowoduje w niej zjawiska nieliniowe (cewka z rdzeniem żelaznym), wówczas powstaje dodatkowy błąd pomiaru. Ze względu na to miernik zawartości harmonicznych ma ograniczone maksymalne napięcie, jakie można przyłożyć na jego wejście.

### Zakończenie.

Mimo tak dużej ilości źródeł błędów, przedstawiona zasada pomiaru harmonicznych jest bardzo często stosowana, gdyż cechuje ją prostota i szybkość wykonania. Szczególnie nadaje się ona przy opracowywaniu generatorów, wzmacniaczy i innych urządzeń lampowych oraz przy ich badaniu.

Rys. 7 przedstawia widok zewnętrzny przyrządu (po zdjęciu przykrywy). Poniżej podaję kilka



RYS. 7.

danych technicznych, odnoszących się do miernika zawartości harmonicznych P. I. T.

1. Pomiar współczynnika  $k\%$  (przy pomocy trójdekadowego potencjometru symetrycznego) w zakresie do 100% co 0,1%.
2. Zakres użycia
  - a) dla częstotliwości podstawowych od 50 Hz do 3 000 Hz,
  - b) dla częstotliwości harmonicznych do 9 000 Hz.
3. Maksymalne dopuszczalne napięcie na wejście miernika 2,6 V.
4. Opór wejściowy miernika 600  $\Omega$ .
5. Ciężar 20 kg.
6. Wymiary 558  $\times$  398  $\times$  182.
7. Wykonanie—w skrzyni przenośnej, okutej.



# TRÓJELEKTRODOWA LAMPKA KATODOWA JAKO WZMACNIACZ MOCY MAŁEJ CZĘSTOŚCI, PRACUJĄCEJ W KLASIE A.

Inż. ADAM SMOLINSKI.

## I. Wstęp.

Celem niniejszego artykułu jest podanie teorii trójelektrodowej lampy katodowej, pracującej jako wzmacniacz mocy małej częstotliwości w klasie A, a w szczególności warunków dopasowania obciążenia obwodu anodowego.

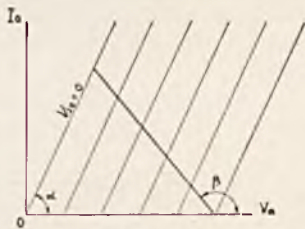
Dla uproszczenia zagadnienia założono, że lampa posiada prostoliniowe charakterystyki oraz, że obciążenie lampy jest rzeczywiste. Wskutek tych założeń, zależności matematyczne są bardzo przejrzyste i ułatwiają zrozumienie przebiegów.

## II. Charakterystyki statyczne i charakterystyka robocza.

Chcąc wyznaczyć przebiegi, zachodzące w trójelektrodowej lampie katodowej, pracującej jako wzmacniacz mocy w klasie A, musimy przedewszystkiem znać zależności matematyczne, jakie rządzą polem charakterystyk.

W rzeczywistości zależności te posiadają skomplikowaną postać, dlatego dla ułatwienia zagadnienia musimy charakterystyki te wyidealizować i przedstawić je w postaci linii prostych równoległych.

W rozważaniach energetycznych interesują nas w pierwszym rzędzie zależności między prądami i napięciami anodowymi, więc używamy tam charakterystyk  $I_a=f(V_a)$  przy  $V_s=const$ . Wówczas opory wchodzące w grę, jak opór wewnętrzny lampy  $\rho$ , opór obciążenia lampy  $R_a$ , będą się wyrażały, jako odwrotności nachyleń charakterystyk statycznych czy roboczych, a może jako powierzchnie.



RYS. 1.

Charakterystyki statyczne lampy trójelektrodowej  $I_a=f(V_a)$  przy  $V_s=const$  dla zakresu ujemnych napięć siatki można przedstawić w uproszczonej postaci jak na rys. 1. Wówczas równanie ich będzie miało postać

$$I_a = \frac{1}{\rho} (V_a + K V_s) \dots (1)$$

gdzie współczynnik amplifikacji  $K$  wyznacza odległość między poszczególnymi charakterystykami.

Nachylenie charakterystyk statycznych, jak już wyżej wspomniano, jest miarą oporu wewnętrznego lampy, gdyż

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{d i_a}{d v_a} = \frac{1}{\rho} \dots (2)$$

Widzimy stąd, że im mniejszy jest opór wewnętrzny  $\rho$ , tym stromiej przebiegają charakterystyki statyczne.

Poczyniwszy założenia co do przebiegu charakterystyk statycznych, zajmiemy się teraz sprawą obciążenia lampy. W praktyce prawie zawsze pracujemy z zespolonym oporem obciążenia. Składowa urojona może być duża, jeśli tym obciążeniem będzie głośnik. Będzie ona mała, gdy wzmacniacz służy jako modulator<sup>1)</sup>. Filtr w zakresie przepuszczania posiada również składową urojoną<sup>2)</sup>, tak samo jak linja telefoniczna<sup>3)</sup>. Nawet czyste obciążenie rzeczywiste, przeniesione przez transformator posiada składową urojoną.

Jednak przy obliczeniach musimy założyć pewne uproszczenia, gdyż w przeciwnym razie zagadnienie staje się zbyt skomplikowane. Dlatego zakładamy, że mamy obciążenie rzeczywiste, nie wprowadzające spadku napięcia stałego, to znaczy włączone przez idealny transformator.

Nazwijmy to obciążenie oporem  $R_a$ . W układzie charakterystyk statycznych  $I_a=f(V_a)$  przy  $V_s=const$  obciążenie to daje charakterystykę roboczą w postaci linii prostej. Nachylenie jej określimy następująco. Ponieważ wahania napięcia na oporze obciążenia  $R_a$  są przeciwnego znaku do wahań prądu anodowego, więc

$$d v_a = - R_a \cdot d i_a$$

a stąd nachylenie charakterystyki roboczej (rys. 1)

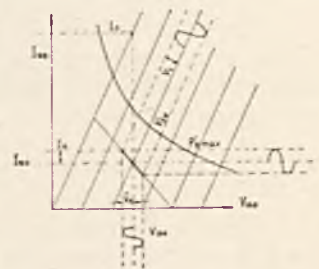
$$\operatorname{tg} \beta = \frac{d i_a}{d v_a} = - \frac{1}{R_a} \dots (3)$$

Stąd wynika, że charakterystyka zwarcia będzie odcinkiem pionowym, a charakterystyka biegu luzem odcinkiem poziomym, przechodzącym przez punkt pracy.

## III. Praca lampy małymi amplitudami.

Na opisanym w poprzednim rozdziale polu charakterystyk statycznych lampy wybieramy punkt pracy, zakładając, że napięcie anodowe stałe równa się  $V_{oa}$ , a napięcie siatkowe stałe  $V_{so}$  ( $V_{so}$  jest ujemne). Wówczas ustali się w lampie prąd anodowy spoczynkowy  $I_{ao}$  (rys. 2).

Wybór punktu pracy na polu charakterystyk nie jest dowolny. Jak widać z rys. 2 rozporządzone pole charakterystyk jest ograniczone zdołu osią odciętych, czyli warunkiem istnienia prądu anodowego, dalej charakterystyką statyczną  $I_a=f(V_a)$  dla  $V_s=0$  (warunek nie



RYS. 2.

wchodzenia prądu siatki) oraz nakoniec hyperbolą mocy admisyjnej  $I_a V_a = P'_{a \max}$ . O ile przekroczenie dwóch poprzednich warunków daje znie-

kształcenia w klasie A, to przekroczenie trzeciego powoduje mniej więcej szybkie zniszczenie anody.

Trzeba jeszcze dodać, że punkt pracy należy tak dobrać, aby amplitudy prądu anodowego nie przekraczały osi odciętych, oraz charakterystyki statycznej  $I_a = f(V_a)$  dla  $V_s = 0$ . Prócz tych założeń ograniczających rozporządza się do pracy pole charakterystyk, nie czynimy żadnych dodatkowych założeń ograniczających. Dla małych więc amplitud powyższe pole charakterystyk zachowuje się jako pole niczym nie ograniczone.

Teraz przykładamy na siatkę lampy napięcie sterujące:

$$\bar{V}_s \sin \omega t$$

Siatka otrzymuje w rezultacie napięcie pulsujące

$$v_s = V_{s0} + \bar{V}_s \sin \omega t$$

które wywołuje zmiany prądu anodowego według zależności

$$i_a = I_{a0} + I_a \sin \omega t$$

Na włączonym w obwód anodowy oporze  $R_a$  otrzymujemy spadek napięcia

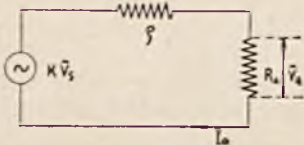
$$\bar{V}_a \sin \omega t,$$

wskutek czego na anodzie mamy napięcie

$$V_a = V_{a0} - \bar{V}_a \sin \omega t.$$

Poczyniwszy powyższe założenia, lampę katodową można przedstawić jako generator prądu zmiennego o sile elektromotorycznej  $K\bar{V}_s$ , oraz oporze wewnętrznym  $\rho$  (rys. 3)<sup>4</sup>, gdzie  $K$  jest współczynnikiem amplifikacji, a  $\bar{V}_s$  amplitudą napięcia sterującego.

Wielkości  $K$  i  $\rho$  są stałe, niezależnie od  $\bar{V}_s$  w założeniu przebiegu charakterystyk statycznych według rysunku 1.



RYS. 3.

Amplitudę składowej zmiennej prądu anodowego oblicza się według rysunku 3:

$$I_a = \frac{K \bar{V}_s}{R_a + \rho} \quad (4)$$

Ponieważ amplituda składowej zmiennej napięcia anodowego równa się oporowi  $R_a$  razy amplituda składowej zmiennej prądu anodowego, więc

$$\bar{V}_a = K \bar{V}_s \frac{R_a}{R_a + \rho} \quad (5)$$

Amplitudy składowych zmiennych prądu i napięcia anodowego są więc proporcjonalne do amplitudy napięcia sterującego.

Znając  $\bar{V}_a$  i  $I_a$  możemy obliczyć moc wyjściową z lampy, traconą w oporze  $R_a$

$$P_w = \frac{1}{2} \bar{V}_a I_a = \frac{1}{2} K^2 \bar{V}_s^2 \frac{R_a}{(R_a + \rho)^2} \quad (6)$$

Moc ta rośnie z kwadratem napięcia sterującego.

Moc zasilania obwodu anodowego  $P_z$ , dostarczoną przez źródło napięcia anodowego obliczymy, pamiętając że prąd anodowy

$$i_a = I_{a0} + I_a \sin \omega t$$

a napięcie źródła równa się napięciu na anodzie  $V_{a0}$

$$P_z = \frac{1}{T} \int_0^T V_{a0} i_a dt = \\ = \frac{V_{a0}}{T} \int_0^T (I_{a0} + I_a \sin \omega t) dt = V_{a0} \cdot I_{a0} \quad (7)$$

Z tego równania widzimy, że moc zasilania jest stała, nie zależna od napięcia sterującego.

Moc traconą w anodzie oblicza się z iloczynu napięcia na anodzie przez prąd anodowy:

$$P_a = \frac{1}{T} \int_0^T v_a i_a dt = \\ = \frac{1}{T} \int_0^T (V_{a0} - \bar{V}_a \sin \omega t)(I_{a0} + I_a \sin \omega t) dt = \\ = V_{a0} I_{a0} - \frac{1}{2} \bar{V}_a I_a = P_z - P_w \quad (8)$$

Stąd widzimy, że moc tracona w anodzie jest różnicą mocy zasilania i mocy wyjściowej. Ponieważ moc wyjściowa rośnie z kwadratem napięcia sterującego, więc moc tracona w anodzie maleje ze wzrostem tegoż napięcia. Największa moc w anodzie traci się wtedy, gdy nie ma napięcia sterującego, gdyż wówczas moc wyjściowa równa się zeru, więc w tym wypadku moc tracona w anodzie staje się równa mocy zasilania.

Sprawność, określona stosunkiem mocy wyjściowej do mocy zasilania

$$\eta = \frac{P_w}{P_z} = \frac{1}{2} \frac{K^2 \bar{V}_s^2}{V_{a0} I_{a0}} \frac{R_a}{(R_a + \rho)^2} \quad (9)$$

rośnie z kwadratem napięcia sterującego.

#### IV. Dopasowanie przy stałym wzbudzeniu (dla małych amplitud).

Zbadamy teraz zależności amplitud prądu i napięcia zmiennego od oporu  $R_a$  przy stałym napięciu sterującym. Amplituda składowej zmiennej prądu anodowego maleje od wartości  $\frac{K\bar{V}_s}{\rho}$  asymptotycznie do zera ze wzrostem oporu obciążenia  $R_a$  (rys. 4).

Amplituda zaś składowej zmiennej napięcia anodowego  $\bar{V}_a$  rośnie od zera asymptotycznie do wartości  $K\bar{V}_s$  ze wzrostem oporu obciążenia  $R_a$  (rys. 5).

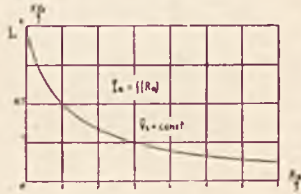
Moc wyjściowa z lampy, określona równaniem (6) osiąga maksimum przy stałym wzbudzeniu  $\bar{V}_s$  dla

$$\frac{dP_w}{dR_a} = 0, \text{ czyli } R_{a \text{ opt } 1} = \rho \quad (10)$$

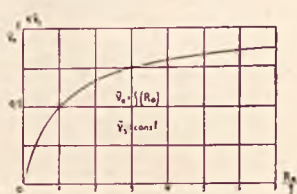
wynoszące

$$P_{w \max 1} = \frac{1}{8} \cdot \frac{K^2 \bar{V}_s^2}{\rho} \dots (11)$$

Otrzymany w ten sposób warunek dopasowania (10), określający maksimum mocy wyjściowej przy stałym wzbudzeniu, wyznacza obciążenie przy którym mamy największe wzmocnienie energetyczne\*). Trzeba tutaj podkreślić, że



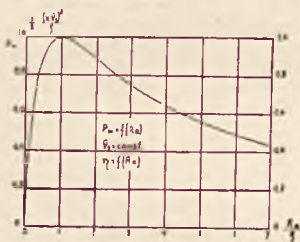
RYS. 4.



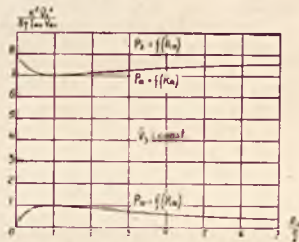
RYS. 5.

warunek ten został wprowadzony dla niczym nie ograniczonego pola charakterystyk. Dlatego to tego warunku dopasowanie używa się wówczas, gdy lampy nie wykorzystuje się całkowicie, gdy napięcie sterujące  $V_s$  jest małe w porównaniu do napięcia wysterowującego pole charakterystyk.

Dopasowanie to posiada jeszcze tę zaletę, że opór źródła jest równy oporowi obciążenia, co jest szczególnie ważne przy współpracy lampy katodowej z linią długą.



RYS. 6.



RYS. 7.

Zależność mocy wyjściowej od oporu  $R_a$  podana jest na rys. 6 i 7.

Widzimy z nich, że dla  $R_a < R_{a \text{ opt } 1}$  moc wyjściowa szybko spada, natomiast dla  $R_a > R_{a \text{ opt } 1}$  spadek ten jest powolny.

Podobny przebieg jak moc wyjściowa ma sprawność (rys. 6). Ponieważ moc zasilania jest stała, więc moc tracona w anodzie (rys. 7) przechodzi przez minimum wtedy, gdy moc wyjściowa osiąga maksimum.

**V. Praca dużymi amplitudami.**

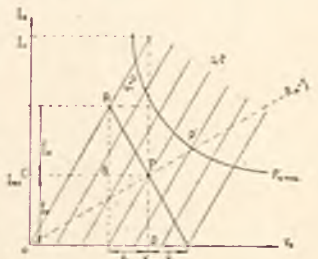
Powyższe rozważania dotyczyły wypadku małych amplitud, nieograniczonych żadnymi warunkami, wynikającymi z istnienia granic pola charakterystyk. Jeśli teraz amplitudy napięcia sterującego zaczną rosnać, to natrafiają na ogra-

niczenia raz w postaci osi odciętych ( $I_{a \max} \leq I_{a0}$ ) a następnie w postaci charakterystyki statycznej  $I_a = f(V_a)$  dla  $V_s = 0$  (warunek nie wchodzenia na prąd siatki). Jeszcze jednym ograniczeniem będzie nie przekraczanie przez punkt pracy hiperboli mocy admissyjnej.

Założmy naprzód, że moc admissyjna jest tak duża, iż narazie nie obchodzi nas ten trzeci warunek.

Największą moc wyjściową dostaniemy wówczas gdy końce charakterystyki roboczej będą leżały, jeden na osi odciętych, a drugi na charakterystyce statycznej  $I_a = f(V_a)$  dla  $V_s = 0$  (rys. 8).

Określimy teraz maksymalne napięcie sterujące  $\bar{V}_{s \max}$ , dla wyżej podanych ograniczeń, w zależności od napięcia anodowego  $V_{a0}$ , które przejmuje dla dużych amplitud rolę głównego parametru.



RYS. 8.

Podstawiając w równaniu charakterystyk (1) wartości punktu pracy  $V_a = V_{a0}$  oraz  $V_s = V_{s0}$ , otrzymujemy równanie tegoż punktu

$$I_{a0} = \frac{1}{\rho} (V_{a0} + K V_{s0})$$

Ponieważ dla pełnego wysterowania amplituda napięcia sterującego  $\bar{V}_s$  musi się równać bezwzględnej wartości ujemnego napięcia siatki  $V_{s0}$

$$\bar{V}_{s \max} = |V_{s0}|$$

oraz pamiętając, że maksymalną amplitudę prądu anodowego  $I_{a \max}$ , równą składowej stałej tegoż prądu  $I_{a0}$

$$I_{a \max} = I_{a0}$$

można obliczyć z równania (4) w postaci

$$I_{a \max} = \frac{K \bar{V}_{s \max}}{R_a + \rho} \dots (12)$$

otrzymujemy więc równanie

$$\frac{K \bar{V}_{s \max}}{R_a + \rho} = \frac{1}{\rho} (V_{a0} - K \bar{V}_{s \max})$$

skąd

$$\bar{V}_{s \max} = \frac{V_{a0}}{K} \cdot \frac{R_a + \rho}{R_a + 2\rho} \dots (13)$$

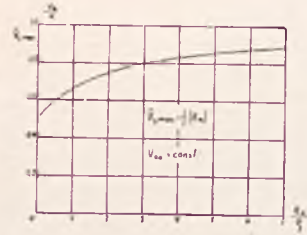
Rysunek 9 ilustruje nam zależność maksymalnej amplitudy napięcia sterującego w zależności od oporu obciążenia  $R_a$ . Stąd widzimy, że  $\bar{V}_{s \max}$  rośnie dwukrotnie przy wzroście  $R_a$  do wartości asymptotycznej  $\frac{V_{a0}}{K}$ .

Teraz określimy maksymalną amplitudę prądu anodowego, równą składowej stałej tego prądu w zależności od napięcia anodowego. Z równań (12) i (13) otrzymujemy

\*) Przez wzmocnienie energetyczne rozumiemy moc wyjściową, przypadającą na kwadrat jednostki amplitudy napięcia sterującego.

$$I_{ao} = I_{a \max} = \frac{V_{ao}}{R_a + 2\rho} \dots (14)$$

Z rysunku 10, na którym przedstawiona jest ta zależność, widzimy, że prąd anodowy maleje asymptotycznie do zera ze wzrostem oporu obciążenia. Spadek przy stałym napięciu anodowym jest wolniejszy, niż przy stałym napięciu sterującym (rys. 4).



RYS. 9.

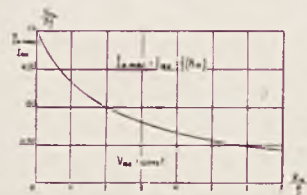
Jeśli teraz oznaczymy przez  $I_o$  prąd anodowy przy  $V_a = V_{ao}$  oraz  $V_s = 0$ , to, jak z rysunku 8, wynika

$$I_o = \frac{V_{ao}}{\rho} \dots (15)$$

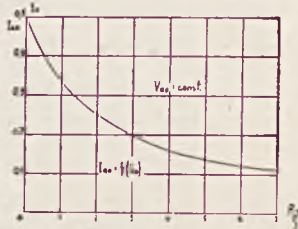
Obliczając teraz  $V_{ao}$  z tego równania i podstawiając je do równania 14 otrzymujemy

$$I_{ao} = I_o \frac{\rho}{R_a + 2\rho} \dots (16)$$

Zależność, tę wskazującą, jak dobierać składową stałą przy danym napięciu anodowym, ilustruje wykres na rys. 11.



RYS. 10.



RYS. 12.

Pozostało nam jeszcze zbadanie maksymalnej amplitudy napięcia anodowego. Określimy ją z równań (5) oraz (13)

$$\bar{V}_{a \max} = V_{ao} \frac{R_a}{R_a + 2\rho} \dots (17)$$

Zależność ta przy stałym napięciu anodowym rośnie wolniej niż przy stałym napięciu sterującym.

Nakoniec stwierdzimy, że  $\bar{V}_{s \max}$ ,  $I_{a \max}$  oraz  $\bar{V}_{a \max}$  są proporcjonalne do napięcia anodowego  $V_{ao}$ .

Pozostały nam do obliczenia moce i sprawność dla pełnegoysterowania.

Moc wyjściową określimy z równań (6) i (13) w postaci

$$P_{w \max} = \frac{1}{2} V_{ao}^2 \frac{R_a}{(R_a + 2\rho)^2} \dots (18)$$

moc zasilania z równań (7) i (13)

$$P_z = \frac{V_{ao}^2}{R_a + 2\rho} \dots (19)$$

a moc traconą w anodzie, jako różnicę mocy zasilania i mocy wyjściowej

$$P_{a \min} = P_z - P_{w \max} = \frac{1}{1} V_{ao}^2 \frac{R_a + 4\rho}{(R_a + 2\rho)^2} \dots (20)$$

Sprawność dla maksymalnegoysterowania jest stosunkiem mocy wyjściowej do mocy zasilania; wobec tego

$$\gamma_{\max} = \frac{1}{2} \frac{R_a}{R_a + 2\rho} \dots (21)$$

Stąd widzimy, że dla pełnegoysterowania moce wyjściowa, zasilania i traconą w anodzie rosną z kwadratem napięcia anodowego, sprawność zaś jest stała, niezależna od tego napięcia, a tylko od stosunku  $\frac{R_a}{\rho}$ .

Należy również zwrócić uwagę na zależności geometryczne podane na rysunku 8. Moc wyjściową, która wyraża się wzorem

$$P_w = \frac{1}{2} V_a I_a$$

reprezentuje pole trójkąta APB, pole zaś prostokąta OCPD daje moc zasilania, gdyż

$$P_z = V_{ao} \cdot I_{ao}$$

### VI. Praca dużymi amplitudami przy dopasowaniu $R_a = \rho$ .

Zbadamy teraz pracę lampy przy dopasowaniu  $R_a = \rho$ , zakładając, że pracujemy maksymalnymi dopuszczalnymi amplitudami.

Punkt pracy określimy, obliczając z równań (14) i (16), dla danego napięcia anodowego  $V_{ao}$ , składową stałą prądu anodowego:

$$I_{ao1} = \frac{V_{ao}}{3\rho} = \frac{I_o}{3} \dots (22)$$

Wynosi ona jedną trzecią prądu anodowego przy napięciu  $V_a = V_{ao}$  i  $V_s = 0$ . Miejsce geometryczne punktów pracy stanowi prosta OP na rysunku 8. Tę samą wartość osiąga składowa zmienna prądu anodowego

$$I_{a \max 1} = \frac{V_{ao}}{3\rho} \dots (22a)$$

Składową zmienną napięcia anodowego obliczymy z równania (17)

$$\bar{V}_{a \max 1} = \frac{1}{3} V_{ao} \dots (23)$$

wynosi ona jedną trzecią składowej stałej napięcia anodowego. Nakoniec amplitudę napięcia sterującego obliczymy z równania (13)

$$\bar{V}_{s \max 1} = \frac{2}{3} \frac{V_{ao}}{K} \dots (24)$$

Teraz możemy obliczyć moce i sprawności. Z równania (18) otrzymujemy maksymalną moc wyjściową dla dopasowania  $R_a = \rho$  w postaci

$$P_{w \max 1} = \frac{1}{18} \cdot \frac{V_{ao}^2}{\rho} \dots (25)$$

Wprowadzimy teraz pewien współczynnik, ujmujący zależność napięcia nodowego  $V_{ao}$  od stałych lampy: oporu wewnętrznego  $\rho$  oraz mocy admisyjnej  $P'_{a \max}$

$$z = \frac{\rho P'_{a \max}}{V_{ao}^2} \dots \dots (26)$$

Następnie zamiast mocy wyjściowej, zasilania oraz traconej w anodzie będziemy rozważali ich stosunki do mocy admisyjnej w postaci współczynników mocy wyjściowej  $\zeta_w$  zasilania  $\zeta_z$  oraz traconej w anodzie  $\zeta_{a1}$ .

Wobec tego współczynnik mocy wyjściowej, zwany również współczynnikiem wykorzystania lampy

$$\zeta_{w1} = \frac{P_{w \max 1}}{P'_{a \max}} = \frac{1}{18z} \dots \dots (27)$$

Moc zasilania obliczymy z równania (19)

$$P_{z1} = \frac{V_{ao}^2}{3\rho} \dots \dots (28)$$

a jej współczynnik będzie

$$\zeta_{z1} = \frac{P_{z1}}{P'_{a \max}} = \frac{1}{3z} \dots \dots (29)$$

Moc tracona w anodzie oblicza się z równania (20)

$$P_{a \min 1} = \frac{5}{18} \cdot \frac{V_{ao}^2}{\rho} \dots \dots (30)$$

Jej współczynnik

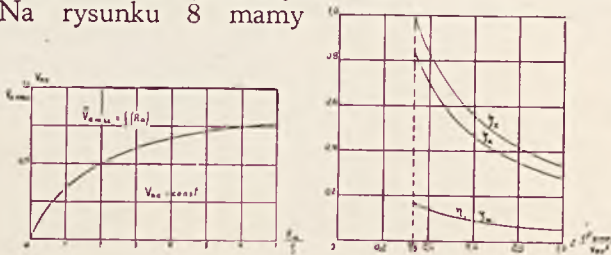
$$\zeta_{a1} = \frac{P_{a \min 1}}{P'_{a \max}} = \frac{5}{18z} \dots \dots (31)$$

Wreszcie sprawność maksymalna

$$\eta_{\max 1} = \frac{P_{w \max 1}}{P_{z1}} = \frac{1}{6} = 0,166 \dots (32)$$

Powyżej wyprowadzone wartości zebrane są w tabeli I. Ponadto współczynnik mocy i sprawności wykreślono w zależności od  $z$  na rys. 13. Wartości te ważne są do pewnego napięcia anodowego, jak zaraz wykazemy.

Na rysunku 8 mamy



RYS. 12.

RYS. 13.

narysowaną prostą OP będącą miejscem geometrycznym punktów pracy dla dopasowania  $R_a = \rho$ . W punkcie P przecina ona krzywą mocy admisyjnej. Wówczas punkt pracy musi zejść z tej prostej i przesuwać się przy zwiększaniu napięcia anodowego po krzywej mocy admisyjnej.

Jeśli napięcie anodowe rośnie, to składowe stała prądu anodowego  $I_{ao}$  oraz maksymalna

Tabela I.

$R_a = \rho$	
$z \geq \frac{1}{3}$	$z = \frac{1}{3}$
$V_{ao} < \sqrt{3\rho P'_{a \max}}$	$V_{ao} = \sqrt{3\rho P'_{a \max}}$
$I_{ao} = \frac{1}{3} I_o$	$\frac{P'_{a \max}}{V_{ao}}$
$I_{a \max 1} = \frac{1}{3} \frac{V_{ao}}{\rho}$	
$V_{a \max 1} = \frac{1}{3} V_{ao}$	
$V_{s \max 1} = \frac{2}{3} \frac{V_{ao}}{K}$	
$\zeta_{w1} = \frac{1}{18z}$	$\frac{1}{6}$
$\zeta_{z1} = \frac{1}{3z}$	1
$\zeta_{a1} = \frac{5}{18z}$	$\frac{5}{6}$
$\eta_{\max 1} = \frac{1}{6}$	$\frac{1}{6}$

amplituda prądu anodowego  $I_{a \max}$  maleją. Ponieważ moc wyjściowa jest iloczynem kwadratu składowej zmiennej prądu anodowego przez opór obciążenia

$$P_{w \max} = \frac{1}{2} I_{a \max}^2 R_a = \frac{1}{2} I_{ao}^2 \rho$$

a więc ze wzrostem napięcia anodowego ona maleje.

Stąd wyciągamy wniosek, że największą moc wyjściową dla dopasowania  $R_a = \rho$  otrzymujemy dla napięcia anodowego, które nazwiemy granicznym, a obliczymy zakładając, że

$$I_{ao} = \frac{P'_{a \max}}{V_{ao}} \dots \dots (33)$$

Porównując równanie (33) z równaniem (22)

$$\frac{P'_{a \max}}{V_{ao}} = \frac{V_{ao}}{3\rho}$$

otrzymamy

$$V_{aogr 1} = \sqrt{3\rho P'_{a \max}} \dots \dots (34)$$

czyli według równania (26)

$$z_{gr 1} = \frac{1}{3} \dots \dots (35)$$

Powyżej tego napięcia granicznego nie warto wychodzić. Jeśli źródło napięcia anodowego ma większą wartość, to należy napięcie na lampie obniżyć do wartości wskazanej przez równanie (34). Dla napięcia anodowego równego granicznemu, współczynnik mocy wyjściowej osiąga największą możliwą wartość dla dopasowania  $R_a = \rho$

(D. c. n.)

# ROLA TRANSFORMATORÓW EKRANUJĄCYCH W URZĄDZENIACH TELEKOMUNIKACYJNYCH.

Inż. W. NOWICKI

(Dokończenie do str. 266 Nr 9 „Przeglądu Teletechnicznego“ 1937 r.)

Przyrost  $\Delta p$  obliczony ze wzoru (17) jest dla najczęściej zachodzących wypadków stosunkowo niewielki. Sprawa ma się jednak całkiem inaczej, jeżeli układ na rys. 20 zmodyfikujemy wtrącając między transformator, a odbiornik  $\hat{Z}_2$  filtr o strukturze symetrycznej względem osi wzdłużnej filtru—rys. 22. Przypuśćmy, że zadaniem filtru jest stłumić  $k$ -tą harmoniczną źródła, przy czym spódczynnik zawartości  $k$ -tej harmonicznej w SEM-nej źródła jest  $\lambda_K$ , a tłumienie filtru dla tej harmonicznej jest  $b_K$ . Obliczmy teraz  $\Delta p$  uwzględniając te dodatkowe założenia.

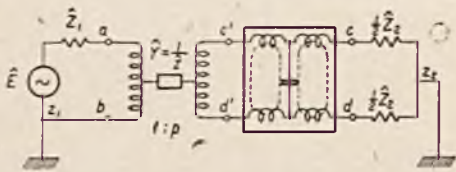
Napięcie  $\hat{V}_{dcK}$  dla  $k$ -tej harmonicznej na odbiorniku wyniesie:

$$\hat{V}_{dcK} = \frac{1}{2} p \lambda_K \hat{E} \cdot e^{-b_K} = \hat{V}_{dc} \cdot \lambda_K \cdot e^{-b_K} \quad (18)$$

gdy tymczasem napięcie dodatkowe dla tej harmonicznej nie podlega tłumieniu w filtrze, zatem

$$\Delta \hat{V}_{dcK} = \lambda_K \cdot \Delta \hat{V}_{dc} \dots \quad (19)$$

Uwzględniając to otrzymamy zamiast zależności (16):



RYŚ. 22. UKŁAD, JAK NA RYS. 20 LECZ Z ZASTOSOWANIEM FILTRU.

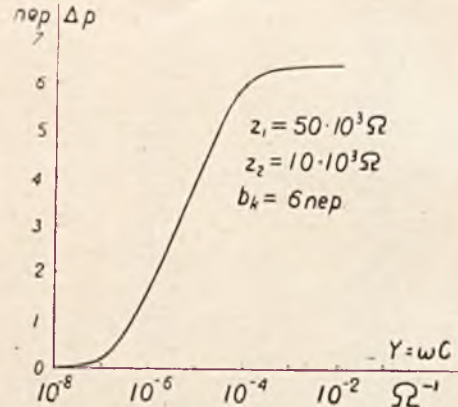
$$\Delta p_K = \ln \left| 1 + \frac{\lambda_K \Delta \hat{V}_{dc}}{\lambda_K \hat{V}_{dc} e^{-b_K}} \right| = \ln \left| 1 + \frac{\Delta \hat{V}_{dc}}{\hat{V}_{dc}} e^{b_K} \right| = \ln \left| \frac{4\hat{Z} + \hat{Z}_1(1-2e^{b_K}) + \hat{Z}_2 + p^2\hat{Z}_1 \left(1 + 4 \frac{\hat{Z}}{\hat{Z}_2}\right)}{4\hat{Z} + \hat{Z}_1 + \hat{Z}_2 + p^2\hat{Z}_1 \left(1 + 4 \frac{\hat{Z}}{\hat{Z}_2}\right)} \right| \quad (20)$$

a zamiast równania (17):

$$\Delta p_K = \frac{1}{2} \ln \frac{64 + [2Z_2 + Z_1(1-2e^{b_K})]^2 \cdot Y^2}{64 + [2Z_2 + Z_1]^2 \cdot Y^2} \quad (21)$$

Wykres na rys. 23 podaje dla przykładu zależność  $\Delta p_K$  od  $Y = \omega C$  dla  $Z_1 = 50\ 000 \ \Omega$ ,  $Z_2 = 10\ 000 \ \Omega$  i  $b_K = 6 \text{ nep}$ . Z wykresu znajdziemy, że np. dla  $f = 5\ 000 \text{ Hz}$  i  $C = 2\ 000 \ \mu\mu\text{F}$  przyrost poziomu  $k$ -tej harmonicznej jest dodatni i wynosi  $\Delta p_K \cong +5,7 \text{ nep}$ . Tak więc poziom  $k$ -tej harmonicznej obniży się o tłumienie filtru  $b_K$ , ale podniesie się o  $\Delta p_K$ ; w rezultacie nastąpi bardzo nieznaczne polepszenie „czystości” krzywej

napięcia na odbiorniku. Jeżeli jednak zamiast transformatora zwykłego zastosować transforma-

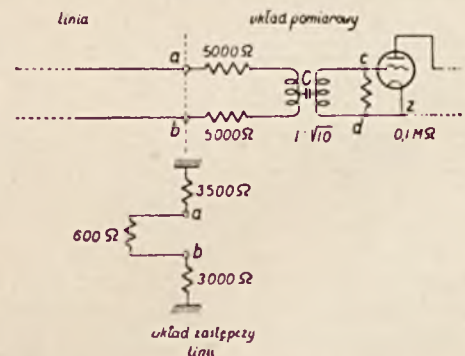


RYŚ. 23. KRZYWA PRZYROSTU POZIOMU  $\Delta p$  W FUNKCJI  $Y$  DLA WYPADKU SZCZEGÓLNEGO 1-60 [ $f = 5000 \text{ Hz}$ ;  $C = 2000 \cdot 10^{-12} \text{ F}$ ;  $Y = \omega C \cong 6,3 \cdot 10^{-5}$ ].

tor o zredukowanej do minimum pojemności międzyuzwojeniowej, czyli—transformator ekranujący, to otrzymamy znaczne polepszenie sytuacji. Tak np. przy pojemności  $C = 0,5 \ \mu\mu\text{F}$  (łatwo osiągalnej w dobrych transformatorach ekranujących) i tej samej częstotliwości  $f = 5\ 000 \text{ Hz}$  otrzymalibyśmy  $\Delta p_K \cong 0$ ; w tych warunkach filtr będzie spełniał należycie swoje zadanie.

## 5. Wypadek szczególny 2.

Przypuśćmy, że do linii telefonicznej przyłączyliśmy pewien przyrząd pomiarowy ze wzmacniaczem w celu pomiaru napięcia na zaciskach  $ab$  linii. Ponieważ jeden zacisk wzmacniacza musi być uziemiony, przeto konieczne było zastosowa-



RYŚ. 24. DO WYPADKU SZCZEGÓLNEGO 2-60

nie transformatora. Aby nie obciążać linii, dobrano odpowiednią przekładnię transformatora (np. 1 :  $\sqrt{10}$ ). Aby zagwarantować dostatecznie duży opór wejściowy nawet dla najniższych częstotliwości, dołączono jeszcze 2 opory po  $5\ 000 \ \Omega$ . Z pomiaru oporów linii między jej zaciskami, oraz

między każdym z zacisków, a ziemią, otrzymano pewne wielkości (w pierwszym przybliżeniu — rzeczywiste), które po przeliczeniu na układ trójkątowy (rys. 17) dały opory, jak zaznaczono na rys. 24. Należy wyznaczyć wpływ pojemności międzyuzwojeniowej  $C$  transformatora na dokładność pomiaru.

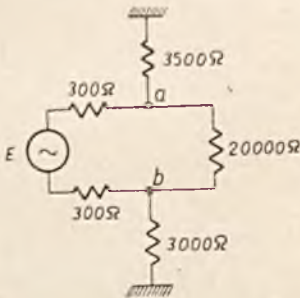
Wykonujemy obliczenia:

$$1. \hat{V}_{dc} \cong \frac{3,16}{2} \hat{E} = 1,58 \hat{E}, \text{ gdzie } \hat{E} \text{ oznacza SEM-ną źródła, zastępującego linię, przy czym } \hat{E} \cong \hat{V}_{ba};$$

$$2. \hat{\delta}_z = \frac{1}{2} \cdot \frac{3500 - 3000}{3500 + 3000}.$$

$$\frac{20000}{20000 + \frac{600 \cdot 6500}{7100}} = 0,0374 \text{ (rys. 25);}$$

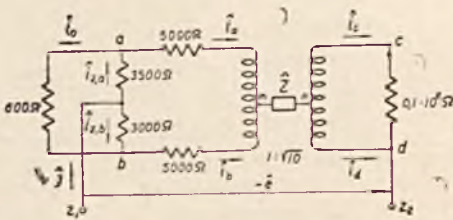
$$\hat{\delta}_0 = 0,5;$$



RYC. 25. DO OBLICZENIA SPÓŁCZYNNIKA  $\delta_z$  W WYPADKU 2.

3. \_\_\_\_\_

4. układamy równania dla układu trójkątowego, jak na rysunku 26., z których (w założeniu dostatecznie dużej indukcyjności uzwojeń transformatora) obliczymy



RYC. 26. DO OBLICZENIA ROZPLYWU PRĄDÓW W WYPADKU 2.

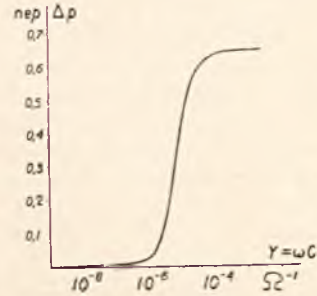
$$\hat{i}_c = -\hat{e} \cdot \frac{a \cdot \hat{Z}^4 + b \cdot \hat{Z}^3 + c \hat{Z}^2 + d \hat{Z} + e}{f \hat{Z}^5 + g \hat{Z}^4 + h \hat{Z}^3 + k \hat{Z}^2 + l \hat{Z} + m},$$

przy czym:

$$\begin{aligned} a &= 1 & f &= 5,34 \\ b &= 29,5 \cdot 10^3 & g &= 229,5 \cdot 10^3 \\ c &= 81 \cdot 10^6 & h &= 2750 \cdot 10^6 \\ d &= -4,07 \cdot 10^{12} & k &= -8,3 \cdot 10^{12} \\ e &= -30,4 \cdot 10^{15} & l &= -356 \cdot 10^{15} \\ & & m &= -1748 \cdot 10^{18} \end{aligned} \quad \hat{Z} = \frac{1}{j\omega C},$$

5 i 6. obliczamy napięcie dodatkowe na odbiorniku  $\Delta \hat{V}_{dc} = \hat{i}_c \cdot 0,1 \cdot 10^6$ , a następnie przy-

rost poziomu ze wzoru (10); oznaczając:  $Y = \omega C$ , otrzymamy wynik, przedstawiony na wykresie, rys. 27.



RYC. 27. PRZYRÓST POZIOMU W FUNKCJI Y DLA WYPADKU SZCZEGÓLNEGO 2.

Nie chcąc dopuścić do większych błędów pomiaru, należy, jak wynika z wykresu, uczynić  $Y = \omega C < 10^{-5}$ , co przy częstotliwości  $f = 10 \text{ kHz}$  odpowiada pojemności  $C \leq 160 \text{ pF}$ . W tym więc wypadku może być użyty zwykły transformator nieekranujący o pojemności międzyuzwojeniowej nie przekraczającej  $160 \text{ pF}$ . Dla wyższych częstotliwości, np. dla  $f = 50 \text{ kHz}$  pojemność międzyuzwojeniowa wypada  $C < 32 \text{ pF}$ ; w tym wypadku zwykły transformator nieekranujący może okazać się niewystarczający.

### 6. Wypadek szczególny 3.

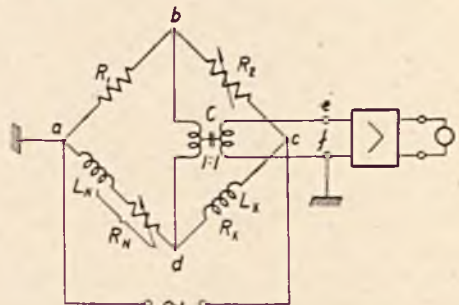
Niech będzie mostek do pomiaru indukcyjności i strat cewek, jak na rys. 28. Jeżeli pojemność międzyuzwojeniowa transformatora, włączonego między mostkiem a wzmacniakiem, równa się zero, to równowaga następuje, gdy:

$$R_1 [R_x + j\omega L_x] = R_2 [R_N + j\omega L_N] \quad (22)$$

Przyrównując do siebie odpowiednio części rzeczywiste i urojone obu stron równania, znajdujemy, że:

$$L_x = L_N \frac{R_2}{R_1} \text{ oraz } R_x = R_N \frac{R_2}{R_1}.$$

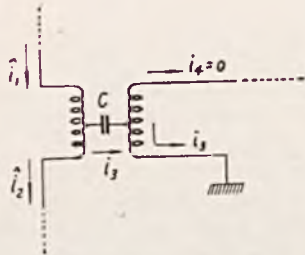
Jeśli jednak  $C \neq 0$ , to powstaje dodatkowa droga dla prądu, wskutek czego na zaciskach  $ef$  wzmacniacza zjawia się napięcie mimo, iż równanie (22) może być spełnione. Obliczymy wpływ  $C$



RYC. 28. MOSTEK DO POMIARU INDUKCYJNOŚCI I STRAT W CEWKACH (WYPADEK 3).

na dokładność pomiaru, nie posługując się jednak wcale dotychczas omówionymi sposobami. Otóż,

mimo istnienia pojemności  $C$  można, oczywiście, regulując np.  $R_2$  i  $R_N$  dobrać takie ich wartości, przy których napięcie  $\hat{V}_{fe} = 0$  (cisza w słuchawce). W tym stanie rzeczy strumień magnetyczny w transformatorze musi być równy zero (gdyż w przeciwnym wypadku byłoby  $\hat{V}_{fe} \neq 0$ ), jednak przez uzwojenia transformatora i pojemność  $C$  powinien płynąć prąd do ziemi; wynika stąd, że strumienie, wytworzone przez poszczególne prądy w transformatorze, muszą się całkowicie zniścić, czyli, że (rys. 29):



RYC. 29. ROZPLYW PRĄDÓW W TRANSFORMATORZE W WYPADKU CISZY W SŁUCHAWCE.

$$\hat{i}_1 z + \hat{i}_2 z \pm \hat{i}_3 z = 0. \quad (23)$$

W równaniu (23) poszczególne wyrazy oznaczają amperozwoje połówek uzwojeń. Znak +, lub - przy wyrazie 3-im zależy od kierunku nawinięcia uzwojenia wtórnego względem pierwotnego. Zatem równanie:

$$\hat{i}_1 + \hat{i}_2 \pm \hat{i}_3 = 0 \dots \dots (24)$$

wyraża warunek znoszenia się strumieni.

Z drugiej jednak strony z prawa Kirchhoffa mamy, że:

$$\hat{i}_1 - \hat{i}_2 - \hat{i}_3 = 0 \dots \dots (25)$$

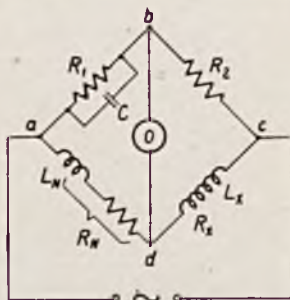
Z równań (24) i (25) wynika, że albo:

$$\hat{i}_2 = 0 \text{ — jeśli przyjąć znak } -, \text{ wtedy: } \hat{i}_1 = \hat{i}_3;$$

albo:

$$\hat{i}_1 = 0 \text{ — jeśli przyjąć znak } +, \text{ wtedy: } \hat{i}_2 = \hat{i}_3.$$

Tak więc, mimo ciszy w słuchawce płynie przez pojemność  $C$  i ziemię pewien prąd; prąd



RYC. 30. MOSTEK Z POJEMNOŚCIĄ SZKODLIWĄ  $C$ , DZIAŁAJĄCĄ RÓWNOLEGLE DO GAŁĘZI  $ab$ .

ten wpływa albo z zacisku  $b$ , albo z zacisku  $d$ , zależnie od sposobu przyłączenia uzwojenia wtórnego do wzmacniacza. W rezultacie, jeśli pominąć opór rzeczywisty uzwojeń transformatora, można stwierdzić, że pojemność dodaje się równoległe albo do gałęzi  $ab$ , albo do gałęzi  $ad$ . Roz-

patrzmy wynikiły błąd w wypadku pierwszym. Dla układu, jak na rys. 30 otrzymamy w wypadku równowagi:

$$\begin{bmatrix} R_1 \cdot \frac{1}{j\omega C} \\ R_1 + \frac{1}{j\omega C} \end{bmatrix} [R_x + j\omega L_x] = R_2 [R_N + j\omega L_N] \quad (26)$$

Przyrównując składowe rzeczywiste i urojone odpowiednio do siebie znajdziemy, że:

$$L_x = \frac{R_2}{R_1} [L_N + CR_1 R_N],$$

oraz

$$R_x = \frac{R_2}{R_1} [R_N - R_1 \omega^2 L_N C].$$

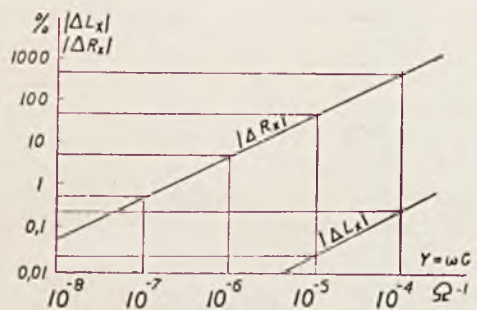
Przez porównanie otrzymanych wzorów ze wzorami dla wypadku idealnego otrzymamy, że procentowy błąd pomiaru indukcyjności wyniesie:

$$|\Delta L_x| = \frac{CR_1 R_N}{L_N} 100\% = \omega CR_1 \delta_N \cdot 100\%,$$

gdzie  $\delta_N = \frac{R_N}{\omega L_N}$ , zaś procentowy błąd pomiaru oporu:

$$|\Delta R_x| = \frac{R_1 \omega^2 L_N C}{R_N} 100\% = \frac{R_1 \omega C}{\delta_N} 100\%.$$

Na rys. 31 podano powyższe błędy w zależności od  $Y = \omega C$  i w założeniu, że  $\delta_N = 0,02$  oraz, że  $R_1 = 1000 \Omega$ . Jak widać, wpływ szkodliwy pojemności  $C$  odbija się przede wszystkim na pomiarze składowej rzeczywistej, podczas gdy błąd pomiaru indukcyjności jest niepomierne mniejszy.



RYC. 31. BŁĄD POMIARU W METODZIE MOSTKOWEJ SPOWODOWANY POJEMNOŚCIĄ MIĘDZYUZWOJENIOWĄ TRANSFORMATORA.

Rozpatrzone przykłady pozwalają docenić rolę transformatorów ekranujących. Streszczając to, cośmy powyżej powiedzieli, stwierdzimy, że zadaniem transformatora ekranującego jest przekazać od źródła do odbiornika właściwą moc, przechodzącą po przez transformator „drogą magnetyczną”, natomiast stworzyć za porę dla mocy, która mogłaby się przedostać do odbiornika za pośrednictwem prądów ziemnych.

Konstrukcja transformatora ekranującego jest tematem innego artykułu<sup>1)</sup>.

<sup>1)</sup> patrz: W. Nowicki i K. Sławiński „Konstrukcja transformatorów ekranujących“ w numerze bieżącym „Przeglądu Teletechnicznego“.



# ZE STOWARZYSZENIA TELETECHNIKÓW POLSKICH.

W ubiegłym miesiącu, po przerwie wakacyjnej, została wznowiona działalność Zarządu S. T. P. i jego agend. Na zebraniu Zarządu w dn. 15 września b. r. ustalono program prac na okres jesienny, omówiono projekt wycieczki zbiorowej, oraz postanowiono powołać Komisję Statutową, której przewodnictwo powierzono p. inż. F. Nowickiemu.

W dniach 2 i 3 października b. r. zorganizowano dla członków S. T. P. i ich rodzin dwudniową wycieczkę do Grudziądza i Bydgoszczy. W pierwszym dniu zwiedzono w okolicach Świecia trasę kabla dalekosiężnego, układanego przez spółdzielnię „Grupa Techniczna”. Dzięki starannym i szczegółowym przygotowaniom, poczynionym przez Kierownictwo Budowy—uczestnicy wycieczki mieli możliwość dokładnego zapoznania się z kolejnymi etapami montażu kabla. W drugim dniu wycieczki zwiedzono Fabrykę kabli w Bydgoszczy, przy czym źródłowych wyjaśnień udzielali specjaliści—inżynierowie, uruchamiając dla demonstracji, pomimo dnia świątecznego, odpowiednio maszyny i urządzenia. Następnie uczestnicy wycieczki udali się do Biskupina, skąd po obejrzeniu niezwykle interesujących wykopaliisk, tegoż wieczoru, w miłym nastroju wrócili do Warszawy.

Działalność odczytowa została dorocznym zwyczajem za-inaugurowana odczytem p. prof. R. Trechcińskiego p. t. „Szczególne zagadnienia z automatyki tonowej”, wygłoszonym w dn. 29 września w lokalu Państwowej Szkoły Teletechnicznej przy ul. Nowogrodzkiej.

Zgłosili deklaracje na członków Stowarzyszenia pp.:

Inż. Bieniek Kazimierz	wprowadzają: P. M. Grąbczewski
	inż. St. Ignatowicz
Inż. Drzewiński Wiktor	„ inż. H. Gąsowski
	inż. Z. Szpigler
Inż. Fabiszewski Henryk	„ inż. L. Dąbski
	inż. W. Hryszkiewicz
Kpt. Gac Adam	„ inż. St. Ignatowicz
	inż. H. Pomirski
Inż. Rawlik Borys	„ inż. St. Ignatowicz
	inż. H. Pomirski
Inż. Wojciechowski Bogumił	„ inż. St. Ignatowicz
	inż. J. Silberstein.†

## PRZEGLĄD PISM.

### SKRÓTY.

- A. P. T. T. Annales des Postes, Télégraphes et Téléphones.  
 B. S. T. J. Bell System Technical Journal.  
 E. N. T. Elektrische Nachrichten-Technik.  
 E. T. Z. Elektrotechnische Zeitschrift.  
 H. E. Hochfrequenztechnik und Elektroakustik.  
 I. E. S. T. Izwiestja Elektropromyslenosti Słabago Toka.  
 J. T. Journal des Télécommunications.  
 P. E. Przegląd Elektrotechniczny.  
 P. R. Przegląd Radiotechniczny.  
 Prz. W. T. Przegląd Wojskowo-Techniczny. Łączność.  
 R. T. T. Revue des Téléphones, Télégraphes et T. S. F.  
 S. B. B. Schwachstrom Bau- und Betriebstechnik.  
 T. P. Telegraphen-Praxis.  
 V. N. Veröffentlichungen aus dem Gebiete der Nachrichtentechnik.  
 Z. F. Zeitschrift für Fernmeldetechnik, Werk und Gerätebau.

### TEORIA I POMIARY.

- Twierdzenie z zakresu teorii czwórników. J. Riordan, S. T. J., Nr. 3, 303, 37.  
 Współczesne postępy fizyki. Część XXXI. Moment kątowy (spin) atomów i elektronów. K. K. Darrow, B. S. T. J., Nr. 3, 319, 37.  
 Wykład ostatnich postępów teorii budowy jądra atomowego. Postępy elektrofizyki. E. T. Z., Nr. 31, 860, 37.  
 Krótki przegląd ostatnich zdobyczy fizyki: optyki elektronowej, fizyki jądra atomowego, ferromagnetyzmu, akustyki i elektroakustyki.  
 O krzywej zapadowej rezonatora magnetostrykcyjnego. I. Simon, H. E., Nr. 2 (8), 54, 37.  
 Pomiar kątów fazowych i mocy przy wysokich częstotliwościach metodą elektrooptyczną. E. Brake, E. N. T., Nr. 7, 232, 27.  
 Logarytmiczny woltomierz superheterodynowy dla małych napięć prądów szybkozmiennych. W. Kautter, E. N. T., Nr. 8, 253, 37.  
 Pole elektryczne o budowie śrubowej. H. Buchholz, E. N. T., Nr. 8, 264, 37.  
 Obliczenie układu korekcyjnego. B. K. Dempt, I. E. S. T., Nr. 8, 35, 37.  
 Wzory i przykład obliczenia korektora niskiej częstotliwości,

służącego do poprawienia przebiegu krzywej tłumienia w funkcji częstotliwości na obwodach radiofonicznych.

Zastosowanie rozwinięcia na szereg Fouriera do badania stanów przejściowych w filtrach. P. Poincelot, A. P. T. T., Nr. 8, 721, 37.

Stan pertraktacji międzynarodowych w sprawie ujednostajnienia metod pomiarowych zakłóceń radiofonicznych. K. Hagenhaus, V. N., Nr. 3, 437, 37.

Nowe teletechniczne przyrządy pomiarowe. U. Hennecke i A. Haag, T. P., Nr. 16, 259, 37.

Nowe przyrządy pomiarowe Siemens, opisy ogólne i fotografie.

### ELEKTROAKUSTYKA.

Badania naukowe nad mikrofonami i słuchawkami. E. H. Colpitts, B. S. T. J., Nr. 3, 251, 37.

Ogólny wykład obecnego stanu studiów elektroakustycznych nad mikrofonami i słuchawkami. Właściwości fizyczne mowy i śpiewu; stosunki energetyczne. Wrażliwość ucha ludzkiego w funkcji częstotliwości. Metody badania aparatów telefonicznych. Rozwój aparatów telefonicznych.

Polepszenie akustyki w kościołach. R. Forberger, E. T. Z., Nr. 34, 926, 37.

Metody badania błędów akustycznych w kościołach, sposoby polepszenia warunków akustycznych, projektowanie urządzeń głośnikowych.

Nowa metoda świetlnej reprodukcji dźwięków. T. Korn, E. N. T., Nr. 7, 248, 37.

Opis aparatury dźwiękowej, stosowanej przez Państwowy Instytut Telekomunikacyjny do zegarynek i t. p.

Zasadnicze właściwości aparatów do obiektywnego pomiaru hałasów. A. Labrousse, A. P. T. T., Nr. 8, 677, 37.

Wybór i podział skali pomiarowej. Ton i poziom mocy, w odniesieniu do którego wykonywa się pomiary. Charakterystyki w funkcji częstotliwości. Prawo sumowania różnych dźwięków składowych. Charakterystyki dynamiczne. Kierunkowość mikrofonu.

Tablice praktyczne z zakresu akustyki technicznej. G. H. Domsch, V. N., Nr. 3, 433, 37.

Zestawienie wzorów i danych liczbowych z zakresu: szybkości dźwięków, natężenia pola akustycznego, zjawisk zachodzących w pomieszczeniach zamkniętych, rezonatorów.

*Metody pomiarów akustycznych ze szczególnym uwzględnieniem pomiarów aparatów telefonicznych.* H. Panzerbieter, V. N., Nr. 3, 443, 37.

*Zasadnicze pojęcia i jednostki pomiarowe akustyki technicznej.* R. Berger, Z. F., Nr. 8, 128, 37.

Wyjaśnienie zasadniczych pojęć akustyki technicznej.

*Badanie częstotliwości dźwięków za pomocą spektrometru akustycznego.* W. W. Diefenbach, T. P., Nr. 14, 215, 37.

Opis nowej przenośnej aparatury do analizy dźwięków, umożliwiającej wykonanie badania w ciągu ułamka sekundy, a więc nadającej się również do badania dźwięków krótkotrwałych.

*Nowe aparaty do rejestrowania dźwięków.* W. W. Diefenbach, T. P., Nr. 14, 220, 37.

Ogólny opis aparatury systemu Philips-Miller.

### CENTRALE TELEFONICZNE.

*Podstawy techniki schematów telefonicznych (dok.).* Führer, S. B. B., Nr. 7, 97, 37.

Sygnały schematów przy impulsowaniu oddalnym prądem akustycznym. Wymagania transmisyjne, stawiane schematom telefonicznym: zasilanie mikrofonu, opór pozorny i tłumienie, symetria. Autor podaje, że tłumienie mostka zasilającego (przełączniki A i B) w pierwszym wybieraku grupowym centrali niemieckich wynosi zaledwie 0,015 nepera przy 800 okr./sek; tłumienie spowodowane przez okablowanie średniej centrali i pojemności poprzeczne kabli stacyjnych i pól wielokrotnych wynosi 0,08 nepera; ogółem przeciętne tłumienie przejścia przez centralę automatyczną jest 0,15 nepera.

*Szmerzy powstające w obwodach sznurowych central automatycznych.* S. B. B., Nr. 7, 102, 37 i Nr. 8, 115, 37.

Przegląd przyczyn powstawania szmerów i wpływu różnych czynników: zły styki ślizgowe i ich oliwienie, zanikanie (fading) na stykach suchych (bez prądu stałego), czyszczenie styków, odkurzanie pomieszczenia centrali, wpływ wilgotności powietrza, urządzenia klimatyczne.

*Niemieckie centrali abonentowe typu 76a, 76b i 73 (dok.).* S. B. B., Nr. 7, 103, 37 i Nr. 8, 117, 37.

Dokończenie szczegółowego opisu schematów centralek i awiz. *Urządzenie probiercze i pomiarowe dla centralek automatycznych.* K. H. Hansen, T. P., Nr. 15, 227, 37.

Opis urządzenia, służącego do sprawdzania centralek abonentowych wszelkich wielkości. Podany jest dokładny opis wraz ze schematami.

### LINIE TELEFONICZNE.

*Transmisja prądów wysokiej częstotliwości po linii trójfazowej przy jednofazowym załączeniu aparatury wysokiej częstotliwości.* J. R. Ginc, I. E. S. T., Nr. 8, 45, 37.

Badania teoretyczne nad warunkami pracy telefonii nośnej i urządzeń do pomiarów i sterowania oddalnego na liniach wysokiego napięcia.

*Równoważniki linii telefonicznych napowietrznych o upływności nie równej zeru i linii nie jednorodnych. (Uzupełnienie pracy R. Hoyta).* M. Manjineanu, A. P. T. T., Nr. 8, 699, 37.

Autor dowodzi, że metoda Hoyta obliczenia równoważników nie może być stosowana do linii, posiadających pewną upływność, i wyprowadza wzory do obliczenia równoważników bądź według stałych linii jednorodnej bądź też według krzywej oporu pozornego w funkcji częstotliwości linii nie jednorodnej.

*Urządzenia telefonii i telegrafii nośnej nowego kabla podmorskiego pomiędzy Australią a Tasmanią.* Ralph i Hughes, R. T. T., Nr. 161 (8—9), 632, 37.

Opis urządzeń końcowych, zainstalowanych na podmorskim kablu współosiowym o długości przeszło 250 km, z jedną stacją wzmacniakową po środku; urządzenia te dają 5 obwodów telefonicznych zwykłych, jeden obwód radiofoniczny i 7 duplexowych obwodów telegraficznych. Urządzenia dostarczone były przez firmę Standard.

*Redukcja ilości żył rezerwowych w kablach miejskich.* R. T. T., Nr. 161 (8—9), 677, 37.

Opis nowej metody budowy sieci miejskich z szafkami buforowymi, opracowanej przez koncern Ericssona.

*Gazy trujące w studzienkach kablowych.* C. E. Richards, S. B. B., Nr. 8, 122, 37.

Powstawanie gazów w kanalizacji kablowej. Wykrywanie gazów. Działanie gazów trujących (dwutlenku węgla).

*Pokrywy studzienek kablowych.* H. Axmacher, T. P., Nr. 13, 198, 37.

Przegląd różnych typów pokryw, stosowanych przez niemiecki zarząd pocztowy w różnych okresach, oraz typów obecnie znormalizowanych. Artykuł ilustrowany jest licznymi rysunkami.

*Pomiary różnic poziomów.* Kelly, T. P., Nr. 14, 209, 37.

*Uszkodzenia słupów teletechnicznych przez samochody.* E. Schneider, T. P., Nr. 14, 211, 37.

*Miernik tłumienia echa.* T. P., Nr. 15, 232, 37.

Opis i schematy niemieckiego aparatu do kontroli równoważników.

*Międzynarodowa konferencja wielkich sieci wysokiego napięcia (9-a sesja, Paryż 24 czerwca—3 lipca 1937 r.).* J. T., Nr. 8, 213, 37.

Omówienie zagadnień, poruszanych na konferencji, a mających związek z oddziaływaniem sieci silnopiędowych na teletechniczne. Zagadnienia telefonii nośnej na przewodach wysokiego napięcia.

### OBWODY SZEROKOWIDMOWE.

*Zastosowanie linii współosiowych i zrównoważonych do filtrów i transformatorów szerokowidmowych dla wysokich częstotliwości.* W. P. Mason i R. A. Sykes, B. S. T. J., Nr. 3, 275, 37.

Zastosowanie linii współosiowych jako elementu o równomiernie rozłożonych stałych i wysokim stosunku pomiędzy oporem pozornym a omowym daje znaczne korzyści przy budowie selektywnych filtrów i transformatorów. Autorzy podają metody obliczenia takich układów oraz krzywą tłumienia filtru współosiowego, zastosowanego w połączeniu krótkofalowym Provincetown—Green Harbor w celu wykorzystania tej samej anteny jako nadawczej i odbiorczej.

*Wzmacnianie bardzo szerokich zakresów częstotliwości.* H. Pieplow, E. N. T., Nr. 7, 225, 37.

Zasady budowy wzmacniaka oporowego o właściwościach liniowych.

### RADIO.

*Pomiary radioodbiorników.* H. Jungfer i H. Köpfe, E. T. Z., Nr. 30, 809, 37.

*Próba usunięcia zakłóceń radiowych, pochodzących z linii wysokiego napięcia na ograniczonym odcinku.* F. Conrad, E. T. Z., Nr. 30, 813, 37.

*Podatność na zakłócenia odbiorczej instalacji radiowej i uziemienie rury, podtrzymującej antenę.* F. Bergtold, E. T. Z., Nr. 30, 817, 37.

*Wyniki marcowego zebrania ekspertów Międzynarodowego Komitetu Specjalnego Zakłóceń Radiofonicznych.* H. Harbich, E. T. Z., Nr. 30, 820, 37.

*Bezpieczeństwo komunikacji lotniczej.* F. W. Petzel, E. T. Z., Nr. 33, 894, 37.

*Urządzenia telekomunikacyjne w służbie lotnictwa niemieckiego.* F. Hentschel, E. T. Z., Nr. 33, 898, 37.

*Lotnicze stacje lądowe radiogoniometryczne.* W. Robra, E. T. Z., Nr. 33, 901, 37.

*Urządzenia ułatwiające lądowanie samolotów.* H. J. Zetzmann, E. T. Z., Nr. 33, 904, 37.

*Zamorska stacja radiowa dla komunikacji lotniczej.* H. Friedrich, E. T. Z., Nr. 33, 907, 37.

*Lotnicze radiostacje nadawcze.* L. Benkert, E. T. Z., Nr. 33, 909, 37.

*Aparaty radiowe na pokładzie samolotów komunikacyjnych.* R. Brüger, E. T. Z., Nr. 33, 915, 37.

*Lotnicza służba meteorologiczna.* K. Bringmann, E. T. Z., Nr. 33, 917, 37.

*Nowe niemieckie centrale meteorologiczne.* H. J. Zetzmann (streszczenie), E. T. Z., Nr. 33, 920, 37.

*Antena wielokrotna dla odbioru krótkofalowego.* H. T. Friis i C. B. Feldman, B. S. T. J., Nr. 3, 337, 37.

Radiogoniometria za pomocą impulsów. H. Plendl, H. E., Nr. 2 (8), 37, 37.

Opis metody, pozwalającej wyeliminować błędy nocne radiogoniometrów.

Wytwarzanie drgań elektronowych za pomocą diody z siatką. E. Djakov, H. E., Nr. 2 (8), 41, 37.

Charakterystyki dynatronu. H. H. Meinke, H. E., Nr. 2 (8), 50, 37.

Badania anten pionowych z pojemnościami poziomymi. F. Vilbig i K. Vogt, H. E., Nr. 2 (8), 58, 37.

Dynamika promieni elektronowych, sterowanych poprzecznie i podłużnie. F. W. Gundlach, H. E., Nr. 2 (8), 65, 37.

Istota zakłóceń atmosferycznych. E. V. Appleton i F. W. Chapman (streszczenie), H. E., Nr. 2 (8), 67, 37.

Interferencja modulowanych drgań wysokiej częstotliwości. E. Prokott, H. E., Nr. 2 (8), 69, 37.

Badanie oddziaływania wzajemnego anten romboidalnych. B. W. Braude, I. E. S. T., Nr. 8, 1, 37.

Zagadnienie zniekształceń radiotelefonii krótkofalowej, spowodowanych przez zanikanie. M. P. Dołuchanow, I. E. S. T., Nr. 8, 16, 37.

Rozwój i przyszłość techniki budowy radioodbiorników. W. E. Steidle, V. N., Nr. 3, 401, 37.

Radioodbiorniki na rok 1937. A. Schöne i E. Steffens, V. N., Nr. 3, 404, 37.

Ogólne linie rozwojowe radioodbiorników wyrobu Siemens, Opisy i schematy modeli tegorocznych.

Przesyłanie programów radiowych abonentom po przewodach za pomocą fal nośnych. E. Buchmann, V. N., Nr. 3, 405, 37.

Obecny stan techniki radiofonii przewodowej, która w Niemczech rozwija się coraz szybciej przy wielkim zainteresowaniu zarządu pocztowego. Właściwości kabli abonentowych z punktu widzenia prądów szybkozmiennych. Wybór częstotliwości nośnych. Układ sieci radiofonicznej przewodowej. Warunki energetyczne w tej sieci. Urządzenia techniczne stacji nadawczej, stacji wzmacniakowej i u abonentów. Wzmacniaki szerokowidmowe.

Regulacja dynamiki na stacjach radiofonicznych nadawczych. H. G. Thilo i M. Bidlingmaier, V. N., Nr. 3, 417, 37.

Punkty gwizdu przy odbiorze superheterodynowym. W. Röhr, V. N., Nr. 3, 425, 37.

Szum powstający podczas ruchu suwaka w opornikach regulacyjnych. H. Sachse, V. N., Nr. 3, 429, 37.

Pomiary anten wspólnych. K. Müller i O. Schneider, V. N., Nr. 3, 459, 37.

Nadbrzeżna centrala radiokomunikacyjna w Gdyni. T. Jaskólski, P. R., Nr. 17—18, 111, 37.

Ogólny opis urządzeń technicznych i warunków pracy radio-centrali w Gdyni.

Sprzężenie zwrotne małej częstotliwości w lampie głośnikowej. A. Launberg, P. R., Nr. 17—18, 115, 37.

Aparatura pomiarowa do badania zakłóceń radiofonicznych. S. B. B., Nr. 7, 106, 37.

Obsługa abonentów radiowych (przyczynek do sprawy zwalczania zakłóceń radiowych). Pommert, T. P., Nr. 13, 196, 37.

Zakłócenia radiowe: ich przyczyny i zwalczanie. R. Loerzer, T. P., Nr. 16, 245, 37.

Trzy konferencje międzynarodowe w sprawach radiokomunikacji w lotnictwie. J. T., Nr. 8, 218, 37.

## TELEWIZJA.

Nowe nadajniki telewizyjne. R. T. T., Nr. 161 (8—9), 689, 37.

Ogólne informacje o nowym systemie telewizyjnym, zawierającym 2 (lub więcej) układy fotoelektryczne, czynne na przemian, co umożliwia uzyskanie obrazów bardziej plastycznych, podobnie jak przy zdjęciach stereoskopowych.

## TELEGRAFIA.

Rozwój fototelegrafii w r. 1936. T. P., Nr. 15, 234, 37.

Przegląd rozwoju fototelegrafii w Europie i Ameryce.

## TELETECHNIKA WOJSKOWA.

Służba polowa oddziałów łączności (III). M. J., Prz. W. T., Nr. 2 (8), 561, 37.

Budowa linii polowej konno. J. Mazur, Prz. W. T., Nr. 2 (8), 599, 37.

O łączności w marszu ubezpieczonym. T. S. Lange, Prz. W. T., Nr. 2 (8), 610, 37.

Łączność w nowej niemieckiej instrukcji dowodzenia. J. Kurpisz, Prz. W. T., Nr. 2 (8), 614, 37.

Odnaki pamiątkowe. M. Wargalla, Prz. W. T., Nr. 2 (8), 631, 37.

Łączność w rozkazach pułku piechoty. Weber (streszczenie), Prz. W. T., Nr. 2 (8), 635, 37.

Parę uwag w sprawie artykułu p. inż. Stanisława Bładowskiego p. t. „Maskowanie świateł w obronie przeciwlotniczej”. J. Pawlikowski, P. E., Nr. 17, 927, 37.

Uwagi o statych wojskowych urządzeniach telefonicznych. Neder, S. B. B., Nr. 8, 115, 37.

Organizacja wykonywania urządzeń telefonicznych dla jednostek wojskowych przez zarząd pocztowy. Wymagania lokalowe stawiane pomieszczeniom, w których mają stanąć centrali wojskowe. Budowa sieci wojskowej. Wykonanie centralk.

## PRZEMYSŁ TELEKOMUNIKACYJNY.

Zależność od temperatury obrotowych kondensatorów powietrznych. W. Gohlke, E. N. T., Nr. 8, 258, 37.

Opis metody pomiarowej, umożliwiającej wyznaczenie współczynnika temperatury kondensatorów obrotowych z dokładnością do 3—6%.

Mokre kondensatory elektrolityczne. A. A. Pietrowskij, I. E. S. T., Nr. 8, 40, 37.

Charakterystyczne właściwości kondensatorów, wykonywanych przez amerykańskie firmy Solar i Radio Corporation oraz w Rosji. Stateczność termiczna mas przesycających w kondensatorach papierowych. A. F. Walter, L. D. Inge i D. W. Czelustkina, I. E. S. T., Nr. 8, 53, 37.

Jako masy impregnacyjne autorzy zbadali parafinę, galowaks i cerezynę.

Nowe wykonanie baterii anodowej o zwiększonej pojemności. K. Schenkel, V. N., Nr. 3, 449, 37.

Zachowanie się kondensatorów papierowych przy wyższych częstotliwościach. L. Linder i J. Schniedermann, V. N., Nr. 3, 453, 37.

Kontrola części składowych, używanych do budowy radioodbiorników. S. Janzen i W. Schröter, V. N., Nr. 3, 467, 37.

Przebieg kontroli fabrycznej drobnego radiosprzętu. Technika fabrykacji sprzętu radiofonicznego. H. Kage, V. N., Nr. 3, 471, 37.

Szczegółowe rozważania na temat organizacji produkcji, oparte na doświadczeniach fabrykacyjnych Siemens.

Uwagi o opornikach, kondensatorach i cewkach. H. Nottebrock, V. N., Nr. 3, 481, 37.

Przegląd (katalog rozumowany) części do radioodbiorników, wykonywanych przez fabrykę Siemens.

Nowe doświadczenia z rdzeniami z sirufery. H. Nottebrock i O. Wiegand, V. N., Nr. 3, 499, 37.

Kondensatory elektrolityczne. J. Lindner, P. E., Nr. 17, 913, 37.

Budowa kondensatorów elektrolitycznych, właściwości z podkreśleniem różnic pomiędzy kondensatorami elektrolitycznymi a zwykłymi, rynkowe typy kondensatorów elektrolitycznych, zastosowania, metody pomiarowe.

Proces realizowania prototypu w laboratorium badawczym. J. M. Archange, R. T. T., Nr. 161 (8—9), 660, 37.

Autor—współpracownik paryskiej fabryki Standarda—przedstawia kolejne etapy powstawania i realizacji wynalazku w wielkim zakładzie przemysłowym.

Niemiecki eksport aparatów telefonicznych i telegraficznych. E. Barth, Z. F., Nr. 8, 131, 37.

Zestawienie danych statystycznych o eksporcie niemieckiego przemysłu telekomunikacyjnego do poszczególnych krajów europejskich i pozaeuropejskich.

Druty emaliowane w teletechnice. W. Roewer, T. P., Nr. 14, 217, 37.

Zalety drutów emaliowanych w porównaniu z drutami w oprzędzie. Wyrób drutów emaliowanych. Badanie jakości drutów.

*Kronika firmy Telefunken.* T. P., Nr. 16, 246, 37.

Dzieje firmy Telefunken, czołowej niemieckiej wytwórni radiotechnicznej i jednej z największych wytwórni radiotechnicznych świata, w okresie 1903—1936.

### EKSPLLOATACJA I STATYSTYKA.

*Postępy telekomunikacji.* E. T. Z., Nr. 31, 855, 37.

Przegląd postępów telekomunikacji, zwłaszcza w Niemczech, w ostatnich latach: telegrafia abonencka, telefonia nośna na kablach, radiotelefonia i telewizja.

*Postępy telekomunikacji w r. 1936 (dok.).* A. P. T. T., Nr. 8, 729, 37.

Postępy radiotelegrafii, radiotelefonii i radiofonii oraz telewizji.

*Ustawa radiofoniczna i opłaty radiowe (dok.).* W. Brehm, T. P., Nr. 13, 193, 37 i Nr. 14, 212, 37.

### RÓŻNE.

*Znaczenie łączności telefonicznej dla walki z pożarami.* E. Frey, R. T. T., Nr. 161 (8—9), 652, 37.

Dalszy ciąg opisu szwajcarskiego systemu publicznej instalacji pożarowego alarmu telefonicznego.

*Kompas magnetyczny i kompas żyroskopowy (d. c.).* Lewden, R. T. T., Nr. 161 (8—9), 671, 37.

*Nowoczesne kombinowane urządzenia sygnalizacji przeciwpożarowej i kontroli dozorców.* B. Buck, Z. F., Nr. 8, 121, 37.

*Ogólne porównanie pneumatycznych poczt patronowych i transporterów mechanicznych w zastosowaniu do transportu wewnętrznego w wielkich gmachach.* H. Schwaighofer, Z. F., Nr. 8, 125, 37.

*Dzieło Marconiego,* J. T., Nr. 8, 223, 37.

Charakterystyka działalności i zasług Marconiego.

## NOWINY TELETECHNICZNE.

### NIEMIECKI EKSPORT TELETECHNICZNY.

Dla niemieckiego przemysłu telekomunikacyjnego rynki zagraniczne są kwestią pierwszorzędnej znaczenia. Dążenia autarkiczne wielu krajów, trudności dewizowe, pozwolenia przywozowe i kontyngentowanie handlu zagranicznego są bardzo poważną przeszkodą, ujemnie wpływającą na eksport; rząd niemiecki czyni nieustanne wysiłki, by zwiększyć możliwości eksportowe, udzielając kredytów eksportowych i zawierając porozumienia kompensacyjne. W wyniku tych wysiłków, a w pewnym stopniu również i pod wpływem poprawy koniunktury, wywóz zagraniczny wyrobów przemysłu telekomunikacyjnego w r. 1936 wzrósł, osiągając poważną dla gospodarki niemieckiej sumę powyżej 40 milionów marek.

Eksport aparatów i central telefonicznych wynosił wagowo w r. 1934—768,5 tonn, w r. 1935—995,1 t i w r. 1936—1066,8 t wartości 14491000 marek (przeszło 30 milionów złotych). Wśród odbiorców na pierwszym miejscu stoi Holandia, eksport do której wynosi 2774000 marek, na drugim miejscu Włochy (1757000 marek), na trzecim Grecja (1277000 marek), na czwartym odległe Chiny (1007000 marek), na dalszych miejscach Bułgaria (656000 marek), Rumunia (641000 marek), Iran (509000 marek), Austria (494000 marek), Finlandia (459000 marek). Z państw bałkańskich również i Jugosławia zakupuje poważne ilości sprzętu telefonicznego w Niemczech; poza tym na liście odbiorców nie brak chyba żadnego państwa europejskiego. Polska jest jednym z najsłabszych odbiorców, uwzględnionych w tablicy statystycznej, gdyż zakupiła w r. 1936 sprzęt telefoniczny o wartości 30000 marek (około 60000 zł), co trudno uważać za sumę, mającą większe znaczenie dla naszego rynku. Wolne Miasto Gdańsk reprezentowane jest w statystyce z liczbą dwukrotnie większą niż Polska. Państwa stosunkowo wysoko uprzemysłowione jak Anglia, Francja, Belgia, Szwajcaria, Szwecja, Czechosłowacja są również poważnymi klientami niemieckich fabryk telefonicznych.

W powyższym zestawieniu uderzająco wysokie miejsce zajmuje Grecja; tłumaczy się to przede wszystkim faktem, że koncern Siemens prowadzi w Grecji eksploatację sieci telefonicznych, co daje mu oczywiście sytuację monopolistyczną na tamtejszym rynku.

Wśród państw zamorskich na czoło odbiorców wysuwają się Chiny, Iran, Japonia, Urugwaj, Brazylia, Argentyna, Indie Holenderskie i Brytyjskie, Unia Południowo-Afrykańska.

Eksport aparatury telegraficznej odgrywa rolę znacznie mniejszą niż sprzętu telefonicznego; zamyka się on w całości sumą 920000 marek, z czego 30% wywieziono do Holandii, reszta do Norwegii, Włoch, Szwajcarii, Belgii, mniejsze ilości do Danii, Finlandii, Polski, Jugosławii, Hiszpanii, Czechosłowacji i in.

Eksport sprzętu i urządzeń radiowych stanowi lwią część całego eksportu telekomunikacyjnego. W r. 1934 wynosił on 3525,7 tonn, w r. 1935—3748,0 t, a w r. 1936—3828,5 t o wartości 27945000 marek (blisko 60 milionów złotych). Wśród

państw importujących na pierwszym miejscu znajduje się Holandia (3455000 marek), na drugim Szwecja (2649000 marek), dalej Francja (2399000 marek), Norwegia (1480000 marek), potem Finlandia, Belgia i inne państwa europejskie i pozaeuropejskie. Posiadane dane statystyczne nie precyzują, na jaką sumę importują z Niemiec wyroby radiotechniczne Polska i Wolne Miasto Gdańsk.

Ogólnie rzecz ujmując rok 1936 był dla niemieckiej polityki eksportowej w dziale przemysłu telekomunikacyjnego stosunkowo niezły, zwłaszcza przy uwzględnieniu ogromnych trudności, na jakie napotyka handel międzynarodowy. Rok bieżący, jak spodziewają się Niemcy, będzie rokiem dalszej poprawy, gdyż możliwości eksportowe i zapotrzebowania krajów importujących są bardzo wielkie, a celowa polityka rządu zmierza do usuwania przeszkód na drodze eksportu, który jest ważkim czynnikiem rozkwitu przemysłu niemieckiego.

[Z. F. 8, 1937]

### NIE PRZEWODZĄCY PRZEWÓD.

Doprowadzenie do anteny wykonywa się zwykle za pomocą dwuprzewodowej linii zasilającej, zwanej (z angielskiego) feeder. Linia taka składa się bądź z dwóch przewodów w układzie symetrycznym, bądź też z dwóch rurek współosiowych; w każdym wypadku przesyłanie prądów szybkozmiennych odbywa się za pomocą przewodów metalicznych.

W ostatnich czasach opracowano w laboratoriach amerykańskich (Bell Telephone Laboratories) nowy typ linii przesyłowej, o tyle niezwykły, że nie zawierający żadnych przewodów metalicznych. Nowy tor składa się z materiału izolacyjnego o stałej dielektrycznej dość wysokiej i o bardzo małej przewodności, może to być np. guma lub parafina zmieszana z mikią.

Pomiędzy średnicą rury izolacyjnej, stanowiącej tor, a częstotliwością przesyłanych prądów istnieje określona zależność. Tak np. tor o średnicy 6 cm dobrze przewodzi falę nośną 17,1 cm (1750 milionów okr/sek), modulowaną sygnałami telewizyjnymi o szerokości pasma 2 miliony okr/sek. Dla częstotliwości jeszcze wyższych średnicę toru trzeba zmniejszyć.

Fale przechodzą przez tor podobnie jak i w powietrzu, gdyż tor też jest wykonany z dielektryku, jednak przy odpowiednim dla danych częstotliwości doborze średnicy, fale nie zdradzają tendencji do promieniowania i cała energia skupia się wewnątrz rury torowej. Fale innej częstotliwości dają pole dokola toru i następuje promieniowanie, podobnie jak przy przepływie prądów szybkozmiennych po przewodzie metalicznym; w miarę wzrastania częstotliwości (przy tej samej średnicy toru) proces promieniowania staje się coraz intensywniejszy.

Szybkość transmisji fal wewnątrz toru jest z reguły mniejsza niż szybkość światła, aczkolwiek można dobrać taki dielektryk, by szybkość była równa szybkości światła.

Względy konstrukcyjno-mechaniczne zmuszają do wprowadzenia metalu do budowy torów nowego typu, gdyż trudno

byłoby wykonać dłuższą linię np. z samej gumy; to też z zewnętrznej strony rury torowej daje się ekran metalowy lub rurę metalową. Doświadczenia wykazały, że ekran taki nie odgrywa istotnej roli przy przesyłaniu prądów.

Wytłumaczenie istoty działania nowego toru sprowadza się do następującego rozumowania: jeśli stosuje się sam tylko dielektryk bez ekranu metalowego, granica oddzielająca dielektryk użyty na tor, od ośrodka działa jak powierzchnia zwierciadlana odbijająca, uniemożliwiająca promieniowanie na zewnątrz. Jeśli stosuje się ekran metalowy, pomaga on skoncentrować energię, gdyż pole elektryczne znajduje się tylko wewnątrz niego.

Tor dielektryczny ma jakoby odegrać poważną rolę w technice fal centymetrowych, która w ostatnich latach jest dziedziną coraz intensywniejszych studiów i doświadczeń. Tor taki mógłby być również wykorzystany dla przesyłania telefonii wielokrotnej, gdyż stanowi on coś w rodzaju obwodu szerokowidmowego.

[I. E. S. T. 8, 1937].

## ROZWÓJ SZWAJCARSKIEJ SIECI KABLI DALEKOSIĘŻNYCH.

Pomimo daleko posuniętego skablowania głównych linii telefonicznych międzymiejstowych, zarząd pocztowy szwajcarski prowadzi w dalszym ciągu rozbudowę swej sieci kablowej. Obok dwóch głównych arterij: Genewa—St. Gall i Bazylea—Chiasso, stanowiących osi podstawowe międzymiejstowej sieci telefonicznej, buduje się obecnie arterie wtórne, obsługujące większe miasta, a zarazem stanowiące drogi rezerwowe na wypadek uszkodzenia arterij głównych.

Szwajcaria francuska w swych połączeniach telefonicznych z Bernem i całą wschodnią częścią państwa zależna była dotychczas od magistrali, biegnącej z Genewy do Berna przez Lozannę, Payerne i Morat. Uruchomienie nowego kabla międzymiejstowego Yverdon—Bienne obecnie uzupełnia budowaną już od lat magistralę Lozanna—Olten, składającą się z odcinków poprzednio wykończonych: Olten—Soleure, Soleure—Bienne i Lozanna—Yverdon.

Obecnie można tworzyć wiązki obwodów pomiędzy Genewą i Lozanną a Zürichem i Bazyleą bądź przez Bern—Olten, bądź przez Neuchatel—Olten, bądź też przez Neuchatel—Bienne, przy wykorzystaniu kabla, biegnącego przez Jurę przez Pierre-Pertuis i dolinę Birse.

Nowy kabel Yverdon—Bienne o długości 67 km zawiera 68 par, dających 96 obwodów telefonicznych i 4 specjalne obwody muzyczne. Dla kabla tego wybudowano w Neuchatel nową stację wzmacniakową, 18-ą z kolei w Szwajcarii, o pojemności 40 wzmacniaków.

Poza kablem Yverdon—Neuchatel—Bienne, łączącym odcinki Yverdon—Lozanna i Bienne—Bazylea lub Bienne—Olten, wybudowano kable okręgowe, zasilające drobniejsze ośrodki zbliżone do trasy kabla magistralnego. [J. T. 8, 1937]

## POSTĘPY PRODUKCJI RADIOODBIORNIKÓW.

Ogromny rozwój ilościowy produkcji radioodbiorników, udoskonalenie metod produkcji i techniki pomiarów i kontroli, fabrycznej pozwoliły uzyskać bardzo wydadne polepszenie jakości sprzętu radiotechnicznego przy nie mniej wydatnym obniżeniu cen. Wpłynęło to bardzo korzystnie również i na inne gałęzie teletechniki, wykorzystujące zdobycze fabrykacyjne radiotechniki dla swoich celów.

Postępy produkcyjne wykazują poniższe przykłady, zaczerpnięte ze stosunków niemieckich.

1. W okresie ostatnich 10 lat dokładność wykonania kondensatorów obrotowych powietrznych wzrosła 10-krotnie i wynosi obecnie 0,1% dozwolonego odchylenia od wartości nominalnych; równocześnie koszt wyprodukowania wskutek udoskonalenia metod fabrykacyjnych zmalał 10-krotnie.

2. Dzięki zastosowaniu kondensatorów elektrolitycznych objętość kondensatorów stałych użytych do filtrów zmalała o 80%, ciężar—o 85%, cena o 75%.

3. Ekranowane cewki wysokiej częstotliwości dzięki wprowadzeniu specjalnych rdzeni zmniejszyły objętość o 55%, poprawiły jakość o 100%; tolerancje indukcyjności zmniejszono 50-krotnie, cena spadła o 70%.

4. Transformatory sieciowe staniały o 50%, a jakość ich pozostała bez zmiany.

5. Obciążalność oporników z masy wzrosła o 75% a cena spadła o 70%. Są one wykonywane tak, że nie obawiają się ani wilgoci ani wysokiej temperatury; stałość wartości elektrycznych jest znacznie poprawiona, tolerancje oporu—wydatnie zmniejszone.

7. Zastosowanie głośników dynamicznych zamiast magnetycznych pozwoliło rozszerzyć reprodukowany zakres częstotliwości o 2 oktawy (jedna w zakresie tonów niskich, jedna—wysokich); wydajność głośników wzrosła o 700%; charakterystyki głośników są znacznie korzystniejsze niż dawniej; ceny spadły o 20—30%.

Powyższe przykłady wydają się uzasadnieniem poglądu, że radioodbiorniki są stosunkowo bardzo drogie, gdyż ceny ich bynajmniej nie spadają w tym stosunku, co ceny części składowych. Jednak pogląd ten jest o tyle fałszywy, że radioodbiorniki, dzisiaj spełniają zupełnie inne wymagania niż dawniejszei Tak np. tegoroczny model superheterodyny jednej z czołowych firm niemieckich wykazuje w porównaniu z modelem z przed 10 lat, teje samej firmy i w tej samej cenie, następującą poprawę właściwości charakterystycznych.

1. Czułość wzrosła 100-krotnie.

2. Selektowność wzrosła 75-krotnie.

3. Moc wyjściowa jest 6 razy większa niż w modelu z przed 10 lat.

4. Reprodukowane pasmo częstotliwości rozszerzono o 2 oktawy.

7. Strojenie aparatu—jednogalkowe—jest niezwykle uproszczone i udostępnione jak najszerszej publiczności.

6. Aparat ma samoczynną regulację antyfadeingową i regulację siły głosu. Aparat ma skalę wycechowaną według nazw stacji i oświetloną, regulowaną szerokość pasma reprodukowanego, antenę sieciową, optyczny wskaźnik dostrojenia, regulację barwy dźwięków.

7. Zewnętrzne wykonanie aparatu jest wręcz nieporównywalne z modelami dawnymi.

W ten sposób postępy produkcji radioodbiorników przejawiają się przede wszystkim nie tyle w obniżeniu cen, ile w udostępnieniu szerszym warstwom modeli jak najbardziej udoskonalonych za cenę równą dawniejszym cenom modeli nieporównanie gorszych. Przy stosunkowo nieznacznych obniżkach cen publiczność otrzymuje towar co raz doskonalszy.

[V. N. 3, 1937]

## NIEMIECKI ZARZĄD POCZTOWY W POSZUKIWANIU INŻYNIERÓW.

Poprawa koniunktury w Niemczech spowodowała brak wykwalifikowanych sił technicznych m. in. w resorcie pocztowym, ściślej mówiąc, telekomunikacyjnym. Aby zjednać młodych inżynierów teletechników, zarząd pocztowy nie może już liczyć na naturalny dopływ z wolnego rynku, lecz zmuszony jest zorganizować pewne formy zapewnienia sobie świeżego narybku. Przed kilkoma miesiącami uruchomiono specjalne kursy do kształtujące, na których inżynierowie elektrycy szkoleni są w dziale teletechniki. Nie zadawając się tym, zarząd pocztowy przyjmuje obecnie w charakterze praktykantów młodych ludzi, posiadających świadectwa maturalne i mogących się wykazać odbytą 2-letnią praktyką w zakładach precyzyjno-mechanicznych lub elektrotechnicznych. Praktykanci tacy skierowani są do wyższych zakładów naukowo-technicznych i otrzymują specjalny dodatek na studia, tak obliczony, by praktykant mógł studiować bez pomocy finansowej rodziców. Przyjmowani są również studenci wydziałów elektrycznych politechnik w charakterze praktykantów i otrzymują natychmiast po zaangażowaniu dodatek na studia. Po ukończeniu politechniki młodzi inżynierowie zapoznają się praktycznie z pracą w komórkach organizacyjnych i ruchowych zarządu pocztowego w dziale telekomunikacji.

Zapotrzebowanie inżynierów teletechników jest bardzo duże. Urządzenia telekomunikacyjne nieustannie są rozbudowywane i doskonalone, powstają nowe dziedziny pracy np. ostatnio telewizja i radiofonia przewodowa; wszystko to wymaga wielkiego napływu sił wysoko kwalifikowanych, nie mówiąc już o procesie zastępowania ubytku naturalnego przez nowe siły.

[T. P. 16, 1937].

## MOŻLIWOŚCI TECHNICZNE TELEWIZJI.

Telewizja wymaga zastosowania pośredniego sposobu przesyłania fal świetlnych, gdyż przesyłanie ich bezpośrednio nie

jest możliwe. Sposobem pośrednim, umożliwiającym telewizję w pomieszczeniach zamkniętych bez względu na warunki atmosferyczne, porę dnia i w pewnym sensie odległość, jest jak dotąd jedynie zastosowanie jako fal nośnych—fal elektromagnetycznych znacznie dłuższych niż świetlne. Zmusza to do podwójnej przemiany: fal świetlnych na elektryczne w nadajniku i fal elektrycznych na świetlne w odbiorniku. O jakości telewizji decydują więc dwa zasadnicze czynniki: fizykalne właściwości układów elektrooptycznych i stan techniki fal elektrycznych.

Nie może być nawet mowy obecnie o tym, by technika mogła podrobić naturalne procesy widzenia, polegające na równoczesnym odbiorze niezliczonych fal świetlnych. Technika telewizyjna oparta jest na zjawisku bezwładności oka ludzkiego, zachowującego przez pewien czas otrzymane wrażenia świetlne, i zjawiska równoczesne w warunkach naturalnych zastępuje sztucznie zjawiskami kolejnymi, dbając jedynie o zachowanie odstępów czasu fizjologicznie uzasadnionych.

Aby uzyskać wrażenie ruchu, trzeba czas przesyłania jednego obrazka ograniczyć do 1/25 sekundy. Konieczność przesłania w tak krótkim czasie wszystkich punktów świetlnych obrazu stwarza bardzo wysoką częstotliwość modulacyjną (świetlną)—tym wyższą, im ostrzejszy chcemy mieć obraz t. j. im subtelniej dokonywany jest rozkład obrazu na punkty. Najwyższa częstotliwość przenoszona jest równa 0,5 gn, gdzie n oznacza ilość obrazków na sekundę, a g ilość punktów, z których obraz się składa. W początkowych stadiach telewizji przyjmowano  $n = 12,5$  obr/sek, a  $g = 2000$  punktów; obecnie przyjmuje się  $n = 25$ , zaś  $g = 40000$ , co odpowiada szerokości pasma modulacyjnego 1 miliona okr/sek. Można się spodziewać, że w przyszłości n pozostanie równe 25 obr/sek, zaś g wzrośnie do 160000, co da szerokość pasma modulacyjnego 4 miliony okr/sek. Nawet przy takiej analizie wyrazistość telewizyjnej nie osiągnie jeszcze wartości, jaką daje kino współczesne, wystarczy jednak dla niemal zupełnej (90%) zrozumiałości i poznawalności wszystkich szczegółów obrazu.

Przesyłanie pasma modulacyjnego o takiej szerokości zmusza do zastosowania fal ultrakrótkich. Najodpowiedniejsze są fale o długości około 7 m. Fale te można wytwarzać o dostatecznie wielkich mocach, a z drugiej strony ich propagacja nie podlega jeszcze zbyt wydatnie prawom optyki geometrycznej. Przy obecnym stanie techniki fale te przy zastosowaniu odpowiednio wysokich anten umożliwiają zasilanie telewizyjnej strefy w promieniu 70—100 km dokoła nadajnika. Dalsze powiększenie pasma modulacyjnego (subtelniejsza analiza obrazu) zmusiłoby do powiększenia mocy nadajnika powyżej możliwych obecnie granic.

Układy transformujące elektrooptyczne ograniczały przez długi czas możliwości wysubtelniania analizy (rozkładu obrazu na punkty świetlne), a to ze względu na nieosiągnięcie dostatecznej jasności punktów świetlnych. W ostatnich czasach jednak układy te zostały o tyle udoskonalone, że przestały być przeszkodą w zwiększaniu ostrości obrazu. Postęp wyrzcił się w zastąpieniu zwykłych komórek fotoelektrycznych—komórkami wielostopniowymi z powielaniem emisji wtórnej, zaś komórki Kerra i lamp jarzeniowych—rurą Brauna. Największym postępem było wprowadzenie elektrycznych metod analizy obrazów za pomocą promieni katodowych. Ikonoskop Zworykina dzięki zastosowaniu akumulacji energii świetlnej umożliwił telewizję bezpośrednią (bez filmu pośredniego) stosunkowo słabo oświetlonych obiektów przy wysokiej ilości punktów na obraz. Udało się tak obniżyć wymagane naświetlenie, że dziś można przeprowadzać wyraźną telewizję każdej sceny, która mogłaby być fotografowana w zwykły sposób. Ikonoskop jest narzędziem, zadowalającym nawet z punktu widzenia przyszłych wymagań telewizji wysokowartościowej, bez względu na jej rodzaj: scenicznej, filmowej, a nawet scen pod gołym niebem.

[E. F. D. 46, 1937]

## HANDEL APARATAMI TELEFONICZNYMI W JAPONII.

W ubiegłym roku wykonano w Japonii zaledwie 10% nowych połączeń abonentnych w porównaniu z ilością zgłoszeń; powodem tego jest wyczerpanie pojemności central telefonicznych i sieci miejskich. Rząd projektuje wydatną rozbudowę sieci miejskich i międzymiastowych; projekt obejmował program robót w najbliższym pięcioleciu, wydaje się jednak wątpliwe, by mógł być zrealizowany, gdyż działalność gospodarza Japonii pochłonięta jest na razie koniecznością zaspakajania potrzeb, bezpośrednio związanych z akcją wojenną w Chinach.

Wobec niemożliwości uzyskania aparatu telefonicznego w drodze normalnej rozwinął się handel aparatami, ściślej mówiąc numerami. Handel taki, prowadzony przez specjalne biura maklerskie, istniał w Japonii od dawna, obecnie zaś ceny aparatów zaczęły gwałtownie iść w górę. Na przedmieściach Tokio aparat kosztował w jesieni 1936 r.—500 yen, w początku r. b.—650 do 750 yen.

Wielkie zapotrzebowanie aparatów i bardzo mała podaż każą przypuszczać, że ceny aparatów będą nadal się podnosiły. Handel aparatami ma charakter giełdowy, ceny wahają się w bardzo krótkich odstępach czasu; tak np. gdy pewna instytucja pragnęła uzyskać nowe połączenie z centralą miejską, oferty maklerów opiewały zrana na 900 yen, a tego samego dnia wieczorem na 950 yen. Przeciętna cena maklerska wynosiła w końcu 1936 r.—850 yen, a w końcu stycznia r. b.—1030 yen; w ciągu paru tygodni nastąpił wzrost cen o 20%. Przewiduje się, że w niedalekiej przyszłości cena dojdzie do 1500 yen.

Najwyższe ceny aparatów telefonicznych były przed 16 laty w r. 1920, gdy za aparat płacono 3450 yen; po okresie spadku nastąpił nowy szczyt w r. 1924, gdy aparat kosztował 2800 yen.

Dziwne te z europejskiego punktu widzenia stosunki trwają jak widać od lat, nie budząc widocznie szczególnego zaniepokojenia japońskiego zarządu pocztowego.

[E. F. D. 46, 1937].

## ANGIELSKI SYSTEM KABLOWEJ TELEFONII NOŚNEJ.

W laboratoriach brytyjskiego zarządu pocztowego opracowano nowy system kablowej telefonii nośnej (system Nr. 4), którego myślą przewodnią jest zwiększenie ilości obwodów telefonicznych czterodrutowych w kablach istniejących. W przeciwieństwie do systemu 12-krotnego (patrz „Przeгляд Tele-techniczny” Nr. 9/1937 str. 286), wymagającego odrębnych kabli dla obu kierunków rozmowy, system Nr. 4 wymaga jedynie, by w kablu przy zastosowaniu par lub czwórek ekranujących utworzono grupy przewodów przychodzących i wychodzących.

Najwyższa częstotliwość przesyłana wynosi 16000 okr/sek; system Nr. 4 pozwala na jednym obwodzie czterodrutowym uruchomić obok połączenia zwykłego 4 połączenia nośne. Przy częstotliwościach stosunkowo niskich opłaca się stosować pupinizację kabla, oczywiście tak obliczoną, by częstotliwość graniczna była nieco powyżej 20000 okr/sek. Jeśli jednak kabel zawiera żyły grubsze, umożliwiające pracę telefonii nośnej przy danych odległościach pomiędzy stacjami wzmacniakowymi, w takim razie bardziej korzystne jest zaniechanie pupinizacji. Owodny uzyskane za pomocą prądów nośnych mogą wchodzić w skład długich połączeń międzynarodowych, a przeto obowiązuje w stosunku do nich wszystkie te same wymagania, co i w stosunku do obwodów zwykłych.

By jak najbardziej zwięzić całkowity zakres częstotliwości przesyłanych, Anglicy nie przyjęli systemu opartego na zastosowaniu częstotliwości wielokrotnych w stosunku do 4000 okr/sek, lecz obrali następujące częstotliwości:

tor 1—rozmowa zwykła—pasma przesyłane 300—2600 okr/sek;

tor 2 — częstotliwość nośna 6000 — pasmo przesyłane 3400—5700;

tor 3—częstotliwość nośna 9200—pasma przesyłane 6600—8900;

tor 4—częstotliwość nośna 12500 — pasmo przesyłane —9900—12200;

tor 5—częstotliwość nośna 16000 — pasmo przesyłane —13400—15700.

Jak widać odstęp pomiędzy poszczególnymi pasmami wynosi zaledwie 800—1200 okr/sek, co wymaga bardzo starannie wykonanych filtrów o stromych charakterystykach tłumienia w funkcji częstotliwości. Przesyłane są zawsze tylko dolne pasma modulacyjne. Wadą systemu jest to, że synchronizacja częstotliwości nośnych nie jest tak łatwa, jak w wypadku zastosowania wielokrotności częstotliwości podstawowej.

Wzorem wszystkich niemal nowych urządzeń system Nr. 4 stosuje do modulacji i detekcji układy prostownikowe, eliminujące częstotliwość modulującą (akustyczną) i falę nośną.

Dla wspólnego wzmacniania wszystkich torów, nie wyłączając akustycznego, opracowano wzmacniak z odsprężeniem

(ujemnym sprzężeniem zwrotnym), dwustopniowy wobec potrzebnego znacznego wzmocnienia, spełniający wszelkie wymagane warunki ze względu na szerokość pasma wzmacnianego, wielkość i stateczność wzmocnienia, zawartość harmonicznych, opór pozorny, niezależność od wahań napięć zasilających. Wzmacniak z odsprężeniem okazał się w danym zastosowaniu bardzo korzystny. Dla systemu Nr 4 opracowano końcowy tłumik echa, nadający się również i do innych systemów nośnych, gdyż przy wielokrotnym wykorzystaniu przewodów zwykle tłumiki echa, umieszczone po środku obwodu nie mogą być stosowane. [E. F. D. 46, 1937].

## WPLYW LINII SILNOPRĄDOWYCH NA TELETECHNICZNE.

Zagadnienie szkodliwego oddziaływania linii silnoprowodowych wysokiego napięcia na linie teletechniczne jest tematem wszechstronnych studiów, prowadzonych intensywnie w różnych państwach, a koordynowanych przez specjalną komisję międzynarodową, w której również i Polska jest reprezentowana. Poniżej przedstawiony jest pokrótce obecny stan tych badań i znane sposoby ochronne.

Zakłócenia przenoszą się z obwodów silnoprowodowych na teletechniczne za pośrednictwem pola elektrycznego lub magnetycznego. Linia silnoprowodowa wytwarza pole elektryczne, jeśli potencjały poszczególnych przewodów są niesymetryczne względem siebie i względem ziemi np. przy odprowadzeniu jednofazowym lub uszkodzeniu jednego przewodu. Pole magnetyczne powstaje, gdy prądy w poszczególnych przewodach są niesymetryczne. Szczególnie dokuczliwe zakłócenia dają wyższe harmoniczne (3, 9, 15, 21 i t. d.).

Niebezpieczne oddziaływanie linii silnoprowodowej na teletechniczne może przejawiać się w różnych formach:

1) zetknięcie przewodów teletechnicznych z silnoprowodowymi niskiego napięcia; środkiem ochronnym jest stosowanie na skrzyżowaniach drutów izolowanych lub uziemionych siatek ochronnych;

2) zetknięcie z przewodami wysokiego napięcia; dla ochrony należy budować linie w punktach skrzyżowania w sposób szczególnie solidny, stosować podwójne izolatory, wymagać wyższych współczynników bezpieczeństwa elektrycznego, a nawet w pewnych sytuacjach kablować przewody teletechniczne, co zresztą jest bardzo niepożądane ze względu na odbicia;

3) powstawanie niebezpiecznego napięcia wskutek silnych prądów ziemnych; napięcie rzędu 300 V (i wyżej) jest już niebezpieczne dla abonentów i obsługi urządzeń teletechnicznych; stan taki może trwać nawet stosunkowo dość długo, gdyż wyłączniki automatyczne w sieciach elektrycznych niekiedy parokrotnie wyłączają i włączają uszkodzony odcinek linii, zanim go ostatecznie odetną; mogą powstawać również bardzo silne trzaski, wywołujące szoki nerwowe u telefonistek i abonentów; wartości liczbowe indukowanych napięć zależą od rodzaju gruntu, oporu ziemi, odległości i t. d., można je wyliczyć na podstawie badań oporu ziemi w danej okolicy; cewki Petersena stosowane w sieciach elektrycznych znacznie redukują niebezpieczeństwo; w urządzeniach teletechnicznych dla ochrony można stosować: nie uziemianie bolców izolatorów, przerywanie drutu uziemniającego na wysokości około 30 cm nad powierzchnią ziemi, włączanie izolatorów do uziemionych drutów odciągowych, zamykanie linii przenośnikami, specjalne zabezpieczenia od trzasków z lampkami neonowymi o napięciu zapłonu 150—250 V i spadku napięcia 30 V; kable powinny mieć opancerzenie miedziane lub ze specjalnych gatunków żelaza;

4) powstawanie szmerów i szumów, przeszkadzających w rozmowie; głównym źródłem tych zakłóceń są nieparzyste harmoniczne; układ trójkątowy daje zwarcie dla harmonicznych; poza tym głównym środkiem ochronnym jest jak najstarsze wyrównoważenie obwodów telefonicznych;

5) wielokrotne uziemienie sieci silnoprowodowej ma niewielkie znaczenie przy sieciach wysokiego napięcia, natomiast w sieciach niskiego napięcia uziemienie przewodu zerowego, używanego do uziemienia odbiorników energii u abonentów elektrowni, powoduje poważne zakłócenia; w razie uszkodzenia na przewodzie zerowym mogą powstawać spadki napięć rzędu kilkudziesięciu woltów; uziemienia centralek wiejskich powinny być z tych względów odległe przynajmniej o 10 m od urządzeń silnoprowodowych; najlepszym środkiem ochronnym jest stosowanie specjalnych wyłączników automatycznych, działających gdy tylko popłynię prąd do ziemi;

6) grzejniki i boilery przemysłowe i domowe z reguły powodują powstawanie prądów ziemnych; napięcia stosowane w tych urządzeniach dochodzą do 11 000 V, zaś moce wynoszą kilkaset kW;

7) prostowniki rtęciowe stosowane obecnie na napięcia do 20 000 V i prądy o natężeniu do 16 000 A mają zawsze po stronie prądu stałego składowe zmienne, np. przy układzie 12-fazowym—600, 900 i 1 200 okr/sek, zaś po stronie prądu zmiennego wyższe harmoniczne częstotliwości podstawowej; jako środek ochronny stosuje się obwody rezonansowe dla częstotliwości najwybitniej występujących;

8) trakcja elektryczna wywiera ostatnio wpływ mniej groźny dzięki rozwojowi prostownikowych stacji bez obsługi i zmniejszeniu odstępów pomiędzy podstacjami;

9) tramwaje elektryczne w miarę zwiększenia ich ilości, ciężarów wozów i szybkości niszczą coraz bardziej kable przez korozję;

10) tramwaje bezszynowe (trolleybusy) są bardzo korzystne z punktu widzenia linii teletechnicznych;

11) przy zwarciu do ziemi w urządzeniu silnoprowodowym przez przewody uziemniające i całą konstrukcję budynku płynię prąd o bardzo dużym natężeniu; prąd 5 000 A nie jest tu niczym nadzwyczajnym, a przy oporze uziemienia rzędu 1 oma cały budynek otrzymuje w stosunku do ziemi napięcie 5 000 V; z tego względu wszystkie urządzenia teletechniczne muszą być bardzo starannie izolowane w stosunku do urządzeń silnoprowodowych; zaleca się zamykanie przewodów zewnętrznych przenośnikami na wysokie napięcie z zastosowaniem impulsowania indukcyjnego.;

12) w ostatnich latach coraz bliższe realizacji są projekty przesyłania energii elektrycznej na bardzo duże odległości za pomocą prądu stałego; mówi się o napięciach rzędu 400 000 V i mocach 1 000 000 kW; urządzenia takie byłyby bardzo niebezpieczne dla linii teletechnicznych, przede wszystkim ze względu na zastosowanie ziemi jako przewodu wzrotnego lub przynajmniej rezerwowego; przy równoległym przebiegu na odcinku 40 km z linią prądu stałego o tak wysokim napięciu nie mogłaby pracować żadna linia teletechniczna, nawet przy odległości paru km; w okolicy uziemienia potencjał ziemi byłby bardzo podwyższony, a kabli nie chronionych specjalnymi środkami nie można byłoby układać ze względu na niebezpieczeństwo szybkiego niszczenia przez elektrolizę.

[Z. F. 8, 1937]

## SIEĆ TELEFONICZNA HELSINGFORSU.

Sposób eksploatacji sieci telefonicznej Helsingforsu, liczącej obecnie przeszło 30 000 abonentów przyłączonych do szeregu central automatycznych miejskich i podmiejskich, daleko odbiega od przeciętnych form eksploatacyjnych: państwowej, komunalnej lub prywatnej, gdyż oparty jest na zasadach spółdzielczości. Wszystkie urządzenia zainstalowane w sieci stanowią własność związku abonentów „Helsingfors Telefonförening”. Udziałowcy nie otrzymują żadnej dywidendy, posiadanie udziału związane jest z posiadaniem telefonu, istnieją ograniczenia ilości głosów na zebraniach związku (nikt nie może mieć więcej niż 10 głosów bez względu na ilość udziałów)—wszystko to nadaje organizacji H. T. piętno organizacji społecznej, w której nie odgrywa roli moment zysku, H. T. płaci podatki państwowe i komunalne na równi z innymi przedsiębiorstwami prywatnymi, nie jest jednak wykorzystywane jako swoisty sposób opodatkowania użytkowników telefonu, jak to ma często miejsce przy eksploatacji państwowej lub komunalnej. Wszystkie zyski obracane są na dalszy rozwój sieci i usprawnienie jej urządzeń; zarząd wyłoniony przez udziałowców co roku kontroluje taryfę z punktu widzenia utrzymania zysku w określonych granicach.

Polityka taryfowa, wynikła na tle takich stosunków, jest tak prowadzona, że Helsingfors należy dziś do najbardziej „stelefonizowanych” miast świata (14 aparatów na 100 mieszkańców). Opłaty składają się z 2-ech części: opłaty podstawowej i opłaty za rozmowę. Opłata podstawowa wynosi dla udziałowców 160 marek fińskich rocznie (marka fińska równa się 11,5 gr.), dla nie udziałowców—460 marek. Opłata za rozmowę wynosi 18 penni (około 2 groszy). Opłata wstępna wynosi dla udziałowców 3 150 marek, w czym wliczona jest wartość udziału, dla nie udziałowców—500 marek. Jak widać różnica opłat

podstawowych daje udziałowcom 11-procentowe oprocentowanie udziałów. Opłaty wstępne oraz osiągnięte zyski wystarczają na finansowanie inwestycji, tak że na ogół nie zachodzi potrzeba zaciągania pożyczek lub korzystania z długoletnich kredytów.

Przy połączeniach podmiejskich—całkowicie zautomatyzowanych—stosuje się liczenie strefowo-czasowe; w strefie do 25 km opłata za każde 3 minuty wynosi 3 jednostki ( $3 \times 18$  penni), za każdą dalszą minutę 1 jednostkę.

Analiza gospodarcza urządzeń H. T. wykazała, że koszt numeru w strefie podmiejskiej jest przeszło dwukrotnie wyższy niż w mieście; wynika to z większych kosztów linii abonenckich, a również i ze zwiększonych stosunkowo kosztów urządzeń stacyjnych ze względu na daleko idącą decentralizację.

Automatyzację sieci Helsingforsu rozpoczęto w r. 1921; zastosowano system Siemens z numeracją 5-cyfrową. Sieć zawiera 3 centrale węzłowe (główne), 8 satelitowych—na peryferiach miasta i szereg centralk podmiejskich. Centrale satelitowe mają tylko wybieraki wstępne, translacje, trzecie wybieraki grupowe i wybieraki liniowe; pierwsze i drugie wybieraki grupowe są tylko w centralach głównych i każda rozmowa musi przechodzić przez te centrale.

Roczny przeciętny przyrost abonentów w okresie 1921—1936 wynosił 6%.

[F. F. T. 19, 1937].

### APARATURA DŹWIĘKOWA SYSTEMU PHILIPS-MILLERA.

Zakłady Philipsa rozpoczęły produkcję nowego typu aparatury dźwiękowej, opartej na zasadzie mechanicznej rejestracji dźwięków. Główne wytyczne podane były przez Amerykanina Millera, zaś wypracowanie w szczególności jest owocem kilkuletniej pracy laboratoriów Philipsa.

W nowej aparaturze jako materiał do zapisywania dźwięków zastosowana jest taśma filmowa, składająca się z 3-ch warstw: celuloidowej warstwy podstawowej, umieszczonej na niej warstwy żelatynowej i warstwy ochronnej, cienkiej i nieprzezroczystej. Szafirowy rysik, zakończony ostrzem w kształcie litery V, o bardzo dużym kącie rozwarcia ( $174^{\circ}$ ), po przez warstwę ochronną rysuje ślad na żelatynie. Podczas rejestrowania dźwięków taśma filmowa przesuwa się z szybkością, przyjętą w kinie dźwiękowym, zaś rysik szafirowy, poruszający się w kierunku prostym do płaszczyzny filmu wycina trójkątny wiór, przy czym zmienia się zarówno głębokość nacięcia jak i szerokość; zmiany szerokości są 40 razy większe niż zmiany głębokości i one właśnie decydują o wysokiej jakości akustycznej aparatury. Rysik umieszczony jest na kotwiczce, poruszającej się w polu elektromagnesów, przez uzwojenie których przepływają prądy akustyczne.

Zaletą aparatury jest, że reprodukcja dźwięków może odbywać się natychmiast po zarejestrowaniu, gdyż zbyteczna jest jakakolwiek dalsza obróbka filmu; reprodukcja odbywa się za pomocą zwykłej aparatury dźwiękowej z komórką fotoelektryczną. Aparatura umożliwia bardzo wierną rejestrację i reprodukcję wyższych częstotliwości i pod tym względem jakoby przewyższa aparatury, stosujące rejestrację fotoelektryczną. Dzięki znacznej stosunkowo szerokości żłobka (2 mm) i wydajnej kontrastowości uzyskuje się duże natężenie dźwięków. Uzyskanie dużych amplitud przy wyższych częstotliwościach możliwe jest dzięki zastosowaniu systemu rejestracji ze stałą amplitudą; amplituda żłobka zależy tylko od natężenia dźwięków, a nie zależy od częstotliwości.

Całkowite urządzenie systemu Philips-Millera składa się z mikrofonu taśmowego ze wzmacniakiem, czterostopniowego układu do mieszania dźwięków, skombinowanego z miernikiem modulacji, generatora częstotliwości z przyrządami pomiarowymi, źródeł prądu i właściwej aparatury rejestrującej dźwięki; aparatura ta z kolei składa się z silnika, przesuującego taśmę filmową z równomierną szybkością, układu elektromagnetycznego i rysika. Głębokość i szerokość żłobka może być regulowana

przez zmianę ustawienia rysika w stosunku do taśmy. W skład instalacji wchodzi również urządzenie synchronizujące aparaturę dźwiękową z kinową fotograficzną. Kontrola i obserwacja części ruchomych może odbywać się przy dziennym świetle, gdyż nie ma tu żadnych elementów światłoczułych.

Aparatury opisanego systemu znajdują zastosowanie w radiofonii do rejestrowania ciekawszych audycji w celu ewentualnego ich powtórzenia oraz dla celów archiwalnych.

[T. P. 14, 1937].

### FOTOTELEGRAFIA W STANACH ZJEDNOCZONYCH.

American Telephone and Telegraph Company już od paru lat eksploatuje—głównie do użytku prasy—sieć fototelegraficzną; praca odbywa się na obwodach telegraficznych o ogólnej długości około 13 000 km; do sieci przyłączone są liczne redakcje pism w 26 miastach. W przeciwieństwie do Europy, gdzie wskutek uchwał Międzynarodowego Komitetu Doradczego Telegraficznego wymieniono walcem w aparaturze fototelegraficznej na mniejszy, w Ameryce powiększono wymiary i obecnie stosuje się walce dające powierzchnię obrazu  $27,5 \times 42,5$  cm. Na 1 cal przypada 100 linii przy analizie obrazu, co odpowiada dawnemu podziałowi europejskiemu 4 linie na 1 mm (obecnie  $5\frac{1}{3}$  linii na 1 mm). Obraz o wymiarach  $20 \times 25$  cm rozbity zostaje przy takiej podziałce na 800 000 punktów świetlnych. Przy obwodzie walca równym 27,5 cm i szybkości analizowania 50 cm/sek otrzymuje się zakres częstotliwości od 0 do 1 000 okr/sek, zaś szybkość przesyłania obrazka wynosi 16 minut. Częstotliwość nośna wynosi 2 400 okr/sek; ponieważ do transmisji używa się tylko dolnego pasma modulacyjnego, do fototelegrafii mogą być używane wszelkie obwody telefoniczne. Układ sieci jest tak pomyślany, że każda z 26 aparatów, umieszczonych w różnych miastach, może nadawać obrazki do wszystkich pozostałych równocześnie. Wprowadzone udoskonolenia wpłynęły dodatnio na ostrość i wyraźność przesyłanych obrazków.

Radio Corporation of America uruchomiła niedawno połączenie fototelegraficzne na falach ultrakrótkich pomiędzy New Yorkiem a Filadelfią (około 150 km). Połączenie to zawiera 2 stacje przekazowe: w New Brunswick i Arneys Mount. Połączenie przeznaczone jest szczególnie do przesyłania tekstów pisanych lub drukowanych i zapewnia tajność. Przewidziane jest przedłużenie połączenia do Baltimore i Waszyngtonu.

Długość fal zastosowanych jest 3 metry; jedna częstotliwość nośna użyta jest do telekomunikacji w systemie wielotorowym, przy czym tory rozdziela się za pomocą filtrów. W chwili obecnej połączenie omawiane daje 2 obwody fototelegraficzne, 2 połączenia telegraficzne dalekopisowe i jedno połączenie telegraficzne szybkie.

Aparaty fototelegraficzne odbiorcze dają bezpośrednio fototelegram, przyciskając piórko do kalki, pod którą znajduje się papier, obracający się wraz z walcem. W ciągu minuty przesłana zostaje powierzchnia  $55$  cm<sup>2</sup>, co odpowiada 120 wyrazom.

Stacje przekazowe, potrzebne ze względu na mały zasięg fal 3-metrowych, pracują zupełnie automatycznie. Włączenie ich odbywa się przez wysłanie specjalnego sygnału, który dociera do stacji końcowej po uruchomieniu obydwóch stacji przekazowych, po czym powraca drugim torem (na innej fali), dając w ten sposób sygnał, stwierdzający, że połączenie gotowe jest do pracy.

Połączenie fototelegraficzne pomiędzy Londynem a New Yorkiem, które dotychczas służyło niemal wyłącznie do obsługi prasy, przystosowano przed rokiem do przesyłania tekstów reklam, które w ten sposób mogą równocześnie ukazywać się w dziennikach amerykańskich i europejskich; ma to znaczenie dla firm, które chcą równocześnie na obu kontynentach rozpocząć akcję reklamowo-propagandową, a dotąd były w tym skrzępowane koniecznością przesyłania klisz.

[T. P. 15, 1937].