

J

Nr 59.

Politechnika Warszawska

# WIEDZA I TECHNIKA

---

# TELEKOMUNIKACYJNE

---

MIESIĘCZNIK POPULARNY

WYDAWANY PRZEZ SEKCJĘ TELEKOMUNIKACYJNĄ STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH  
przy poparciu  
MINISTERSTWA POCZT i TELEGRAFÓW oraz MINISTERSTWA KOMUNIKACJI

---

Nr 1-2  
1950

15237

**Z m i a n a a d r e s u**

**Administracja Przeglądu Telekomunikacyjnego i Wiadomości Telekomunikacyjnych mieści się obecnie: Warszawa, Czackiego 3/5, Dom Technika, telefon 8.95.10/15 (Centrala NOT) wew. 1.**

# WIADOMOŚCI

# TELEKOMUNIKACYJNE

## MIESIĘCZNIK POPULARNY

WYDAWANY PRZEZ SEKCJĘ TELEKOMUNIKACYJNĄ STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH  
przy poparciu  
MINISTERSTWA POCZT I TELEGRAFÓW oraz MINISTERSTWA KOMUNIKACJI

### TREŚĆ Nr 1–2

	str.		str.
1. Kluby racjonalizatorskie — inż. K. Konwerska	1	4. Pomiar oporu pozornego mostkiem prądu zmiennego — inż. W. Zochowski	19
2. Woltomierze lampowe w miernictwie telekomunikacyjnym — inż. M. Łapiński	3	5. Co mówią praktycy	25
3. Radiokomunikacja stała — inż. P. Konopka	10	6. Pytania i odpowiedzi	29

Inż. KONWERSKA KRYSZYNA

## Kluby racjonalizatorskie

Nowe podejście mas robotniczych i rzesz techników do warsztatu pracy — podejście pełnoprawnego gospodarza, coraz głębiej gruntujące się zrozumienie, iż własny indywidualny dobrobyt osiągnie się najpewniej razem z dobrobytem całego społeczeństwa i wzrostem gospodarki narodowej — staje się potężnym impulsem wyzwalającym inwencję i siły twórcze mas.

Kształtujące się nowe, socjalistyczne podejście do pracy, która z jarmuza staje się sprawą honoru i walki o lepsze jutro, znajduje swój wyraz w rozszerzającym się współzawodnictwie pracy i w będącym jego pogłębieniem, ruchu racjonalizatorskim, które to czynniki stają się potężnymi dźwigniami naszego życia gospodarczego.

Jednym z podstawowych zadań naszej administracji, zarówno przemysłowej, jak również Resortu Poczty i Telekomunikacji jest — stworzenie odpowiednich ram, odpowiedniego klimatu dla coraz bardziej rozwijającego się ruchu racjonalizatorskiego.

Zarządzenie ministra Poczty i Telegrafów z dnia 16.XII 1949 r., zalecające administracji pomoc w organizowaniu Klubów Racjonalizatorskich — ma za zadanie unormowanie tej sprawy na Poczcie i w Telekomunikacji.

Dla wykonania tego zadania należy:

1. Zapewnić dostateczną pomoc techniczną przy opracowywaniu wynalazków pracowników.

2. Usprawnić i przyśpieszyć tempo załatwiania spraw związanych z oceną pomysłów, wypłacaniem premii i wprowadzaniem w życie pomysłów uznanych za pozytywne.

3. Przełamać konserwatyzm tej części kierownictwa, która nieufnie, a nawet niechętnie odnosi się do inicjatywy pracowników.

4. Zapewnić rozpowszechnienie doświadczeń jednego zakładu na pozostałe.

Boźcem dla pracy racjonalizatorów, miejscem, gdzie stworzą się odpowiednie warunki do nowych osiągnięć racjonalizatorskich, winien się stać Klub Racjonalizatorski.

Żeby spełnił swe zadanie, wszystkie czynniki zainteresowane, to jest: Związek Zawodowy, Administracja i Stowarzyszenie Branżowe muszą dać należytą opiekę, pomoc i środki do jak najlepszej pracy i rozwoju Klubów.

Z chwilą, gdy grupa co najmniej 15 aktywistów technicznych wyrazi chęć założenia Klubu, administracja winna zapewnić Klubowi: lokal, możliwość korzystania z biblioteki i obsługę techniczną przez fachowca o dostatecznych kwalifikacjach, wytypowanego wspólnie ze Związkiem Zawodowym i w porozumieniu z miejscowym

BIBLIOTEKA  
PULPERCU

Pl. Jedności 1

i.2.15237

9.59

Oddziałem Stowarzyszenia Elektryków Polskich.

Dobrze funkcjonujący Klub, obsługiwany należycie przez fachowca — winien stać się kuźnią nowych pomysłów, podnosić wiedzę fachową członków Klubu, zapobiegać marnotrawstwu energii wynalazczej na nieproduktywną pracę nierealnych pomysłów.

Związek Zawodowy terenu, na którym Klub istnieje, winien otoczyć opieką racjonalizatora. Racjonalizator, zwłaszcza taki, który aktywnie pracuje w zespole Klubu i własne doświadczenie przekazuje towarzyszom, winien mieć zapewnione pierwszeństwo przy awansach, urlopach, domach wczasów, przydziałach mieszkań — jednym słowem czuć, że jest otoczony wszechstronną i powszechną opieką.

Stowarzyszenie Branżowe, a w Telekomunikacji „Sekcja Telekomunikacyjna“ Stowarzyszenia Elektryków Polskich (SEP) ma również poważną rolę do spełnienia.

Jej zadaniem jest przede wszystkim podnoszenie wiedzy fachowej nie tylko członków Klubu, ale szerszych mas techników, monterów i robotników.

Członkowie Stowarzyszenia winni dopilnować, by zapoczątkowana przez Zarząd Sekcji akcja odczytowa nabrała należytego rozmachu.

Należy w miejscach pracy organizować odczyty, zarówno popularne, obliczone na większą ilość słuchaczy, jak również dbać o samokształcenie techników.

Opirając się na materiale odczytowym przesłanym przez Zarząd Sekcji „SEP-u“ w początkowej fazie akcji odczytowej, należy następnie do nadesłanego materiału odnieść się krytycznie i przekazać uwagi i krytykę dyskutantom — Zarządowi; wzbogacić materiał odczytowy zgłaszaniem tematów i gotowych odczytów.

Pozostaje do omówienia sprawa bodaj najważniejsza — to jest tematyka dla prac racjonalizatorów.

Ci, którzy aktywnie pracują w Komisjach Racjonalizatorskich przy rozpatrywaniu nadesłanych wniosków wiedzą, ile marnuje się energii twórczej na opracowywanie tematów dawno rozwiązanych, względnie racjonalizator, nie mający dostatecznego przygotowania, marnotrawi wielkie ilości energii na opracowanie skomplikowanych urządzeń, nie znajdujących i nie mogących znaleźć zastosowania.

Wydział Postępu Technicznego Ministerstwa P. i T. opracował tematykę dla racjonalizatorów, oczywiście w najogólniejszych tylko zarysach — przytaczam ją tutaj, rozumiejąc, że tematy te winny być stale uzupełniane i precyzowane.

## TEMATY DLA RACJONALIZATORÓW

### 1. Z zakresu napowietrznych linii międzymiastowych.

1. 1. Tanie łączenie drutów stalowych, zapewniające dobry i trwały styk oraz należyłą wytrzymałość mechaniczną.

1. 2. Kształt słupów żelbetowych, sposoby zamocowania osprzętu oraz przybory do wchodzenia na te słupy.

1. 3. Urządzenie do spawania przewodów napowietrznych.

### 2. Z zakresu kabli dalekonośnych i okręgowych.

2. 1. Pług do układania w ziemi kabli igielitowych.

2. 2. Złącza na kablach igielitowych.

2. 3. Praktyczne osłony złącz kondensatorowych.

### 3. Z zakresu linii miejskich.

3. 1. Tanie zamocowanie na słupie linki do kabli.

3. 2. Urządzenie do łączenia żył kablowych.

### 4. Z zakresu stacyj wzmacniakowych.

4. 1. Urządzenia przyczyniające oszczędność w użyciu energii elektrycznej i lamp.

4. 2. Zdalne włączanie i przełączanie wzmacniaków radiowych.

### 5. Z zakresu radiokomunikacji.

5. 1. Usprawnienia nadawań z wielokrotną powtórką tekstu.

5. 2. Ekonomia w użyciu taśmy telegraficznej.

5. 3. Ograniczenie biegu luzem zespołów radiokomunikacyjnych.

5. 4. Ekonomia zużycia w zespołach radiowych, części zapasowych, lamp elektronowych, materiałów konserwacyjnych oraz energii elektrycznej.

5. 5. Usprawnienie obsługi eksploatacyjno-technicznej w ośrodkach radiowych.

### 6. Z zakresu telefonicznej techniki i służby stacyjnej.

6. 1. Prefabrykacja drabinek kablowych.

6. 2. Usprawnienia w instalowaniu kabli stacyjnych.

6. 3. Ujednostajnienie wtyczek i gniazdek liniowych dla dalekopisów różnych typów.

6. 4. Narzędzia ułatwiające prace teletechniczne.

### 7. Z zakresu administracji i gospodarki materiałami i sprzętem teletechnicznym.

7. 1. Uproszczenie sprawozdań techniczno-pieniężnych.

7. 2. Rozplanowanie magazynów i sprzętu w magazynach z punktu widzenia ekonomii pracy.

Na zakończenie zwracam się z apelem do racjonalizatorów, Członków Klubów Racjonalizatorskich i Kolegów czynnie zainteresowanych ruchem racjonalizatorskim — o nadsyłanie uwag do redakcji naszego pisma, które otwiera dział poświęcony Ruchowi Racjonalizatorskiemu.

Mgr. Inż. ŁAPIŃSKI MARIAN

# Woltomierze lampowe w miernictwie telekomunikacyjnym

## 1. Omówienie ogólne.

W telekomunikacji spotykamy się przy pomiarach napięć z następującymi okolicznościami:

- mierzone napięcia są bardzo często małe rzędu mikrowoltów;
- źródło mierzonego napięcia jest o dużym oporze wewnętrznym;
- zakres częstotliwości, w jakim odbywają się pomiary, jest od 0 do ok. 200 MHz;
- czas trwania mierzonego napięcia w niektórych pomiarach jest ograniczony np. do kilku milisekund, jak to ma miejsce przy pomiarach wartości szczytowych napięcia występującego przy normalnej audycji.

Okoliczności te spowodowały, że największe zastosowanie w miernictwie telekomunikacyjnym znalazły woltomierze lampowe, w których głównym elementem jest lampa elektronowa, wykorzystywana jako prostownik, bądź jako detektor lub też jako wskaźnik zerowy.

Woltomierze lampowe pozwalają na pomiar bardzo małych napięć, pobierają ze źródła napięcia mierzonego bardzo mało mocy, pozwalają na pomiar w dużym zakresie częstotliwości, specjalne zaś układy pozwalają na pomiar napięć krótkotrwałych i niepowtarzalnych, tzw. napięć impulsów.

Z powodu tak dużych możliwości pomiarowych woltomierze lampowe stały się nieodzownym sprzętem w telekomunikacji.

## 2. Zasada pracy woltomierzy lampowych.

Woltomierze lampowe pracują według jednej z następujących zasad:

**zasada prostowania**, w której mierzone napięcie zmienne jest prostowane, a otrzymany prąd stały mierzony przy pomocy czułego przyrządu magnetoelektrycznego;

**zasada detekcji**, w której mierzone napięcie zmienne przyłożone w obwodzie siatkowym powoduje zmianę prądu stałego w obwodzie anodowym lampy.

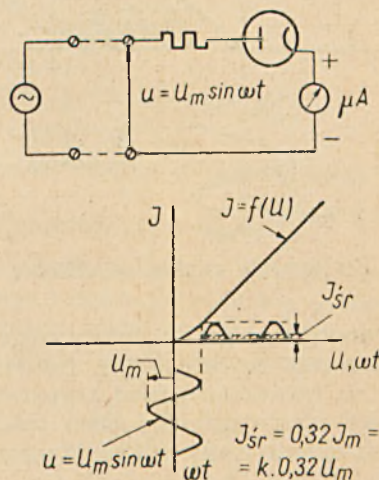
**zasada kompensacji**, w której mierzone napięcie zmienne jest kompensowane przy pomocy znanego napięcia stałego lub zmiennego; lampa pracuje tu jako wskaźnik zerowy lub jako część składowa wskaźnika zerowego.

## 2.1. Woltomierze lampowe oparte na zasadzie prostowania

Woltomierze lampowe oparte na zasadzie prostowania pracują jako prostowniki napięcia zmiennego. Mierzone napięcie zmienne powoduje prąd wyprostowany, w przybliżeniu proporcjonalnym do wartości średniej mierzonego napięcia. Jako element prostujący używa się lampę dwuelektrodową lub układ lamp dwuelektrodowych. Odróżniamy prostowanie zwykłe i prostowanie szczytów napięcia, które będziemy nazywać prostowaniem szczytowym.

### a) Prostowanie zwykłe.

Rys. 1 przedstawia układ i charakterystykę pracy dla prostownika zwykłego jednopółkowego. Przy założeniu, że charakterystyka pro-



Rys. 1. Prostowanie zwykłe jednopółkowe.

stowania jest prostoliniowa, otrzymamy średni prąd wyprostowany proporcjonalny do wartości średniej mierzonego napięcia.

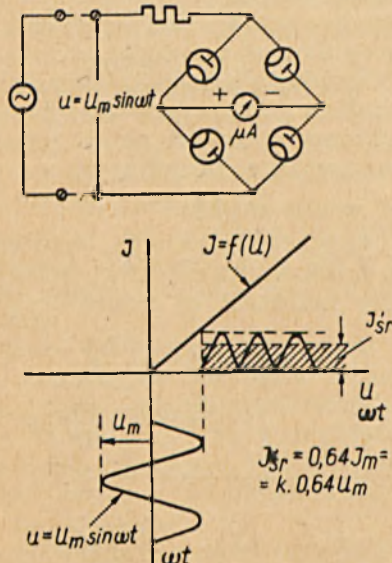
Dla sinusoidy stosunek wartości skutecznej do wartości średniej napięcia wynosi 1,11, a zatem skala mikroamperomierza może być wycechowana w jednostkach wartości skutecznych mierzonego napięcia. Dla prądów niesinusoidalnych stosunek wartości skutecznej do średniej jest inny, a zatem przyrząd będzie prawidłowo wskazywał tylko wartość średnią, natomiast pomiar wartości skutecznej będzie obciążony błędem.

Rys. 2 przedstawia układ i charakterystykę pracy dla prostowania zwykłego dwupółkowego. Pracują tu 4 lampy dwuelektrodowe w układzie Graetz'a. Średni prąd wyprostowany

oblicza się jako całkę za pół okresu prądu wyprostowanego. Dla charakterystyki prostoliniowej prostowania otrzymamy

$$I_{sr} = \frac{1}{\pi} \int_{\omega t=0}^{\omega t=\pi} J_m \sin \omega t d(\omega t) = \\ = \frac{J_m}{\pi} \left[ -\cos \omega t \right]_{\omega t=0}^{\omega t=\pi} = 0,64 J_m$$

W porównaniu do prostowania jednopółkowego otrzymamy prąd wyprostowany dwa razy większy.



Rys. 2. Prostowanie zwykłe w układzie Graetz'a.

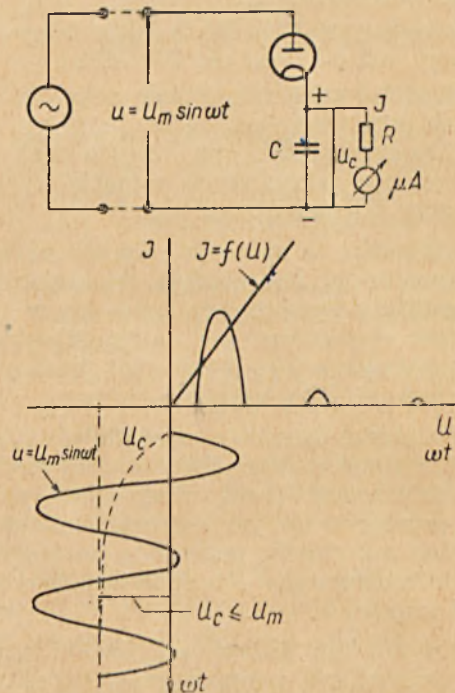
Pobór energii ze źródła mierzonego napięcia dla prostowania zwykłego jest prawie proporcjonalny do kwadratu prądu wyprostowanego, a zatem dla zmniejszenia poboru mocy należy stosować możliwie czuły mikroamperomierz.

#### b) Prostowanie szczytowe.

W prostowaniu szczytowym tylko część napięcia zmiennego w okolicy maksymalnej wartości podlega prostowaniu. Rys. 3 podaje układ i charakterystykę pracy dla prostowania szczytowego. Jako elementy zasadnicze wchodzi tu lampa dwuelektrodowa i kondensator. Opór R jest o bardzo dużej wartości rzędu kilku megomów. przyrząd magnetoelektryczny jest czułym mikroamperomierzem.

Pierwsza dodatnia półokład sinusoidy powoduje przepływ prądu przez lampę i częściowe naładowanie kondensatora. Przy ujemnej półokład sinusoidy prąd przez lampę nie płynie, natomiast kondensator C jest źródłem prądu stałego dla oporu R i mikroamperomierza. Ponieważ opór R jest bardzo duży zatem kondensator przy ujemnej półokład sinusoidy zdąży stracić jedynie bardzo małą część swojego ła-

dunku. Przy drugiej dodatniej półokład sinusoidy między anodą i katodą lampy działa różnica napięć: napięcia zmiennego  $u = U_m \sin \omega t$  i napięcia stałego na kondensatorze  $U_c$ . Prąd przez lampę popłynie znacznie mniejszy, niż dla pierwszej dodatniej półokład sinusoidy. Prąd ten doładuje kondensator do jeszcze wyższego napięcia. Przy drugiej ujemnej półokład sinusoidy kondensator częściowo rozładowuje się, itd. Po pewnym czasie nastąpi stan ustalony, przy którym straty ładunku kondensatora są pokrywane przez prąd diody ze źródła mierzonego napięcia zmiennego. Na kondensatorze ustali się napięcie  $U_c$  nieco mniejsze od napięcia maksymalnego  $U_m$ .



Rys. 3. Prostowanie szczytowe w układzie szergowym.

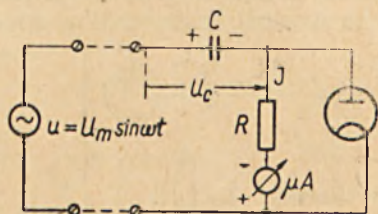
Mikroamperomierz razem z oporem R stanowi woltomierz prądu stałego, który mierzy napięcie  $U_c$ , a zatem z jego wskazania można odczytać wartość maksymalną mierzonego napięcia zmiennego. Pomiar jest przybliżony, a przyżenie będzie tym większe, im większa będzie stała czasu RC układu.

Woltomierz lampowy oparty na opisanej zasadzie działania pokazuje wartość maksymalną napięcia mierzonego. Wartość skuteczna może być dla sinusoidy obliczona jako

$$\frac{1}{\sqrt{2}} U_m = 0,707 U_m.$$

W praktyce tego rodzaju woltomierze lampowe mają skale cechowane bezpośrednio dla wartości skutecznej napięcia, należy jednak pamiętać, że cechowanie jest miarodajne tylko dla napięć sinusoidalnie zmiennych.

Rys. 4 podaje układ równoległy prostowania szczytowego, który jest równoważny układowi szeregowemu.



Rys. 4. Prostowanie szczytowe w układzie równoległym.

## 2.2. Woltomierze lampowe oparte na zasadzie detekcji.

W woltomierzach lampowych opartych na zasadzie detekcji mierzone napięcie zmienne działa w obwodzie siatkowym lampy elektronowej. Na skutek nieliniowej zależności prądu anodowego lub też nieliniowej zależności prądu siatki lampy od napięcia siatki powstaje zmiana początkowego prądu anodowego, zależna od wartości mierzonego napięcia zmiennego. Z tych zmian prądu anodowego wnioskuje się o wartości mierzonego napięcia.

Przy pracy bez prądu siatki mamy do czynienia z działaniem elektrostatycznym napięcia pomiarowego, dołączonego do obwodu siatki, zatem pobór mocy ze źródła napięcia mierzonego nie jest potrzebny. W praktyce na skutek nieuniknionych czynników ubocznych, a szczególnie na skutek działania pojemności między siatką i anodą, występuje pobór mocy ze źródła napięcia mierzonego zwłaszcza przy wielkich częstotliwościach.

Przy pracy z prądem siatki pobór mocy ze źródła napięcia mierzonego występuje dodatkowo na pokrycie strat energetycznych prądu siatki.

Zależnie od obranego punktu pracy na charakterystyce prądu anodowego odróżniamy następujące rodzaje detekcji:

- detekcja anodowa w klasie AB — praca na dolnym zakrzywieniu charakterystyki prądu anodowego,
- detekcja w klasie B — praca w punkcie powstawania prądu anodowego,
- detekcja w klasie C — praca na lewo od punktu pozostawiania prądu anodowego,
- detekcja siatkowa, w której jako początkowy punkt pracy wybieramy zerowy potencjał siatki względem katody.

### Detekcja anodowa na dolnym zakrzywieniu charakterystyki prądu anodowego.

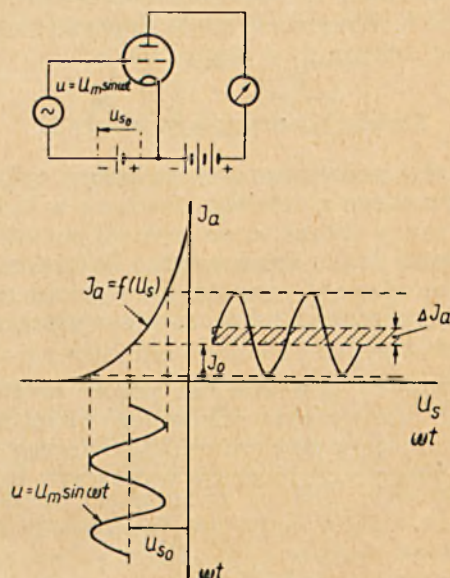
Rys. 5 przedstawia układ i wykres pracy woltomierza lampowego z detekcją anodową na dolnym zakrzywieniu charakterystyki prądu anodowego.

Jeżeli punkt pracy obrócić na dolnym zakrzywieniu charakterystyki prądu anodowego w czę-

ści parabolicznej, to przyrost prądu anodowego  $\Delta J_a$  spowodowany mierzonym napięciem zmiennym będzie proporcjonalny do kwadratu wartości skutecznej tego napięcia

$$\Delta J_a = k \cdot U_{sk}^2$$

Pomiar wartości skutecznej napięć niesinusoidalnych symetrycznych przy pomocy tego woltomierza będzie zatem prawidłowy.

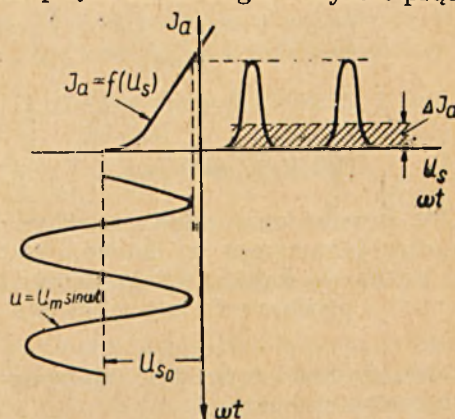


Rys. 5. Detekcja anodowa w klasie AB.

### Detekcja anodowa w klasie B.

Rys. 6 przedstawia wykres pracy woltomierza lampowego i detekcję anodową w klasie B.

Punkt pracy został tu obrany na początku powstania prądu anodowego. Przyrost prądu ano-



Rys. 6. Detekcja anodowa w klasie B.

dowego występuje dla dodatnich połówek napięcia pomiarowego. Jego wartość średnia  $\Delta I_a$  jest równa całce z wartości chwilowych prądu anodowego.

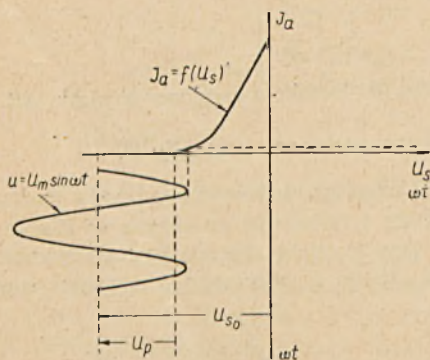
Dla małych napięć mierzonych charakterystyka detekcji jest raczej kwadratowa (praca na dolnym zakrzywieniu charakterystyki), a zatem

przyrost prądu anodowego będzie w przybliżeniu proporcjonalny do wartości skutecznej napięcia mierzonego. Dla dużych napięć mierzonych charakterystyka detekcji jest raczej prostoliniowa (praca na całej charakterystyce) i wówczas przyrost prądu anodowego będzie raczej proporcjonalny do wartości średniej przyłożonego napięcia mierzonego. Wynikają z tego konsekwencje, jeżeli chodzi o dokładność pomiaru wartości skutecznych napięć niesinusoidalnych, a mianowicie małe napięcia będą dokładniej mierzone od napięć dużych.

**Detekcja anodowa w klasie C.**

Rys. 7 przedstawia wykres pracy woltomierza lampowego z detekcją anodową w klasie C. Punkt pracy obrano tu na lewo od początku powstawania prądu anodowego. Pojawienie się prądu anodowego oznacza, że wartość maksymalna mierzonego napięcia przewyższa napięcie stałe  $U_p$

Na granicy powstawania prądu anodowego wartość maksymalna mierzonego napięcia jest równa napięciu polaryzacji  $U_p$ . Mierzając to napięcie polaryzacji możemy wyznaczyć  $U_m$ .



Rys. 7. Detekcja anodowa w klasie C.

**Detekcja siatkowa.**

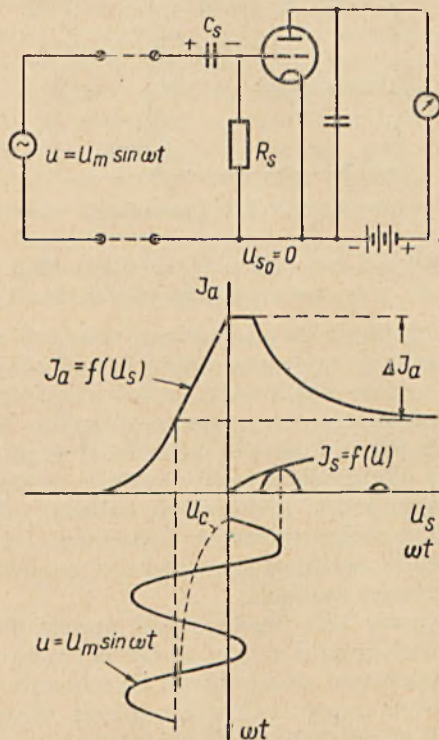
Rys. 8. przedstawia układ i wykres pracy woltomierza lampowego z detekcją siatkową. Obwód siatki — katoda działa podobnie, jak w przypadku prostowania szczytowego (patrz p. 2.1 b).

W obwodzie anodowym jest włączony przyrząd magnetoelektryczny.

Powstałe na kondensatorze  $C_s$  napięcie stałe powoduje przesunięcie punktu pracy w kierunku zmniejszenia prądu anodowego. Otrzymamy ujemny przyrost prądu anodowego  $\Delta I_a$ , który dla części prostoliniowej charakterystyki prądu anodowego jest proporcjonalny do wartości maksymalnej mierzonego napięcia zmiennego. Dla większych napięć mierzonych punkt pracy zachodzi na dolne zakrzywienie charakterystyki

prądu anodowego, a zatem w tym zakresie skala będzie zagęszczona.

Woltomierze lampowe z detekcją siatkową są wrażliwe na wartość maksymalną napięcia. na-



Rys. 8. Detekcja siatkowa.

tomiał wartość skuteczna jest pokazywana prawidłowo tylko dla prądów sinusoidalnie zmiennych, podobnie jak dla prostowania szczytowego.

**2.3. Woltomierze lampowe oparte na zasadzie kompensacji.**

W woltomierzach lampowych z kompensacją lampa pracuje przeważnie jako część składowa wskaźnika zerowego (kompensacji).

Rys. 9 przedstawia układ i wykres pracy woltomierza lampowego, w którym zasada pracy opiera się na kompensacji wartości maksymalnej napięcia mierzonego przez napięcie stałe. Napięcie stałe reguluje się do momentu zaniku prądu w mikroamperomierzu. Wówczas napięcie polaryzacji  $U_0$  jest prawie równe wartości maksymalnej mierzonego napięcia  $U_0 = U_m$ . Napięcie  $U_0$  odczytuje się na woltomierzu V.

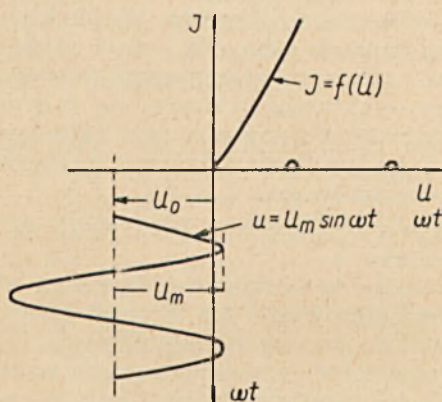
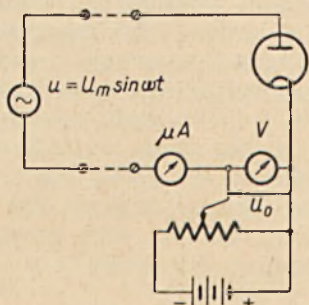
Woltomierz oparty na tej zasadzie stosuje się do pomiaru napięć większych od kilku woltów ze względu na to, że przy małych napięciach pomiar jest obciążony większym błędem procentowym. Wyznaczenie wartości skutecznej mierzonego napięcia jest dopuszczalne tylko dla napięć sinusoidalnie zmiennych.

Pobór mocy ze źródła napięcia mierzonego nie jest potrzebny do pomiaru i występuje tylko na



skutek ubocznych czynników dla wyższych częstotliwości.

**Uwaga:** Opisany woltomierz z detekcją anodową w klasie C również pracuje na zasadzie kompensacji.



Rys. 9. Metoda kompensacji.

### 3. Zakres pomiaru napięcia.

Naturalny zakres pomiaru napięcia dla woltomierzy lampowych jest uzależniony od właściwości lampy i od zastosowanego układu pracy.

Woltomierze lampowe z lampą dwuelektrodową mają ograniczony zakres pomiaru dla małych napięć na skutek małej skuteczności prostowania. Dla dużych napięć mierzonych należy liczyć się z możliwością przebicia między anodą i katodą.

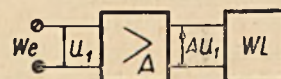
Zakres pomiaru dla normalnie spotykanych woltomierzy lampowych z lampą dwuelektrodową jest od ok. 0,5V do ok. 150V.

Woltomierze lampowe pracujące z lampą trójelektrodową mają naturalny zakres pomiaru uzależniony przede wszystkim od wybranego punktu pracy. Jeżeli woltomierz pracuje w klasie AB i zależy nam na kwadratowej charakterystyce detekcji (patrz rys. 5), wówczas naturalny zakres pomiaru jest do ok. 1,5V. Jeżeli woltomierz pracuje w klasie B (patrz rys. 6), to zakres pomiaru jest większy i wynosi od kilku do kilkunastu woltów.

Dla woltomierzy lampowych z detekcją siatkową (patrz rys. 8) zakres pomiaru jest ograniczony dla dużych napięć przez charakterystykę prądu anodowego.

Rozszerzenie zakresu pomiaru dla małych napięć odbywa się przeważnie przez zastosowanie wzmacniacza wstępnego o określonym wzmocnieniu. Przez zastosowanie wzmocnienia wstępnego zakres pomiaru może być rozszerzony dla małych napięć tylekrotnie, ilekrotnie jest wzmocnienie wzmacniacza wstępnego. Bez większych trudności można stosować wzmacniacz wstępny o wzmocnieniu 10000.

Rys. 10 przedstawia schemat blokowy woltomierza lampowego ze wzmacniaczem wstępnym.

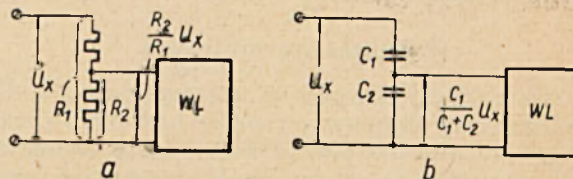


Rys. 10. Woltomierz lampowy ze wzmacniaczem wstępnym.

Rozszerzenie zakresu pomiaru dla dużych napięć może odbywać się przy pomocy dzielnika napięcia na wejściu woltomierza lampowego. Używa się dzielniki oporowe i dzielniki kondensatorowe. Dzielnik oporowy nie może mieć zbyt dużego oporu ze względu na nieprawidłowe działanie w funkcji częstotliwości. Jeżeli natomiast dzielnik zastosować o mniejszym oporze, to wprowadzi działanie w funkcji częstotliwości będzie prawidłowe, ale opór wejściowy woltomierza będzie mały, co powoduje stosunkowo duży pobór mocy ze źródła napięcia mierzonego.

Dzielnik kondensatorowy nie wprowadza oporu rzeczywistego i dość dobrze zachowuje się w funkcji częstotliwości, ale daje opór o charakterze pojemnościowym, co może powodować zmianę warunków pracy źródła napięcia mierzonego, np. rozstrajanie obwodów rezonansowych.

Rys. 11 podaje sposoby połączenia dzielnika oporowego i dzielnika kondensatorowego.



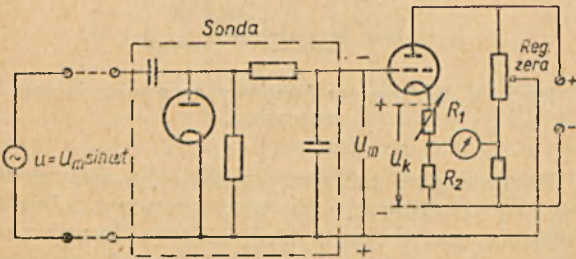
Rys. 11. Dzielnik napięcia oporowy i kondensatorowy.

W woltomierzach kilkulampowych zmiana zakresu pomiaru może być dokonywana przez zmianę współczynnika ujemnej reakcji układu. Regulacja zakresu pomiaru oparta na zasadzie regulowania współczynnika ujemnej reakcji ma poważne zalety a mianowicie:

- nie zmienia lub nawet poprawia charakterystykę wskazań w funkcji częstotliwości,
- stabilizuje pracę układu od zmian napięć zasilających i starzenia się lamp,
- nie wpływa lub mało wpływa na rozkład skali woltomierza.

Rys. 12 przedstawia układ, w którym zmiana zakresu pomiaru jest dodonywana przez zmianę oporu  $R_1$  w mostku prądu stałego. W podanym układzie dioda pracuje w układzie prostowania szczytowego. Trioda pracuje jako wzmacniacz prądu stałego w układzie mostkowym.

Otrzymane z prostowania napięcie stałe jest równe wartości maksymalnej mierzonego napięcia. Powoduje ono zmniejszenie prądu anodowego triody, co z kolei powoduje wyprowadzenie mostka prądu stałego z równowagi i wychylenie mikroamperomierza.



Rys. 12. Woltomierz lampowy ze wzmacniaczem prądu stałego.

Zmniejszenie prądu anodowego powoduje również zmniejszenie napięcia w obwodzie katody  $U_k$ , dającego ujemne napięcie dla obwodu siatkowego. Wzrostowi zatem napięcia  $U_m$  towarzyszy zmniejszenie napięcia  $U_k$ , a więc wypadkowe ujemne napięcie stałe w obwodzie siatki wzrośnie mniej, niż by to miało miejsce przy zwarceniu oporu  $R_1$ .

Wypadkowemu wzrostowi ujemnego napięcia siatki odpowiada wypadkowe zmniejszenie prądu anodowego, które jest mniejsze, niż by to miało miejsce przy zwarceniu oporu  $R_1$ . Przez regulację oporu  $R_1$  mamy zatem możliwość zmiany czułości wzmacniacza prądu stałego i, co za tym idzie, zmiany zakresu pomiaru.

#### 4. Zakres częstotliwości.

Zakres częstotliwości mierzonego napięcia dla woltomierzy lampowych może być od 0 (prąd stały) do ok. 200 MHz. Woltomierze lampowe na prąd stały nie mogą mieć w układach kondensatorów. Mogą pracować na zasadzie detekcji anodowej lub w układzie kompensacyjnym.

Woltomierze lampowe na szeroki zakres częstotliwości powinny mieć wydzielone układy prostujące (detekcyjne) jako pierwsze, ażeby możliwe mało elementów pracowało na prąd zmienny. Jako przykład typowego rozwiązania woltomierza na szeroki zakres częstotliwości można przytoczyć układ podany na rys. 12. W układzie tym część prostująca (dioda) jest zbudowana w pudełeczku połączonym z resztą układu przy pomocy giętkiego kabla. Pudełeczko to, nazywane sondą, może być przenoszone do miejsca pomiaru, co pozwala uniknąć dłu-

gich połączeń z układu pomiarowego do woltomierza lampowego.

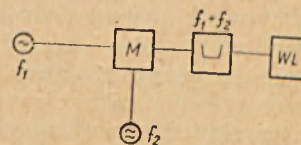
Ograniczenie zakresu częstotliwości woltomierzy lampowych dla wyższych częstotliwości jest spowodowane indukcyjnościami i pojemnościami układu wejściowego woltomierza. One to powodują zmianę charakterystyki czułości. Dla woltomierza lampowego podanego na rys. 12 pojemność wejściowa może być rzędu kilku pikofaradów, indukcyjność zaś rzędu kilku mikrohenerów. wobec czego częstotliwość rezonansowa wypada ok. 500 MHz. Przy częstotliwości rezonansowej pomiar napięcia nie jest oczywiście poprawny, ale już przy częstotliwości ok. 100 kHz pomiar jest obciążony błędem tylko ok. 5%.

Do specjalnej grupy woltomierzy lampowych należą woltomierze lampowe selektywne mierzące napięcie tylko dla jednej częstotliwości lub dla pewnego pasma częstotliwości. Woltomierze selektywne używa się w tym przypadku, gdy źródło napięcia daje kilka częstotliwości, a mamy zamiar mierzyć napięcie tylko jednej częstotliwości.

Woltomierze lampowe selektywne są wykonywane jako:

- woltomierze lampowe z filtrem np. z obwodami rezonansowymi lub filtrem kwarcowym stosowane do wyższych częstotliwości,
- woltomierze z przemianą częstotliwości stosowane przy pomiarach napięć małych częstotliwości.

Schemat blokowy woltomierza lampowego selektywnego z przemianą częstotliwości podano na rys. 13.



Rys. 13. Selektywny woltomierz lampowy z przemianą częstotliwości.

Napięcie mierzone o częstotliwości  $f_1$  i napięcie z generatora pomocniczego o częstotliwości  $f_2$  po modulacji przez modulator M daje między innymi napięcie o częstotliwości  $(f_1 + f_2)$ . Napięcie to jest następnie filtrowane lub selektywnie wzmacniane i mierzone przy pomocy właściwego woltomierza lampowego WL.

Selektywne woltomierze lampowe stosuje się jako analizatory kształtu krzywej (analizatory harmonicznych).

Specjalnym przyrządem jest p s o f o m e t r, woltomierz do pomiaru psfometrycznego napięcia zakłóceń. Przez psfometryczne napięcie zakłóceń rozumiemy napięcie równe napięciu o częstotliwości 800 Hz, powodującemu w słuchawce aparatu telefonicznego ten sam spadek

wyrazistości, co rzeczywiste napięcie zakłócające.

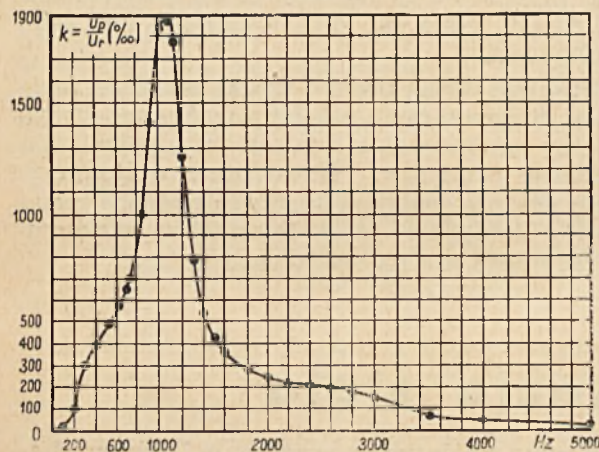
Rys. 14 przedstawia stosunek napięć psfometrycznego do rzeczywistego, tzw. współczynnik ważkości  $k$ . Taka sama musi być charakterystyka czułości woltomierza lampowego stosowanego jako psfometr. Z charakterystyki współczynnika ważkości wynika, że najbardziej zakłócająca jest częstotliwość 1050 Hz (współczynnik  $k=1,88$ ).

Dla napięć zakłócających o wielu częstotliwościach napięcie psfometryczne wyznacza się jako wartość skuteczna z napięć psfometrycznych składowych.

$$U_p = \sqrt{k_1^2 U_{r1}^2 + k_2^2 U_{r2}^2 + k_3^2 U_{r3}^2 + \dots}$$

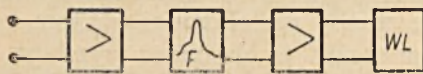
gdzie  $k_1, k_2, k_3$  — współczynniki ważkości dla poszczególnych częstotliwości

$U_{r1}, U_{r2}, U_{r3}$  — napięcia rzeczywiste dla poszczególnych częstotliwości.



Rys. 14. Charakterystyka współczynnika ważkości  $k$

Rys. 15 przedstawia układ blokowy psfometru. Po wstępnym wzmocnieniu następuje nadanie charakterystyki częstotliwości przy pomocy specjalnego filtra, następnie może być jeszcze jeden układ wzmacniający i woltomierz lampowy.



Rys. 15. Układ blokowy psfometru.

powy o kwadratowej charakterystyce prostowania. Kwadratowa charakterystyka prostowania jest tu niezbędna dla zapewnienia dokładności pomiaru wartości skutecznych prądów niesinusoidalnych.

### 5. Czas trwania mierzonego napięcia.

Normalnie używane woltomierze lampowe służą do pomiaru napięcia, którego czas trwania jest nieograniczony. W praktyce dla dokonania pomiaru napięcia wystarczy czas ok. 10 sek. Je-

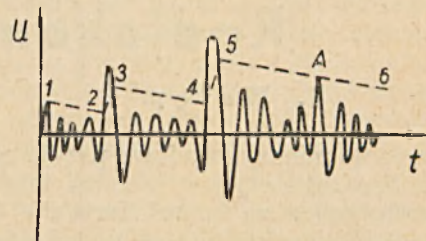
żeli natomiast czas trwania mierzonego napięcia jest krótki lub też jeżeli mamy zmierzyć niepowtarzalny krótkotrwały impuls napięcia, stosuje się specjalne woltomierze lampowe tzw. mierniki impulsów i woltometry.

#### 5.1. Miernik impulsów.

Miernik impulsów pozwala na pomiar napięcia, którego czas trwania wynosi kilka lub kilkadziesiąt milisekund. Zasada działania miernika impulsów opiera się na wykorzystaniu różnicy stałych czasu: stałej czasu ładowania i stałej czasu rozładowania kondensatora. Miernikiem impulsów może być woltomierz lampowy o prostowaniu szczytowym (patrz rys. 3 i 4). Kondensator C jest ładowany przez lampę elektryczną o małym oporze, a natomiast rozładowuje się przez duży opór R.

Na skutek tego impuls napięcia szybko naładuje kondensator a powstały na kondensatorze ładunek pozostaje przez czas dłuższy. Napięcie na kondensatorze powoli maleje, pozwalając na swobodny odczyt napięcia na mikroamperomierzu.

Jeżeli napięcie mierzone zmienia się niesinusoidalnie, tak, jak to ma miejsce dla napięcia audycji (mowy, muzyki), to miernik impulsów będzie pokazywał tylko największe wartości napięcia audycji, a na mniejsze może nie reagować. Największe impulsy doładują kondensator i zmieniają wskazania miernika, małe natomiast impulsy są przepuszczane. Na rys. 16



Rys. 16. Zmiana wskazań miernika impulsów od napięcia audycji.

przedstawiono, jak wskazania miernika impulsów zmieniają się od napięcia audycji (krzywa kreskowana l... 6). Impuls A, styczny do odcinka 5—6, nie spowodował zmiany wskazania przyrządu. Tymbardziej nie mogą spowodować zmiany wskazania impulsu będące poniżej linii l... 6, tj. impulsy mniejsze od chwilowego napięcia na kondensatorze.

Stosowane mierniki impulsów mają stałe czasu ładowania 2, 20 lub 200 ms, zaś stałą czasu rozładowania od 2 do 10 sek.

Galwanometry stosowane w miernikach impulsów muszą mieć małą bezwładność tak, że ich wskazówki powinny szybko ustawiać się we właściwym położeniu. Najwygodniejsze do tego celu są przyrządy lusterkowe.

## 5.2. W o l u m e t r.

Wolumetr jest woltomierzem lampowym dostosowanym do pomiaru wartości skutecznych napięć odnoszących się do poszczególnych zgłoszek.

Ponieważ średni czas trwania zgłoski wynosi ok. 200 ms, przeto wolumetr powinien wskazywać po każdym 200 ms nową wartość odpowiadającą wartości skutecznej napięcia zgłoski. Wolumetr nie zawiera w swoim układzie kondensatora, jak to ma miejsce w mierniku impulsów. Jego przyrząd magnetelektryczny jest przyrządem specjalnym, o silnych sprężynkach i małej bezwładności systemu ruchomego. Pozwala to na szybkie ustalenie się wskazówki na wartości końcowej; przy czym nie ma przerzutów poza nominalne wskazania. Część detekcyjna wolumetru jest detektorem o kwadratowej charakterystyce prostowania dla zapewnienia prawidłowych wskazań wartości skutecznych napięć niesinusoidalnych. Wolumetr znajduje szczególne zastosowanie w miernictwie telekomunikacyjnym i w miernictwie elektroakustycznym.

## 6. Stabilizacja pracy woltomierzy lampowych. Cechowania wstępne.

Zastosowanie lampy elektronowej pociąga za sobą konieczność stosowania napięć zasilających. Stałość emisji lampy i stałość napięć zasilających

cych decyduje o stałości warunków pracy i powtarzalności pomiarów.

W celu zmniejszenia wpływu zmian emisji lamp i zmian napięć zasilających na wynik pomiaru stosuje się następujące środki zaradcze:

a) żarzenie lampy ustala się na nieco mniejsze od normalnego (ok. 5—10%) w celu przedłużenia trwałości i powiększenia stałości pracy lampy;

b) lampy wpływające na rozkład skali woltomierza dobiera się o możliwie jednakowych charakterystykach w celu ewentualnej wymiany;

c) napięcia zasilające stabilizuje się np. przy pomocy stabilizatorów elektromagnetycznych, stabilizatorów jarzeniowych itp.;

d) stosuje się specjalne układy woltomierzy mało wrażliwe na zmianę napięć zasilających i na zmianę stanu emisji lampy (patrz rys. 12);

e) przeprowadza się cechowania wstępne stabilizujące jedno lub dwa wskazania na skali woltomierza.

Stosując wyżej podane środki zaradcze, można w dużym stopniu ustabilizować pracę woltomierzy lampowych, a tym samym zapewnić dokładność pomiarów. Nowoczesne woltomierze lampowe zapewniają dokładność pomiaru rzędu 1—2%. Dokładność ta dla miernictwa telekomunikacyjnego jest na ogół wystarczająca.

Inż. KONOPKA PAWEŁ

# Radiokomunikacja stała

## 1. W s t ę p.

Stosownie do międzynarodowo przyjętej definicji radiokomunikacją jest wszelka telekomunikacja posługująca się falami Hertz'a\*) Zatem o zakresie radiokomunikacji najlepiej mówi zakres długości wymienionych fal, który rozciąga się od 10 kc/s do 3.000.000 Mc/s, tj. od 30 km do 1/10 mm. Oczywiście dotychczas nie cały jeszcze zakres tych fal jest w pełni wykorzystywany przez radiokomunikację, ale „nieużytki“ falowe dzięki szybkiemu postępowi metod radiokomunikacyjnych są coraz mniejsze. Postęp dokonany w ostatnim dziesięcioleciu rozciągnął już praktyczny zakres radiokomunikacji na fale od 10 kc/s do 30.000 Mc/s, to znaczy od fal miriametrowych do fal milimetrowych. Mniemanie, iż cały ten olbrzymi zakres radiokomunikacji ma na celu jedynie umożliwienie porozumiewania się na odległość było by zbyt daleko idącym uproszczeniem. Radiokomunikacja pojęta w najszerszym tego słowa znaczeniu spełnia cały sze-

reg usług o różnym przeznaczeniu i różnym charakterze. Dlatego też radiokomunikacja dzieli się na tak zwane służby radiokomunikacyjne, obejmujące poszczególne rodzaje usług, a ilość tych służb stale wzrasta wraz ze wzrostem postępu technicznego. Ostatnia międzynarodowa konferencja pełnomocników 72 państw, odbyta w r. 1947 w Atlantic City, ustaliła, że w dzisiejszym stanie rozwoju technicznego istnieją następujące służby radiokomunikacyjne:

1. **stała:** służba ta obejmuje wymianę wszelkiej treści na drodze radiowej między dwoma stałymi punktami.

2. **stała aeronautyczna:** służba ta jest pewną odmianą służby poprzednio wymienionej. Jest ona również służbą stałą, a specyficzność jej polega na ograniczeniu usług wyłącznie do umożliwienia przekazywania wszelkich informacji dotyczących nawigacji powietrznej, przygotowania i bezpieczeństwa lotu,

3. **radiofoniczna:** służba ta obejmuje przekazywanie na drodze radiowej różnych treści, a więc dźwięków, wizji, obrazów i innych przeznaczonych do odbioru przez szeroki ogół abo-

\*) Międzynarodowa Konwencja Telekomunikacyjna, Atlantic City, 1947.

mentów. Cechą charakterystyczną tej służby jest jednostronność przekazywania treści od stałego nadawcy do zmiennego w ilości ogółu odbiorców,

4. **ruchoma:** mianem tej służby obejmuje się zespół środków umożliwiających przekazywanie na drodze radiowej wszelkiej treści między stałym punktem na lądzie, czyli między stacją lądową i stacją będącą w ruchu czyli stacją ruchomą, lub między stacjami ruchomymi. W zależności od rodzaju stacji ruchomej rozróżnia się podpojęcia służby ruchomej, a mianowicie:

5. **ruchoma morska,** obejmująca przekazywanie treści między stacją lądową, położoną najczęściej nad brzegiem morza czyli tzw. stacją nadbrzeżną i stacjami na pokładach statków morskich lub tylko między stacjami pokładowymi morskimi,

6. **ruchoma aeronautyczna:** obejmująca przekazywanie treści między stacjami lądowymi, położonymi najczęściej na terenach portów lotniczych czyli tzw. stacjami portowymi i stacjami na pokładach statków powietrznych czyli stacjami lotniczymi pokładowymi lub tylko między tymi ostatnimi,

7. **ruchoma lądowa:** obejmująca przekazywanie treści między stacjami lądowymi stałymi czyli tzw. stacjami bazowymi i stacjami lądowymi ruchomymi lub tylko między stacjami ruchomymi.

8. **radiolokacyjna:** nazwą tą objęto wykonywanie wszelkich usług związanych z wykrywaniem i umiejscowianiem obiektów w przestrzeni przy użyciu fal Hertz'a w zależności od rodzaju tych usług rozróżnia się następujące podpojęcia służby radiolokacyjnej:

9. **radionawigacyjna,** opierająca się na wykorzystaniu radiolokacji dla celów nawigacyjnych, przy czym będą to:

10. **radionawigacyjna morska** stosowana w nawigacji morskiej i

11. **radionawigacyjna aeronautyczna** stosowana w nawigacji aeronautycznej.

12. **radioamatorska:** służba ta obejmuje radiokomunikację uprawianą przez upoważnione osoby prywatne dla celów radiotechnicznego samokształcenia i wzajemnego porozumiewania się w sprawach zwolnionych od konieczności korzystania z publiczno-prawnych środków łączności, a więc w celach pozbawionych zainteresowań natury finansowej,

13. **meteorologiczna:** mianem tej służby objęto usługi polegające na emisji wszelkich sygnałów radiowych przeznaczonych dla celów meteorologicznych i hydrologicznych,

14. **wzorcowych częstotliwości:** służba ta dotyczy nadawań określonych częstotliwości wzor-

cowych o znanej, wysokiej stałości i dokładności przeznaczonych do ogólnego odbioru,

15. **specjalne:** służby te obejmują wszelkie inne usługi radiokomunikacyjne leżące poza zakresem zainteresowań ogólnych.

Jak wynika z powyższego zestawienia zakres zagadnień radiokomunikacyjnych jest bardzo szeroki i chociażby pobieżne omówienie ich w całości przekroczyłoby znacznie ramy niniejszego artykułu. Dlatego też w artykule tym uwzględniona zostanie jedynie tylko jedna służba radiokomunikacyjna z wyliczonych 15, a mianowicie służba radiokomunikacyjna stała. Dlatego tytuł artykułu brzmi „Radiokomunikacja stała“.

Zadaniem radiokomunikacji, podobnie jak telekomunikacji przewodowej, jest zapewnienie łączności telegraficzno - telefonicznej między określonymi punktami w celach cywilizacyjno-ekonomicznych i polityczno-wojskowych.

Radiokomunikacja, dzięki bezpośredniości połączeń, stosunkowej łatwości i szybkości ich uruchamiania przy niewielkich, w porównaniu z osiągnięciami, nakładach kapitałowych od zarania swego istnienia, stała się obok telekomunikacji przewodowej równorzędnym środkiem łączności, wykorzystywanym w pierwszym rzędzie w międzynarodowych stosunkach gospodarczych i w prywatnej wymianie wiadomości między obywatelami poszczególnych państw i członkami narodów na całej kuli ziemskiej. Radiokomunikacja w stosunku do telekomunikacji przewodowej powstała o kilka dziesiątków lat później, bo gdy pierwsza z nich powstała dopiero z początkiem bieżącego stulecia, druga istniała już od połowy wieku XIX. Niemniej szybki rozwój techniczny radiokomunikacji spowodował, że w łączności dalekosieżnej, a zwłaszcza transoceanicznej daje ona większe możliwości niż teletransmisja przewodowa. Mimo to całkowita liczba urządzeń radiokomunikacyjnych w skali światowej wyrażony w wielkości nakładów kapitałowych stanowi zaledwie kilka procent ogólnych nakładów telekomunikacyjnych.

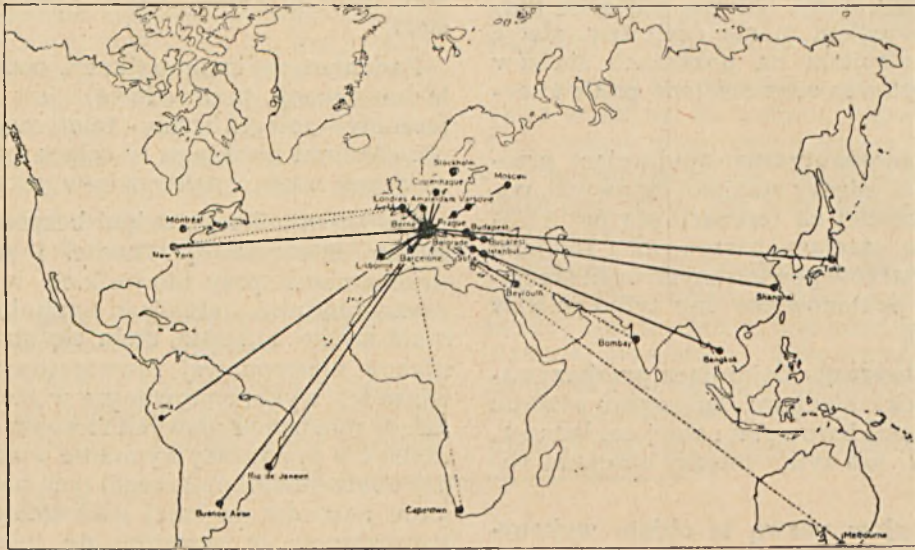
Przyczyną tego zjawiska jest nie tylko wspomniana już różnica wysokości nakładów między obu środkami łączności w poszczególnych połączeniach, lecz również sam rozkład połączeń, który dostosowany jest do wymagań ruchu telekomunikacyjnego. Ze statystyk telekomunikacyjnych wynika, że największe nasilenie ruchu panuje wewnątrz granic poszczególnych państw, natomiast ruch ten jest już znacznie mniejszy w skali międzynarodowej, a jeszcze mniejszy w skali transkontynentalnej. Natomiast wyraźna różnica kosztów inwestycyjnych między telekomunikacją kablową i radiokomunikacją występuje dopiero w łączności dalekosieżnej, a więc w łączności międzynarodowej,

a zwłaszcza transoceanicznej. Jeśli przy tym zważy się, że nawet w łączności transoceanicznej budowane są nadal połączenia kablowe dla zwiększenia pewności łączności i ochrony tajemnicy przekazywanych wiadomości, to zrozumiałym staje się niski procentowo udział urządzeń radiokomunikacyjnych w ogólnym stanie środków telekomunikacji, wśród których same tylko kable transoceaniczne mają ponad 700.000 km długości.

Obok przytoczonego rozkładu ilościowego ruchu telekomunikacyjnego ciekawy jest również rozkład jakościowy. O ile w obrębie granic jed-

Do roku 1939 kulę ziemską oplotła sieć radiokomunikacyjna składająca się z ponad 500 połączeń radiotelegraficznych i 170 połączeń radiotelefonicznych. W latach wojny i po wojnie nastąpił dalszy rozwój radiokomunikacji. W rozwoju tym daje się zaobserwować tendencję poszczególnych państw stosowania radiokomunikacji stalej począwszy już od obszarów pozaościennych, przez co eliminuje się kosztowność pośrednictwa, nieuniknione w łączności kablowej.

Dla przykładu na rys. 1, podano rozkład połączeń radiokomunikacyjnych Szwajcarii



Rys. 1. Szwajcarskie relacje radiokomunikacyjne.

nego państwa i w ogóle w obrębie obszarów jednojęzycznych przeważa wielokrotnie (10 — 20-krotnie) ruch telefoniczny nad ruchem telegraficznym, to w łączności międzynarodowej na skutek różnic językowych stosunek jest odwrotny. Zjawisko to, jak również trudności techniczne istniejące w realizacji transoceanicznych połączeń telefonicznych przewodowych spowodowały, że zarówno rozwój telekomunikacji dalekosiężnej kablowej jak i początkowy rozwój radiokomunikacji poszedł w kierunku przekazywania treści charakteru telegraficznego. Toteż mimo istnienia ponad 700.000 km kabli morskich, kabel telefoniczny transoceaniczny jest dopiero w projekcie, a pierwsze połączenie radiotelefoniczne zostało zrealizowane dopiero w r. 1927 między Londynem i New Yorkiem. Inna rzecz, że w następnych latach nastąpił szybki rozwój sieci radiotelefonicznej międzynarodowej, tak, że już w r. 1932 przeszło 90% wszystkich abonentów telefonicznych świata, których ilość wynosiła ponad 35 milionów, mogło nawiązywać łączność między sobą, korzystając z kombinowanych połączeń kablowo-radiowych.

w r. 1946. Ilość samych połączeń radiotelegraficznych w tym czasie wynosiła w:

USA	120
Szwajcarii	47
Szwecji	40
Holandii	33

Na sieci tej w ciągu 1 roku wymieniono:

USA	300.000.000	telegramów
Szwajcarii	1.800.000	„
Szwecja	700.000	„
Holandia	700.000	„

Przytoczone cyfry mówią o wysokości potrzeb cywilizacyjno-ekonomicznych poszczególnych państw w zakresie łączności międzynarodowej, lecz trzeba stwierdzić, że w wielu wypadkach dochody wynikające w realizacji tych potrzeb nie pokrywają nakładów i kosztów ponoszonych na inwestycje i eksploatacje urządzeń radiokomunikacyjnych. W latach przedwojennych deficyt taki wykazywały takie Zarządy jak angielski, niemiecki, holenderski i niektóre przedsiębiorstwa radiokomunikacyjne amerykańskie.

Np. duże przedsiębiorstwo amerykańskie jakim jest Mackay wykazało za pierwsze półrocze roku 1946 stratę około 117.000 dolarów.

### 3. Organizacja sieci radiokomunikacyjnych.

Międzynarodową sieć radiokomunikacyjną tworzą połączenia między stacjami stałymi poszczególnych państw i narodów. Połączenia te, najczęściej nazywane relacjami, uruchamiane są między zainteresowanymi Administracjami Telekomunikacyjnymi, w miarę narastania omówionych w poprzednim rozdziale potrzeb, po czym zgłaszane są do władz Unii Telekomunikacyjnej. Relacje w zależności od wielkości potrzeb i w zależności od wyposażenia technicznego stacji partnerów mogą być jedno lub wielotorowe o ruchu telegraficznym systemu Morse'a, Hell'a, pięcio lub siedmioimpulsowego o ruchu fototelegraficznym i telefonicznym. Organizacja ruchu na międzynarodowej sieci radiokomunikacyjnej opiera się na międzynarodowym regulaminie radiokomunikacyjnym, natomiast organizacja i wyposażenie stacji stałych, leżą w kompetencji poszczególnych Administracji Telekomunikacyjnych i winny być dostosowane do ogólnego poziomu technicznego. Niepodążanie za szybkim postępem technicznym w radiokomunikacji grozi trudnościami w pozyskiwaniu partnerów do bezpośredniej łączności.

Stacja międzynarodowej służby radiokomunikacyjnej stałej składa się z trzech członów:

1. nadawczego,
2. odbiorczego,
3. operacyjnego.

W początkowej fazie rozwoju radiokomunikacji te trzy człony nie tylko organizacyjnie, ale i przestrzennie tworzyły jedną całość. Centrala operacyjna, człony nadawcze i odbiorcze lokowane były w jednym miejscu gdzieś poza miastem. Taka organizacja stacji powodowała duże straty czasu w ruchu wynikające stąd, że nie można było równocześnie nadawać i odbierać i że telegramy ze zbiornicy centrali telekomunikacyjnej, która zawsze jest w mieście, musiały być przesyłane do odległej centrali operacyjnej stacji radiokomunikacyjnej. Relację obsługiwało dwóch radiotelegrafistów po jednym z każdego jej końca, zaopatrzonych w słuchawki i klucze nadawcze.

Dalszym etapem rozwoju organizacyjnego było wydzielenie części nadawczej rozlokowanie jej poza miastem i umieszczenie części operacyjno - odbiorczej w centrali telekomunikacyjnej. Zezwoliło to na prowadzenie radiokorespondencji systemem dwuleksowym i usprawniło ruch, lecz stworzyło trudności w rozlokowaniu anten odbiorczych i podwyższyło znacz-

nie poziom zakłóceń odbioru przez wprowadzenie charakterystycznych zakłóceń miejskich.

Ostatecznie przyjęto trójdzielny system organizacyjny stacji, który utrzymał się dotychczas, a mianowicie:

1. urządzenia nadawcze zgrupowane w jednym miejscu poza miastem tworzą tak zwany ośrodek nadawczy stacji stałej,

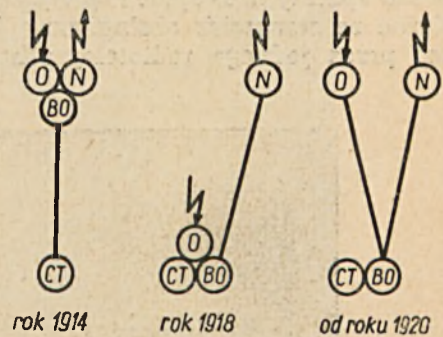
2. urządzenia odbiorcze zgrupowane w innym miejscu poza miastem tworzą tak zwany ośrodek odbiorczy stacji stałej,

3. wreszcie centrala zbiorcza i stanowiska manipulacyjne zgrupowane zazwyczaj w centrali telekomunikacyjnej w mieście tworzą tak zwane biuro operacyjne.

Ośrodki nadawczy i odbiorczy połączone są z biurem operacyjnym przy pomocy kabli łącznikowych, złożonych z obwodów roboczych i pewnej ilości obwodów służbowych. Historyczny rozwój systemów organizacyjnych stacji radiokomunikacyjnych stałych podany jest na rys. 2.

Ośrodek nadawczy w zależności od ilości i jakości obsługiwanych relacji wyposażony jest w odpowiednią ilość i jakość zespołów nadawczych i anten nadawczych oraz w urządzenia zasilające i pomocnicze.

Podobnie ośrodek odbiorczy wyposażony jest w zespoły odbiorcze, anteny odbiorcze oraz w urządzenia zasilające i pomocnicze przystosowane do potrzeb ośrodka odbiorczego.



Rys. 2. Rozwój organizacji stacji radiokomunikacyjnych.

Stacja stała może mieć jeden lub więcej ośrodków nadawczych: np. ośrodek nadawczy krótkofalowy i osobny ośrodek nadawczy długofalowy. Ośrodek odbiorczy najczęściej jest jeden. Ośrodki radiokomunikacyjne z uwagi na skomplikowane systemy antenowe, zajmujące dość przestrzenie wymagają stosunkowo dużych, nieraz kilkuset hektarowych polaci terenu i z tego już względu nie są do pomyslenia w miastach lub większych osiedlach.

Na rys. 3 i rys. 4 podano dla przykładu widoki ogólne ośrodków szwajcarskich nadawczego i odbiorczego.

Ośrodki nadawcze i odbiorcze obsługiwane są przez radiotechników, których zadaniem jest utrzymywanie prawidłowego ruchu urządzeń. Personel ośrodków nie bierze udziału w prowadzeniu korespondencji na poszczególnych relacjach. Wszelkie dane dotyczące ruchu urządzeń i polecenia otrzymuje z biura operacyjnego.

Biuro operacyjne składa się z centrali zbiorczej oraz ze stanowisk manipulacyjnych i wydzielonych w osobną centralę stanowisk radiotelefonicznych.

Centrala zbiorcza pośredniczy w ruchu druków i formularzy między ogólną centralą telekomunikacyjną i poszczególnymi stanowiskami manipulacyjnymi. Ruch druków i formularzy odbywa się zasadniczo wewnątrz jednego budynku i jest zmechanizowany przez zastosowanie transporterów i poczty pneumatycznej. Ostatnio wprowadzane są metody dalszej mechanizacji pracy centrali przez wprowadzanie tzw. systemu „przekazywania taśmy”.

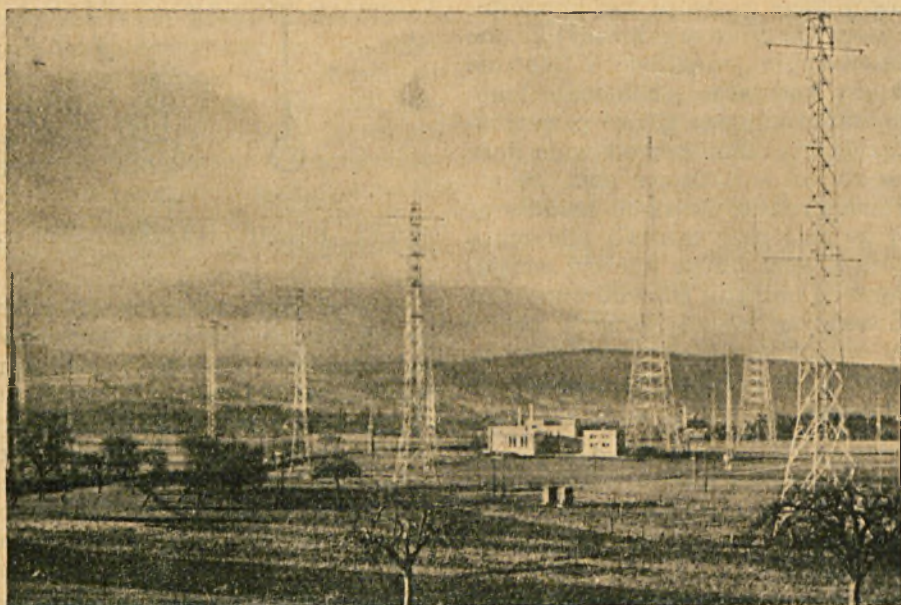
Stanowiska manipulacyjne składają się ze stanowisk nadawczych i odbiorczych podzielonych według relacji, po jednym stanowisku odbiorczym i nadawczym na każdą z nich.

Stanowiska nadawcze wyposażone są w kluze manipulacyjne, automaty nadawcze względnie aparaty drukujące, dziurkarki i sprzęt pomocniczy. Stanowiska odbiorcze wyposażone są w słuchawki, aparaty zapisujące i maszyny do pisania lub aparaty drukujące i sprzęt pomocniczy. Każde ze stanowisk obsługiwane jest zasadniczo przez jednego radiotelegrafistę czyli

ilość personelu uzależniona jest w tym wypadku od ilości relacji. Ostatnie tendencje rozwojowe idące w kierunku całkowitego przejścia na systemy drukujące w nadawaniu i odbiorze, jak również wprowadzenie systemu „przekazywania taśmy” w manipulacji wewnętrznej zmieniają całkowicie organizację obsługi stanowisk manipulacyjnych, uzależniając ilość personelu obsługi wyłącznie od wielkości trafiku. Mechanizacja stanowisk łącznie z wymienioną już mechanizacją centrali zbiorczej stwarza nowy typ biura operacyjnego, umożliwiającego znaczne skrócenie całkowitego czasu przebiegu telegramów. Na przykład przy systemie tym czas przebiegu telegramu od nadawcy ze Sztokholmu, Paryża lub Buenos Aires do odbiorcy w New Yorku wynosi zaledwie 5 do 10 minut, podczas gdy przy poprzednim systemie wynosił około 40 minut. Niezależnie od tego ilość błędów i przekłamań w telegramach znacznie spadła.

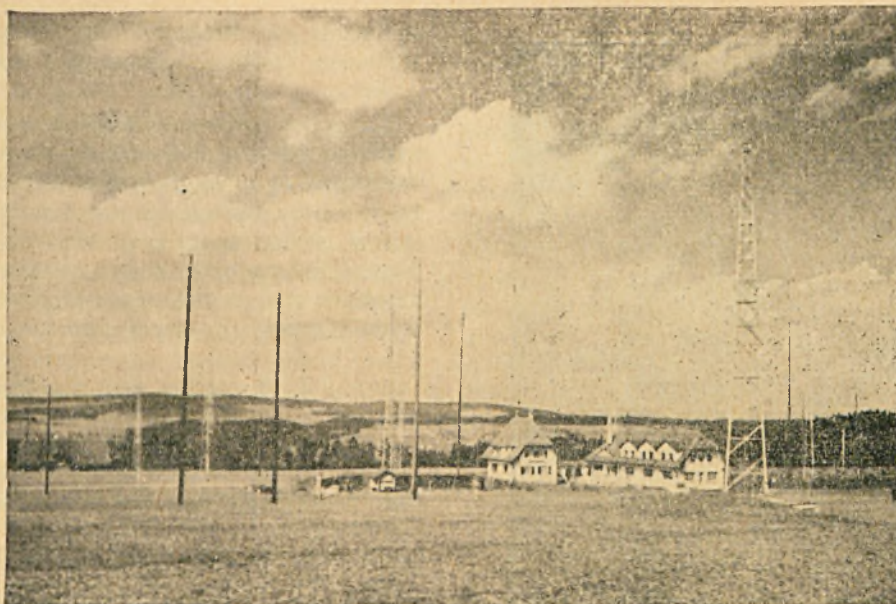
Na rys. 5 podano wygląd stanowiska odbiorczego i nadawczego w systemie nie zmechanizowanym, zaś na rys. 6 wygląd stanowisk manipulacyjnych w pełni zautomatyzowanych.

Stanowiska manipulacyjne radiotelefoniczne wraz z wyposażeniem są zazwyczaj wydzielone tworząc centralę radiotelefoniczną. Centrala ta pośredniczy w przejściu trafiku telefonicznego skoncentrowanego w centrali międzymiastowej na międzynarodową sieć radiokomunikacyjną. W tym celu stanowiska centrali radiotelefonicznej wyposażone są w zakończenia radiotelefoniczne urządzenia zwielokrotniające, urządzenia utajniające i pomocnicze. Personel obsługujący centralę radiotelefoniczną składa się z osób

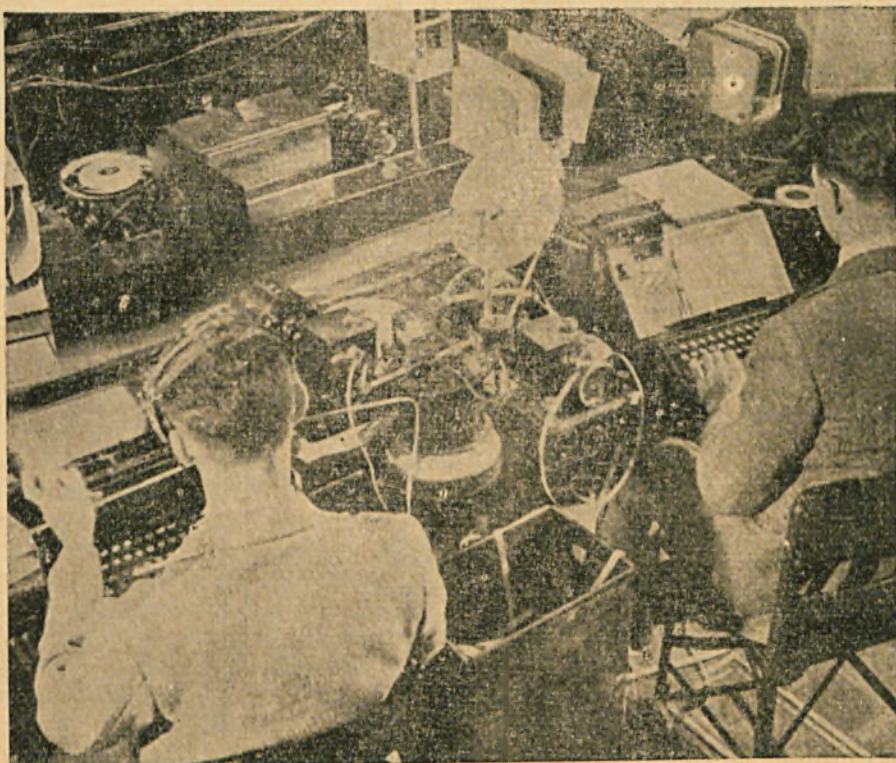


Rys. 3. Widok szwajcarskiego ośrodka nadawczego.





Rys. 4. Widok szwajcarskiego ośrodka odbiorczego.



Rys. 5. Fragment stanowisk manipulacyjnych nie zmechanizowanych.

technicznie wyszkolonych, ponieważ poza wykonywanymi czynnościami łączenia musi on stale czuwać i korygować jakość przenoszenia na obwodach radiotelefonicznych.

Opisana powyżej trójdzielna organizacja stacji radiokomunikacyjnych stałych, jak już

wspomniano, utrzymała się do dziś. Początkowe obawy powstania specjalnych trudności operacyjnych, które zdawałoby się mogły powstać na skutek odebrania operatorowi spod ręki odbiornika okazały się zupełnie płonne. W radiokomunikacji stałej zmienność elementów ruchu



Rys. 6. Widok stanowisk manipulacyjnych w systemie „przekazywanej taśmy”.

jest niewielka. W wyposażeniu sprzętowym dąży się do zaopatrzenia każdej relacji w osobny zespół lub zespoły antenowo-aparatowe, a wysoka klasa urządzeń nadawczo - odbiorczych

i metody stabilizacji ich pracy gwarantują dostateczną stałość elementów ruchu w czasie pracy.

Niemniej wobec wysokich wymagań stawianych obecnie wydajności i jakości przenoszenia bezdrutowego, jak również wobec istnienia szeregu metod i środków umożliwiających uzyskiwanie najlepszych pod tym względem wyników, kierownictwo ruchu radiostacji stałej musi spoczywać w rękach wysokowyzkwalifikowanych i doświadczonych ludzi.

#### 4. Technika radiokomunikacji.

Technika radiokomunikacji polega na sposobach i metodach przenoszenia sygnałów na odległość przy pomocy fal elektromagnetycznych. Zakres tych fal dla całej radiokomunikacji rozciąga się, jak już wspomniano na wstępie, od 10 kc/s do 30.000 Mc/s. Z zakresu tego dla radiokomunikacji stałej międzynarodowej (dalekosiędnej) w obecnej dobie stosuje się prawie wyłącznie fale długie w zakresie 14 do 200 kc/s (21430 ÷ 1500 m) i fale krótkie w zakresie 3 do 30 Mc/s (100 ÷ 10 m).

Przeniesienie każdego sygnału wymaga pewnego widma lub pasma z przytoczonego zakresu fal, które to pasmo tworzy tzw. kanał radiokomunikacyjny. Szerokość tego pasma czyli szerokość kanału zależy od rodzaju treści sygnału i sposobu jego formowania. Poniżej podaje się

	Rodzaj treści	Sposób formowania sygnału	Szerokość kanału	Oznaczenie
1.	Telegrafia kodem Mors'a. szybkość 25 sł/min.	Kluczowanie fali nośnej. Modulacja amplitudowa fali nośnej klucowanym tonem 1000 c/s. Manipulacja fali nośnej przesuwem częstotliwości 425 c/s.	100 c/s 2100 c/s 950 c/s	0,1 A 1 2,1 A 2 0,95 F 1
2.	Telegrafia 4-krotna kodem 7-impulsowym. Szybkość 240 sł/min.	Kluczowanie fali nośnej. Manipulacja fali nośnej przesuwem częstotliwości 425 c/s.	850 c/s 1700 c/s	0,85 A 1 1,7 F 1
3.	Telefonia handlowa zwykła.	Modulacja amplitudowa dwuwstęgową fali nośnej. Modulacja amplitudowa jednowstęgową fali nośnej. Modulacja częstotliwości fali nośnej.	6000 c/s 3000 c/s 36000 c/s	6 A 3 3 A 3 36 F 3
4.	Facsimile przy śred. cylindra 70 mm ilości linii 3,77 lin/mm szybkości 1 obr/sek.	Modulacja amplitudowa fali nośnej tonem 1800 c/s manipulowanym impulsami elementarnymi. Modulacja częstotliwości fali nośnej tonem 1800 c/s manipulowanym impulsami elementarnymi.	4842 c/s 25000 c/s	4,84 A 4 25 F 4

zestawienie niektórych rodzajów treści, sposobów formowania sygnału, szerokości kanałów i oznaczenia sygnałów stosowanych obecnie w radiokomunikacji stałej.

Jak widać z powyższego zestawienia niektóre sygnały, jak na przykład sygnał telefonii handlowej zwykłej utworzony metodą modulacji częstotliwości fali nośnej zajmują bardzo szerokie kanały, w przytoczonym przykładzie kanał ten wynosi 36 kc/s. Dlatego też zakresy fal używane w radiokomunikacji stałej międzynarodowej są w stanie pomieścić bardzo ograniczoną ilość kanałów. Biorąc już tylko kanał sygnału zwykłej telefonii handlowej, utworzony metodą dwuwstępowej modulacji amplitudy fali nośnej, a więc zajmujący kanał 6 kc/s, to zakres fal długich jest w stanie pomieścić zaledwie 31 takich kanałów, natomiast zakres fal krótkich wprawdzie jest w stanie pomieścić znakomicie więcej, bo aż 4500 kanałów, to jednak i ta liczba jest mała w stosunku do potrzeb. Jak już wspomniano kulę ziemską oplata gęsta sieć relacji, na których wymieniana jest, jak wynika z przytoczonych danych statystycznych, olbrzymia ilość sygnałów różnej treści, toteż z konieczności w dużej ilości wypadków sygnały te muszą zajmować równocześnie te same, zachodzące lub bardzo zbliżone do siebie pasma fal. Jak wiadomo sygnały radiokomunikacyjne dla ich przeniesienia wypromieniowywane są w przestrzeń mało lub w ogóle nie skupione, toteż w każdej chwili przestrzeń jest wypełniona zbiorem różnych sygnałów.

Pierwszym zadaniem techniki radiokomunikacyjnej jest dokonanie takiego podziału fal przestrzennie i opracowanie takich metod przenoszenia bezprzewodowego, aby pomimo istniejącego stanu nie dopuścić do wzajemnego przeszkadzania sobie w przekazywaniu sygnałów.

Niestety wzajemne przeszkadzające oddziaływanie sygnałów nie jest jedynym zakłóceniem przenoszenia bezprzewodowego. W przestrzeń, oprócz sygnałów użytecznych, wypromieniowywane są ustawicznie sygnały nie przenoszące żadnej treści, ale za to, zajmujące wielokrotnie szersze od sygnałów użytecznych kanały. Są to zakłócenia atmosferyczne, zakłócenia natury kosmicznej, zakłócenia wywołane zmianami pola elektromagnetycznego ziemskiego oraz tzw. zakłócenia przemysłowe, pochodzące od aparatów elektrycznych używanych przez człowieka.

Głównym źródłem zakłóceń zewnętrznych są wyładowania atmosferyczne. Na ziemi w każdej chwili jest równocześnie około 1800 burz przy czym w każdej sekundzie pojawia się około 20 błyskawic. Zniszczona moc przy wyładowaniach atmosferycznych wynosi średnio  $10^{12}$  watów, co odpowiada 2 kW na każdy  $\text{km}^2$  powierzchni ziemi. Wprawdzie moc ta zmienia się głównie w ciepło to jednak pochodzące od tych

mocy zakłócenia atmosferyczne są bardzo znaczne.

Zakłócenia te nie są równomiernie rozłożone na całej kuli ziemskiej, ponieważ źródła ich są na ogół rozłożone w pewnych miejscach na ziemi. Istnieją pewne centra zakłóceń, gdzie natężenia sygnałów zakłócających jest szczególnie wysokie, poza tym są kierunki na kuli ziemskiej wzdłuż których sygnały te rozchodzą się najlepiej. Tak więc w pobliżu centrum zakłóceń np. w Australii natężenia sygnałów zakłócających w obszarze fal powyżej 10 km dochodzą do  $2000 \mu\text{V/m}$  podczas gdy w Anglii zakłócenia te w tym samym obszarze dochodzą już tylko do  $100 \mu\text{V/m}$ .

Rozkład centrów zakłócających w czasie jest zmienny i postępuje za słońcem. Siedliskiem centrów zakłócających są strefy tropikalne, Środkowa i Południowa Ameryka, Afryka, Indie i morza południowe. Zasięg sygnałów zakłócających jest znaczny. Np. na wybrzeżu atlantyckim USA występują bardzo silne zakłócenia pochodzące z południowo-zachodu, tj. z rejonu Ameryki Środkowej. Kierunki rozchodzenia się sygnałów zakłócających zależne są od względnego kierunku linii sił pola ziemskiego, toteż natężenia sygnałów zakłócających na kierunkach wschód — zachód ulegają większym wahaniom niż na kierunkach północ — południe. W Europie, w nocy zakłócenia pochodzą od burz w Południowej Ameryce, występują więc na kierunku wschód — zachód, ale w czasie dnia centra zakłóceń przesuwają się tak, że uprzywilejowany kierunek ich rozchodzenia zmienia się na kierunek północ — południe.

Stwierdzono, że atmosferyczne sygnały zakłócające mają największe natężenie pól na falach długich i natężenia te maleją proporcjonalnie z długościami fal. Moc sygnału zakłócającego w pewnym paśmie jest sumą mocy elementarnych z przyjętego pasma fal, a więc jest proporcjonalna do szerokości obranego kanału radiokomunikacyjnego.

Średnie natężenia pól sygnałów zakłócających w obszarze fal 300 m wynoszą  $40 \mu\text{V/m}$  a w obszarze 30 m zaledwie  $4 \mu\text{V/m}$ .

Sygnały zakłócające powstające na skutek zmian natężenia pola elektrycznego ziemi mają mniejsze znaczenie. Aczkolwiek na skutek nagłości tych zmian powstające sygnały zajmują również szerokie pasmo fal z podobnym do sygnałów atmosferycznych rozkładem natężeń pól. Największe natężenia pól sygnału zakłócającego ziemskiego (a więc w obszarze fal długich) nie przekraczają  $100 \mu\text{V/m}$ .

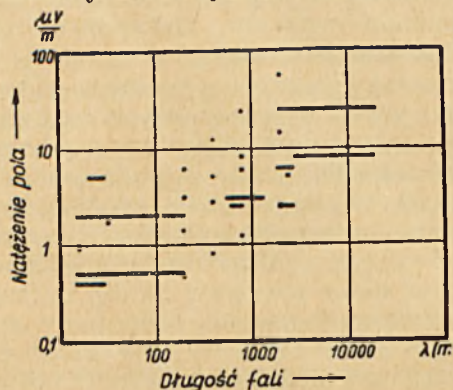
Sygnały zakłócające z przestrzeni międzyplanetarnych i dalszych pojawiają się zasadniczo jako tylko pewne pasma fal krótkich. Znaczenie ich jest niewielkie, natężenia ich nie przekra-

czają 10 — 17 db powyżej natężeń zakłóceń wewnętrznych urządzeń odbiorczych.

Natomiast nie do pominięcia są sygnały zakłócające przemysłowe, pochodzące od urządzeń elektrycznych budowanych przez człowieka. W wielu wypadkach sygnały te są głównymi zakłóceniami z zakłóceń zewnętrznych. Źródłami sygnałów są w pierwszym rzędzie wszelkie urządzenia wielkiej częstotliwości jak aparaty elektromedyczne itp., a poza tym wszelkie styki iskrzące, wyłączniki i inne. Siedliskiem i przewodnicami tych zakłóceń są wszelkiego rodzaju sieci silnoprądowe, jak np. miejskie, trakcji elektrycznej i wysokiego napięcia. Zakłócenia te podobnie jak zakłócenia atmosferyczne zajmują cały zakres długości fal i mają podobny rozkład natężeń. Nasilenie sygnałów zakłócających przemysłowych jest proporcjonalne do gęstości zaludnienia i stopnia uprzemysłowienia danego obszaru. I tak np. w USA w niektórych okolicach zakłócenia te przekraczają amplitudowo 10-krotnie zakłócenia atmosferyczne. W Europie warunki pod tym względem są znacznie korzystniejsze. Korzystną cechą tych zakłóceń jest ich szybkie zanikanie w miarę oddalania się od źródła zakłóceń.

Wszystkie wyżej opisane sygnały zakłócające dodają się, tworząc jeden ogólny sygnał zakłóceń zewnętrznych. Jego najniższy poziom natężenia ustala w danym miejscu i na danym zakresie fal warunki przenoszenia sygnałów użytecznych. Wartość najmniejszych natężeń

sygnału zakłócającego w zależności od długości fali podana jest na wykresie rys. 7. Jak widać



Rys. 7. Najmniejsze wartości natężenia pola zakłóceń zewnętrznych w zależności od długości fali przy szerokości wstęgi 200 c/s.

natężenia te rosną proporcjonalnie do długości fali, i przebieg ten zachowuje się również dla wartości natężeń średnich. Dlatego też połączenia nocne, które wymagają stosowania fal dłuższych są silniej zakłócone niż połączenia dzienne.

Sygnały zakłóceń zewnętrznych jako beztreściowe, łącznie z będącymi zwykle do pominięcia zakłóceniami wewnętrznymi urządzeń odbiorczych - nadawczych, po odbiorze dają szum, na tle którego może być dopiero odbierania treść właściwego sygnału.

d. c. n.

Inż. ŻOCHOWSKI WACŁAW

## Pomiar oporu pozornego mostkiem prądu zmiennego

### 4.5. Pomiar oporu zespolonego.

Pomiar oporu zespolonego  $Z$  może być wykonywany dwoma sposobami, a mianowicie przez pomiar składowej rzeczywistej  $R$  i urojonej  $X$  tego oporu lub przez pomiar jego modułu  $Z$  i kąta fazowego  $\varphi$ . W pierwszym przypadku wartości modułu  $Z$  i kąta fazowego  $\varphi$  w zależności od składowych  $R$  i  $X$  wyrażają się wzorami:

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} \quad (59)$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{X}{R} \quad (62)$$

w drugim zaś przypadku wartości składowych  $R$  i  $X$  w zależności od modułu  $Z$  i kąta fazowego  $\varphi$  wyrażają się wzorami:

$$R = Z \cos \varphi \quad (61)$$

$$X = Z \sin \varphi \quad (62)$$

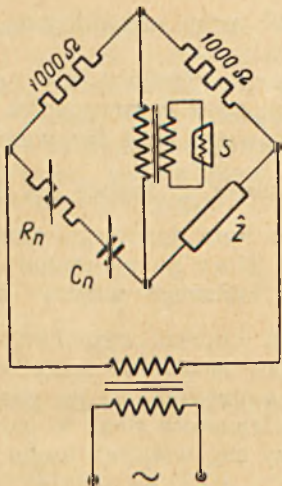
Do pomiaru składowych rzeczywistej  $R$  i urojonej  $X$  stosuje się mostek prądu zmiennego, którego schemat w przypadku mierzonego oporu zespolonego o pojemnościowej składowej urojonej uwidocznia rys. 46.

W stanie równowagi mostka składowego  $R$  i  $X$  wyrażają się wzorami:

$$R = R_n \quad (63)$$

$$X = \frac{1}{\omega C_n} \quad (64)$$

Jeżeli w przypadku małej pojemnościowej składowej urojonej pojemność  $C_n$  regulowanego kondensatora porównawczego musiałaby być zbyt mała, wskutek czego pomiar małej pojemnościowej składowej urojonej nie może być wykonany, to wtedy mierzony opór zespolony  $Z$  włącza się w szereg z dwoma dodat-



Rys. 46. Schemat mostka prądu zmiennego dla pomiaru oporu zespolonego o pojemnościowej składowej urojonej.

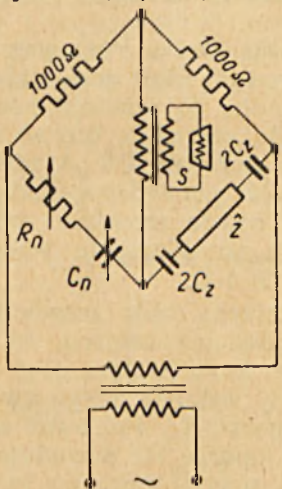
kowymi kondensatorami  $2C_z$  (rys. 47), włączonymi symetrycznie względem mierzonego cporu zespolonego  $Z$ .

W stanie równowagi mostka składowe  $R$  i  $X$  wyrażają się wtedy wzorami:

$$R = R_n \quad (65)$$

$$X = \frac{1}{\omega} \left( \frac{1}{C_z} - \frac{1}{C_n} \right) \quad (66)$$

W mostku firmy „Siemens - Halske“ pojemność każdego z dwóch dodatkowych kondensatorów  $2C_z$  wynosi  $0,9 \mu\text{F}$ . ( $C_z = 0,45 \mu\text{F}$ ).



Rys. 47. Schemat mostka prądu zmiennego dla pomiaru oporu zespolonego o małej pojemnościowej składowej urojonej.

Mostek według schematu z rys. 47 umożliwia również pomiar oporu zespolonego o małej indukcyjnej składowej urojonej, przy czym największa wartość tej składowej nie może

przekraczać wartości  $\frac{1}{\omega C_z}$ . W przypadku oporu zespolonego o większej indukcyjnej składowej

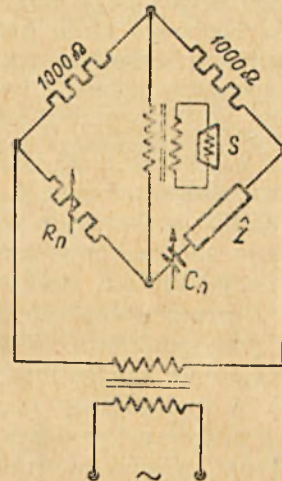
urojonej stosuje się schemat uwidoczony na rys. 48, w którym mierzony opór zespolony  $Z$  jest połączony w szereg z regulowaną pojemnością porównawczą  $C_n$ .

W stanie równowagi mostka składowe  $R$  i  $X$  wyrażają się wzorami:

$$R = R_n \quad (67)$$

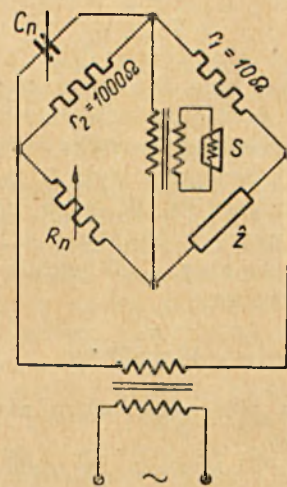
$$X = \frac{1}{\omega C_n} \quad (68)$$

Jeżeli w układzie z rys. 48 indukcyjna składowa urojona oporu  $Z$  posiada tak dużą wartość, że dla jej zrównoważenia najmniejszy stopień regulowanego kondensatora porównawczego  $C_n$  posiada jeszcze zbyt dużą wartość, to wówczas stosuje się schemat uwidocz-



Rys. 48. Schemat mostka prądu zmiennego dla pomiaru oporu zespolonego o większej indukcyjnej składowej urojonej.

niony na rys. 49, w którym pojemność porównawcza  $C_n$  jest przyłączona równolegle do cporu stosunkowego  $r_2$  o wartości  $1000 \Omega$ , opór zaś stosunkowy  $r_1$  posiada wartość  $10 \Omega$ .



Rys. 49. Schemat mostka prądu zmiennego dla pomiaru oporu zespolonego o dużej indukcyjnej składowej urojonej.

W stanie równowagi mostka składowe  $R$  i  $X$  wyrażają się wówczas wzorami:

$$R = \frac{r_1}{r_2} R_n \quad (69)$$

$$X = \omega r_1 R_n C_n \quad (70)$$

W nowoczesnym mostku pomiarowym firmy „Siemens - Halske“ układy pomiarowe z rys. 46, 47, 48 i 49 uzyskuje się za pomocą pokretnego przełącznika o czterech pozycjach. Mostek taki nadaje się szczególnie do pomiaru oporu falowego (wejściowego) kabli pupinizowanych, w których składowa urojona oporu falowego (wejściowego) przy różnych częstotliwościach może stawać się naprzemian indukcyjną lub pojemnościową.

Pomiar oporu zespolonego przez pomiar jego modułu i kąta fazowego może być wykonywany za pomocą tzw. niewyrównoważonego mostka, którego zasadniczy schemat uwidocznia rys. 50. Mostek ten jest utworzony z dwóch równych oporów  $R$ , regulowanego oporu  $R_n$  i mierzonego oporu zespolonego  $\hat{Z}$ , tworzących czworobok ACBD. Na jednym z dwóch oporów  $R$  znajduje się ruchomy styk  $S$ , umożliwiający regulację spadku napięcia pomiędzy punktami  $C$  i  $E$  przez zmianę oporu  $r$  zawartego pomiędzy tymi punktami. W przekątną AB mostka jest włączone źródło prądu zmiennego, wskaźnik zaś  $W$  posiadający duży opór wejściowy jest przyłączany podczas pomiaru do różnych punktów układu mierniczego.

W celu zmierzenia modułu  $|\hat{Z}|$  należy tak wyregulować opór  $R_n$ , aby wskazania wskaźnika  $W$  przy kolejnym jego przyłączaniu raz równoległe do oporu  $R_n$  a następnie równoległe do mierzonego oporu zespolonego  $\hat{Z}$  były sobie równe. Wówczas jest:

$$|\hat{Z}| = R_n \quad (71)$$

Przy pomiarze kąta fazowego  $\varphi$  wykorzystuje się napięcie pomiędzy wierzchołkami  $C$  i  $D$  niewyrównoważonego mostka. W tym celu przesuwamy ruchomy styk  $S$  tak długo, aż wskazania wskaźnika  $W$  przy kolejnym jego włączaniu pomiędzy punkty  $C$  i  $D$  oraz  $C$  i  $E$  będą równe sobie. Wówczas kąt fazowy wyrazi się wzorem:

$$\operatorname{tg} \frac{\varphi}{2} = \frac{r}{R} \quad (72)$$

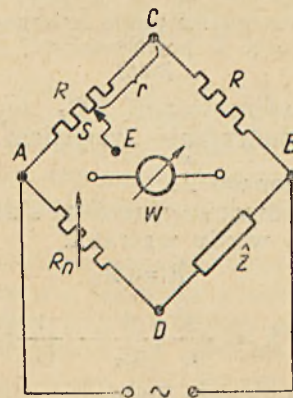
gdzie  $r$  jest wartością oporu zawartą pomiędzy punktami  $C$  i  $E$ .

Ze wzoru 72) wynika, że opór  $R$  może być wyskalowany bezpośrednio w wartościach  $\operatorname{tg} \frac{\varphi}{2}$  względnie  $\varphi$ . Przy największej wartości  $r = R$

jest  $\varphi = 90^\circ$ , przy najmniejszej zaś wartości  $r = 0$  jest  $\varphi = 0$ .

Z powyższego pomiaru nie otrzymuje się znaku kąta  $\varphi$ , gdyż w przypadku indukcyjnego i pojemnościowego kąta fazowego o tej samej

wartości stosunek  $\frac{r}{R}$  będzie ten sam. Do określenia znaku kąta fazowego służy dodatkowy kondensator, który po wykonaniu pomiaru modułu i kąta fazowego włącza się w szereg z mierzonym oporem zespolonym  $\hat{Z}$ . Jeżeli mierzony opór zespolony posiada pojemnościową składową urojoną, to po włączeniu dodatkowego kondensatora prąd w gałęzi ADB (rys. 50) zmniejszy się, wskutek czego zmniejszy się



Rys. 50. Pomiar oporu zespolonego za pomocą niewyrównoważonego mostka.

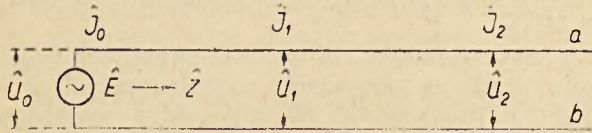
napięcie na oporze  $R_n$ . Ponieważ napięcie przyłożone do gałęzi ADB jest stałe i równa się napięciu źródła, to zmniejszenie się napięcia na oporze  $R_n$  powoduje wzrost napięcia przyłożonego do ramienia DB. A zatem po włączeniu wskaźnika pomiędzy punkty  $A$  i  $D$  jego wychylenie będzie mniejsze od wychylenia otrzymanego po włączeniu wskaźnika pomiędzy punkty  $B$  i  $D$ .

Jeżeli mierzony opór zespolony posiada indukcyjną składową urojoną, to po włączeniu dodatkowego kondensatora prąd w gałęzi ADB zwiększy się, wskutek czego zwiększy się napięcie na oporze  $R_n$ . Ponieważ zwiększenie się napięcia na oporze  $R_n$  powoduje zmniejszenie się napięcia przyłożonego do ramienia BD, to po włączeniu wskaźnika pomiędzy punkty  $A$  i  $D$  jego wychylenie będzie większe od wychylenia otrzymanego po włączeniu wskaźnika pomiędzy punkty  $B$  i  $D$ .

#### 4.6. Pomiar oporu falowego.

Z teorii linii długich wiadomo, że pod wpływem sinusoidalnie zmiennej siły elektromotorycznej  $E$  włączonej na wejściu elektrycznie długiego obwodu telefonicznego  $a - b$  (rys. 51) powstają tłumione fale prądu i napięcia, któ-

rych chwilowy rozkład wzdłuż obwodu jest sinusoidalny i których zmienność w danym punkcie obwodu wraz z czasem jest również sinusoidalna. Elektrycznie długim obwodem nazywa się taki, którego tłumienie falowe przy danej częstotliwości jest większe od 2 neperów. W przypadku elektrycznie długiego i rów-



Rys. 51. Obwód telefoniczny elektrycznie długi.

nomiernego (ciągłego) obwodu, posiadającego w każdym punkcie tę samą budowę i zwanego obwodem naturalnym (bez podwyższonej sztucznie indukcyjności), stosunek napięcia  $\hat{U}$  do prądu  $\hat{I}$  w każdym punkcie obwodu jest stały i równa się oporowi falowemu  $\hat{Z}$  t.j.

$$\frac{\hat{U}_0}{\hat{I}_0} = \frac{\hat{U}_1}{\hat{I}_1} = \frac{\hat{U}_2}{\hat{I}_2} = \dots = \hat{Z} \quad (73)$$

Moduł oporu falowego  $\hat{Z}$  jest zależny od elektrycznych własności danego obwodu t.j. od oporu skutecznego  $R$ , indukcyjności  $L$ , uływności  $G$  i pojemności  $C$  przypadających na jednostkę długości obwodu. Moduł ten dla obwodu naturalnego wyraża się wzorem:

$$Z = \sqrt{\frac{R^2 + \omega^2 L^2}{G^2 + \omega^2 C^2}} \quad (74)$$

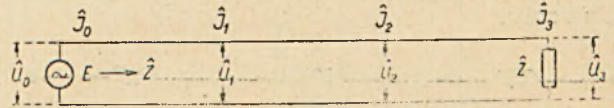
kąt zaś fazowy  $\varphi$  oporu falowego wyraża się wzorem:

$$\operatorname{tg} 2\varphi = \frac{\frac{G}{\omega C} - \frac{R}{\omega L}}{1 + \frac{RG}{\omega^2 LC}} \quad (75)$$

Ze wzorów 74) i 75) widać, że moduł i kąt fazowy oporu falowego są zależne od częstotliwości (pulsacji  $\omega$ ) oraz że są niezależne od długości obwodu telefonicznego.

Zaznaczyć należy, że wzór 73) odnosi się nie tylko do obwodu naturalnego elektrycznie długiego (o tłumieniu falowym większym od 2 neperów), lecz również do obwodu naturalnego elektrycznie krótkiego (o tłumieniu falowym mniejszym od 2 neperów) zamkniętego na koń-

cu oporem zespolonym, równym co do modułu i fazy oporowi falowemu  $\hat{Z}$  obwodu (rys. 52). Mówimy wówczas, że elektrycznie krótki obwód telefoniczny jest zamknięty na końcu dopasowanym oporem zespolonym  $\hat{Z}$ , przy którym



Rys. 52. Obwód telefoniczny elektrycznie krótki zamknięty na końcu dopasowanym oporem  $\hat{Z}$ .

wzdłużny rozkład prądów i napięć jest taki sam, jak w elektrycznie długim obwodzie, spełniając wzór 73).

Ze wzoru 73) wynika, że stosunek napięcia wejściowego  $\hat{U}_0$  do prądu wejściowego  $\hat{I}_0$  również równa się oporowi falowemu  $\hat{Z}$ . Ponieważ stosunek ten jest oporem wejściowym, to opór wejściowy obwodu elektrycznie długiego, oraz obwodu elektrycznie krótkiego zamkniętego na końcu oporem dopasowanym równa się oporowi falowemu obwodu.

Ze wzorów 74) i 75) wynika, że ze wzrostem częstotliwości (pulsacji  $\omega$ ) moduł oporu falowego dąży do wartości granicznej:

$$Z_{gr} = \sqrt{\frac{R^2 + L^2 \omega^2}{G^2 + C^2 \omega^2}} \Big|_{\omega \rightarrow \infty} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

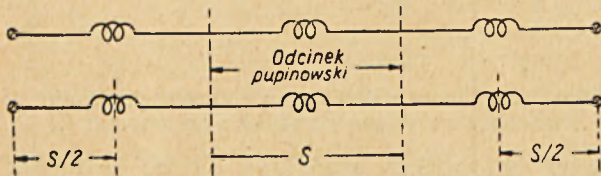
kąt zaś fazowy  $\varphi$  — do wartości granicznej:

$$\operatorname{tg} 2\varphi_{gr} = \frac{\frac{G}{\omega C} - \frac{R}{\omega L}}{1 + \frac{RG}{\omega^2 LC}} \Big|_{\omega \rightarrow \infty} = 0 \quad \varphi_{gr} = 0$$

A zatem w zakresie bardzo dużych częstotliwości opór falowy obwodu naturalnego jest oporem rzeczywistym o wartości  $\sqrt{\frac{L}{C}}$ .

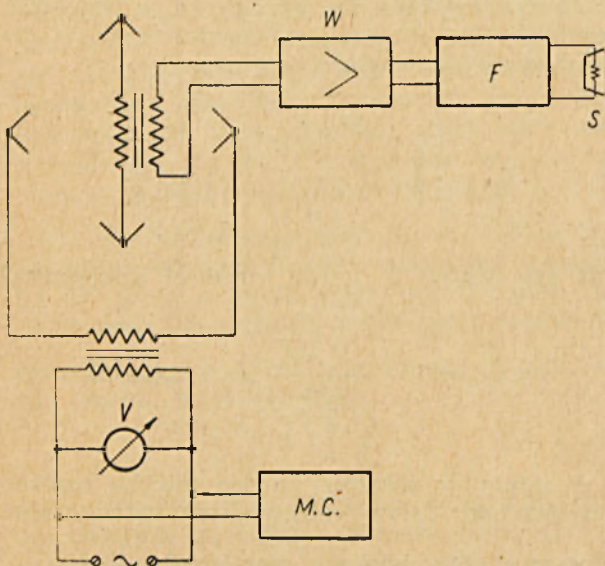
Jak już zaznaczono wzory 74) i 75) odnoszą się tylko do obwodów telefonicznych naturalnych (bez zwiększonej sztucznie indukcyjności). W przypadku obwodu telefonicznego pupinizowanego o skoku pupinizacji  $S$  (rys. 53) wzory na składową rzeczywistą i urojoną oporu falowego są złożone i przytaczać ich nie będziemy. Zaznaczyć jednak należy, że jeżeli elektrycznie krótki pupinizowany obwód telefoniczny (o tłumieniu falowym mniejszym od 2 neperów) rozpoczyna się i kończy połową odcinka pupinowskiego, jak pokazano na rys. 53, to przy zamknięciu tego obwodu oporem dopasowanym (równym oporowi falowemu)

opór wejściowy również będzie się równać oporowi falowemu. W przypadku elektrycznie długiego obwodu pupinizowanego (o tłumieniu falowym większym od 2 neperów) opór wejściowy obwodu otwartego lub zwartego na końcu, względnie zamkniętego dowolnym oporem zespolonym, również równa się oporowi falowemu.



Rys. 53. Obwód telefoniczny pupinizowany.

Pomiar oporu falowego dogodnie jest wykonywać za pomocą mostka pomiarowego, umożliwiającego uzyskiwanie za pomocą pokrętnego przełącznika czterech układów pomiarowych przedstawionych na rys. 46, 47, 48 i 49. Schemat zewnętrznej aparatury przyłączonej do tego mostka uwidocznia rys. 54, w którym przez M.C. oznaczono mostkowy miernik częstotli-



Rys. 54. Schemat zewnętrznej aparatury przyłączonej do mostka dla pomiaru oporu falowego (pozornego).

wości włączony równolegle do źródła prądu, przez V zaś woltomierz do pomiaru napięcia pomiarowego. W celu umożliwienia dokładnego wyrównywania mostka należy przed słuchawką S włączyć wzmacniacz W, w celu zaś usunięcia harmonicznych, utrudniających dokładne nastawianie równowagi mostka, należy pomiędzy wzmacniacz W i słuchawkę S włączyć wielostopniowy dolnoprzepustny filtr F. Miernik częstotliwości M.C. podczas pomiaru oporu falowego (pozornego) winien pozostawać

włączonym, gdyż wyłączenie tego miernika może stać się powodem zmiany częstotliwości generatora wywołanej zmianą jego obciążenia.

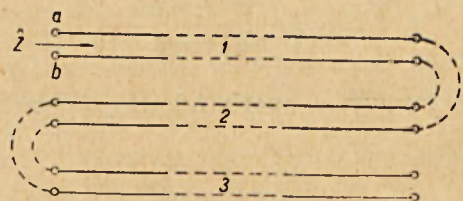
Przy pomiarze oporu falowego obwodów telefonicznych macierzystych i pochodnych o pupinizacji mocnej i normalnej napięcie pomiarowe wynosi 1 V, przy pomiarze zaś obwodów słabo pupinizowanych napięcie to wynosi 1,5 V.

Zaznaczyć należy, że wartość skuteczna natężenia prądu w obwodach pupinizowanych nie powinna przekraczać 60 mA, gdyż większe natężenie prądu może powodować zmianę indukcyjności cewek pupinowskich względnie nawinięcia Krarupa.

Przy pomiarze falowego oporu obwodu telefonicznego obwód ten należy zamknąć na odległym końcu oporem dopasowanym do falowego oporu mierzonego obwodu. Dopasowanie to winno być tym dokładniejsze, im mniejsze jest tłumienie falowe obwodu.

Przy tłumieniu falowym obwodu większym od 2 neperów (obwód elektrycznie długi) zamknięcie obwodu mierzonego na odległym końcu nie gra prawie żadnej roli i pomiar oporu wejściowego w stanie jałowym (obwód otwarty na końcu) równa się wówczas oporowi falowemu obwodu.

Przy pomiarze oporu falowego obwodów kablowych obwód elektrycznie długi tworzy się przez łączenie ze sobą poszczególnych obwodów 1, 2, 3 itd. (rys. 55) w jedną pętlę tak, aby jej wypadkowe tłumienie falowe było większe od 2 neperów. Wówczas opór wejściowy elektrycznie długiej pętli, mierzony np. mostkiem pomiarowym pomiędzy punktami a i b (rys. 55), równa się oporowi falowemu  $\frac{A}{Z}$



Rys. 55. Sposób tworzenia w kablach obwodu elektrycznie długiego.

Przyjmijmy dla przykładu że zmierzono opór falowy kablowego obwodu macierzystego, pupinizowanego cewkami o indukcyjności 177 mH (pupinizacja mocna). Grubość drutu żyły kablowej wynosiła 1,3 mm. Pomiar wykonano metodą tworzenia pętli elektrycznie długiej (rys. 55) w układzie mostkowym z rys. 47 przy częstotliwości 800 okr./sek. W stanie równowagi mostka nastawienie regulowanego oporu  $R_n$  wynosiło 1668,3  $\Omega$ , nastawienie zaś regulowanego kondensatora  $C_n$  — 0,395  $\mu\text{F}$ . Na podstawie wzorów 65) i 66) składowa rzeczywista mierzonego oporu falowego wynosi:



$$R = 1668,3 \Omega$$

składowa zaś urojona:

$$X = \frac{10^6}{2\pi \cdot 800} \left( \frac{1}{0,45} - \frac{1}{0,395} \right) = -61,6 \Omega$$

Znak minus składowej urojonej  $X$  wskazuje, że mierzony opór falowy posiada charakter pojemnościowy.

W przytoczonym przykładzie każdy z obwodów 1, 2, 3 itd. (rys. 55) rozpoczynał się i kończył połową odcinka pupinowskiego (jak na rys. 53), wskutek czego łączone obwody były do siebie dopasowane i łączenie ich ze sobą na końcach w celu utworzenia pętli elektrycznie długiej nie powodowało szkodliwych odbić wpływających na mierzony opór wejściowy.

Jeżeli tworzenie obwodu elektrycznie długiego nie jest możliwe, jak również nie rozporządza się dopasowanym oporem zamykającym, to w przypadku elektrycznie krótkiego obwodu opór falowy może być obliczony ze zmierzonego metodą mostkową oporu wejściowego w stanie jałowym (odległy koniec rozwarty) i w stanie zwarcia (odległy koniec zwarty). Oznaczając składowe rzeczywistą i urojoną oporu wejściowego w stanie jałowym przez  $R_1$  i  $X_1$  oraz w stanie zwarcia przez  $R_z$  i  $X_z$  otrzymujemy z rachunku następujące wartości modułów oporu wejściowego: w stanie jałowym:

$$Z_1 = \sqrt{R_1^2 + X_1^2} \quad 76$$

w stanie zwarcia:

$$Z_z = \sqrt{R_z^2 + X_z^2} \quad 77)$$

oraz następujące wartości kątów fazowych oporu wejściowego: w stanie jałowym:

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \frac{X_1}{R_1} \quad 78)$$

w stanie zwarcia:

$$\operatorname{tg} \varphi_z = \frac{X_z}{R_z} \quad 79)$$

Moduł mierzonego oporu falowego oblicza się wówczas ze wzoru:

$$Z = \sqrt{Z_1 \cdot Z_z} \quad 80)$$

kąt zaś fazowy  $\varphi$  ze wzoru:

$$\varphi = \frac{1}{2} (\varphi_1 + \varphi_z) \quad 81)$$

Jeżeli składowe urojone  $X_1$  i  $X_z$  są małe w porównaniu ze składowymi rzeczywistymi  $R_1$  i  $R_z$ , to pomijając we wzorach 76) i 77) pod pierwiastkiem małe wartości  $X_1^2$  i  $X_z^2$  wobec wartości  $R_1^2$  i  $R_z^2$  otrzymujemy w przybliżeniu:

$$Z_1 \cong R_1$$

$$Z_z \cong R_z$$

Wzór 80) przyjmie wtedy postać:

$$Z \cong \sqrt{R_1 R_z} \quad 82)$$

Wzór 81) w tym przypadku pozostaje bez zmiany.

Przyjmijmy dla przykładu, że zmierzono przy częstotliwości 800 okr/sek. opór wejściowy w stanie jałowym i w stanie zwarcia kablowego obwodu macierzystego z drutu o grubości 0,9 mm, pupinizowanego cewkami o indukcyjności 50 mH (pupinizacja słaba) przy skoku pupinizacji 2 km. Otrzymano z pomiaru następujące wartości:

$$\begin{aligned} R_1 &= 789 \Omega & R_z &= 756 \Omega \\ X_1 &= -316 \Omega & X_z &= -209 \Omega \end{aligned}$$

Ze wzorów 76), 77), 78) i 79) otrzymujemy:

$$Z_1 = \sqrt{789^2 + 316^2} = 850 \Omega$$

$$Z_z = \sqrt{756^2 + 209^2} = 784 \Omega$$

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = -\frac{316}{789} = -0,4005 \quad \varphi_1 = -21^\circ 50'$$

$$\operatorname{tg} \varphi_z = -\frac{209}{756} = -0,276 \quad \varphi_z = -15^\circ 26'$$

Ze wzorów 80) i 81) otrzymujemy następujące wartości modułu i fazowego kąta oporu falowego:

$$Z = \sqrt{850 \cdot 784} = 816 \Omega$$

$$\varphi = \frac{1}{2} (-21^\circ 50' - 15^\circ 26') = -18^\circ 38'$$

Składowa rzeczywista i urojona oporu falowego będą zatem:

$$R = Z \cdot C_s \varphi = 816 \cdot C_s 18^\circ 38' = 774 \Omega$$

$$X = Z \cdot S_n \varphi = -816 \cdot S_n 18^\circ 38' = -261 \Omega$$

Przyjmijmy w drugim przykładzie, że zmierzono przy częstotliwości 800 okr/sek. opór wejściowy w stanie jałowym i w stanie zwarcia kablowego obwodu macierzystego z drutu o grubości 1,4 mm, pupinizowanego cewkami

o indukcyjności 190 mH (pupinizacja mocna) przy skoku pupinizacji 2 km. Otrzymano z pomiaru następujące wartości:

$$R_1 = 1728 \Omega, \quad R_2 = 1530 \Omega \\ X_1 = -57 \Omega, \quad X_2 = -76 \Omega$$

W tym przypadku przybliżona wartość modułu oporu falowego ze wzoru 82) wypadnie:

$$Z \cong \sqrt{1728 \cdot 1530} \cong 1626 \Omega.$$

Kąty fazowe  $\varphi_1$  i  $\varphi_2$  ze wzorów 78) i 79) będą:

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = -\frac{57}{1728} = -0,033 \quad \varphi_1 = -1^\circ 53'$$

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = -\frac{76}{1530} = -0,0497 \quad \varphi_2 = -2^\circ 51'$$

kąt fazowy  $\varphi$  oporu falowego wynosi zatem:

$$\varphi = \frac{1}{2} (-1^\circ 53' - 2^\circ 51') = -2^\circ 22'$$

## CO MÓWIĄ PRAKTYCY

### Uwag kilka z pracy przy konserwacji łącznic telefonicznych

Konserwacja urządzeń telekomunikacyjnych w ogóle, a łącznic telefonicznych w szczególności napotyka na różne trudności z których najważniejsze są: 1) brak części wymiennych, 2) różnorodność typów urządzeń, 3) częsty brak odpowiednich schematów i opisów, 4) brak dostatecznej ilości wyszkolonego personelu.

Brak oryginalnych części wymiennych zmusza teletechników do stosowania części zastępczych, nie zawsze odpowiadających wymogom, niemniej utrzymujących odpowiednie urządzenie w ruchu.

Ponizej chciałbym podać kilka uwag mogących zainteresować szerszy ogół czytelników, jak radzić sobie w poszczególnych wypadkach i co jeszcze należałoby wprowadzić dla usprawnienia i modernizacji istniejących czy nowych urządzeń.

Tym teletechnikom, których interesują i stosują zastępcze krążki łatwotopliwe do składanych bezpieczników cewkowych niemieckich, chciałbym podać uproszczony sposób wyrabiania ich z masy plastycznej (por. Wiadomości Telekomunikacyjne nr 9—10 rok 48 str. 160). Masę zdobywa się z powłoki kabli kilkuparowych o grubości koło 1,15 mm, dość często już stosowanej przez Niemców w czasie wojny w zastępstwie powłoki gumowej. Jedynym narzędziem do wyrobu krążków jest dziurkacz szewcki o odpowiedniej średnicy w cenie kilkudziesięciu złotych. Przy powyższej grubości masy nie konieczne jest stosowanie obrączek podkładowych metalowych jak jest podane w wyżej wzmiankowanym artykule Wiad. Tel.

Następną trudnością coraz częściej występującą szczególnie na centralach automatycznych Siemens jest brak twardych styków do przerywaczy przekąźnikowych, służących do napędu wybieraków obrotowych.

W związku z trudnościami występującymi przy powyższym napędzie przeprowadzono dwie próby, z których jedną chciałbym tu podać celem wywołania dyskusji, gdyż zalety z tego wynikające mogą się okazać pożyteczne i przy pro-

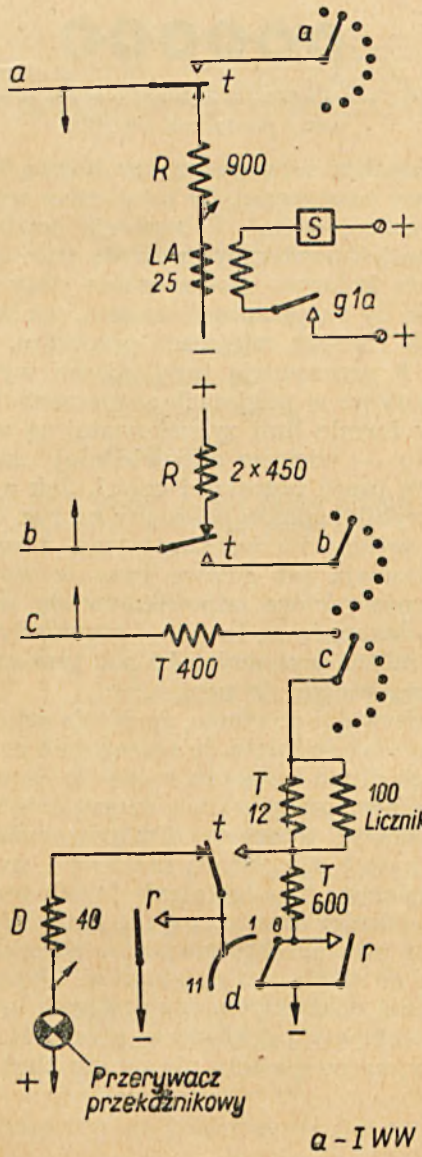
jektowaniu nowych rozwiązań, gdzie w grę wchodziłyby wybieraki obrotowe.

Próby przeprowadzono na podstawie następujących spostrzeżeń: sztuczne i dokładne wywołanie jednoczesnych zastartowań kilku wybieraków obrotowych IWW jednej setki abonentów, mimo kilkudziesięciu prób zarówno przy systemie S22 jak i innych, nie spowodowało równoczesnego zajęcia wspólnego wyjścia do I WG (wchodzenie na trzeciego) — jednoczesność obrotu przy próbach osiągnąć można przez zwarcie kilku obwodów obonentowych i późniejsze włączenie przerywacza przekąźnikowego. Zdążam do tego, by wykazać, że jest możliwość zastosowania wspólnego przerywacza do napędu wybieraków obrotowych na całą centralę lub jej część, bez obawy synchronizacji ruchu obrotowego. Problemem, który wymaga dalszych prób, jest stworzenie tego wspólnego przerywacza o możliwościach wytrzymania dużego nieraz obciążenia. Do tego celu są dwie drogi i użycie prądu stałego lub zmiennego np. 24 c/s tego samego, którego używamy do wywołań abonentów. Przeprowadzone próby użycia prądu dzwoniennego do napędu wybieraków okazał się dobry i ma kilka zalet, z których najważniejsze są: synchronizacja obrotu wybieraków jest mniejsza niż przy prądzie stałym, przerywanie obwodu wybieraka obrotowego odbywa się pod bardzo małym prądem — toteż iskrzenie na stykach przekąźnika odłącznego T jest niewidoczne, a sam przerywacz przekąźnikowy niepotrzebny. Rys. 1 pokazuje schemat I WW i obwód napędu wybieraka obrotowego oraz zmianę, jaką należałoby wprowadzić, by napęd odbywał się prądem zmiennym.

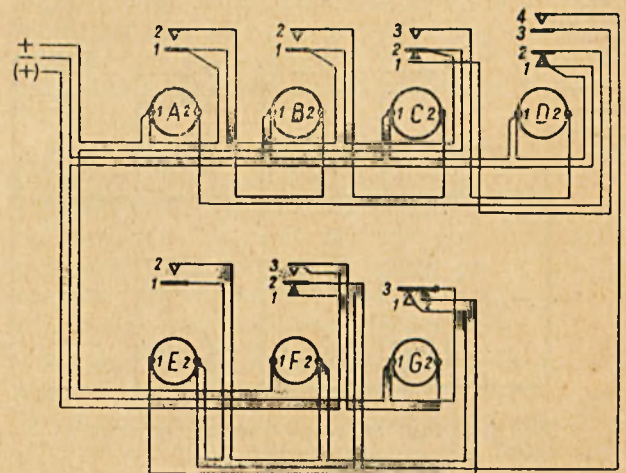
Zagadnienie okablowania schematowych (przeważnie już fabrycznych), jakie się stosuje dla połączeń elektrycznych poszczególnych części pewnego urządzenia telekomunikacyjnego, jest szerokie, toteż uwagi czytelników na ten temat mogłyby przynieść dużo udogodnień przy konserwacji powyższych urządzeń.

Znalezienie uszkodzenia, szczególnie skomplikowanego elektrycznie bez posiadania szczegółowego schematu montażowego, a nieraz i teoretycznego, nastęrcza tyle trudności (jeżeli się nie ma szczęścia i dużego doświadczenia), że

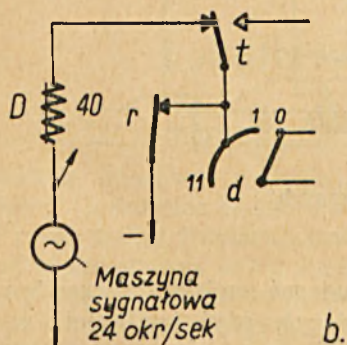
nie tylko zniechęca konserwatorów, ale przede wszystkim przedłuża czas usunięcia nieraz niedającego się określić — wydzwanianie, rozlutowywanie, powątpiewanie we własne możliwości, oto normalne objawy w podobnych okolicznościach. Przy uszkodzeniach wspólnych na większą ilość urządzeń powyższe trudności prowadzą nieraz do bardzo niemiłych tłumaczeń się i denerwowania pracowników kontrolnych. Do podobnych wypadków prawie by nie doszło, gdyby okablowanie schematowe było tak przejrzyste, by nie przedstawiało większej trudności przesłania każdego drutu połączeniowego wzrokowo. Posiadając więc przynajmniej rysunek ideowy, a nawet i bez niego, gdy ma się w tym kierunku ogólne wiadomości, odnalezienie błędu elektrycznego powinno być kwestią czasu i to czasu, którego długość łatwo by można określić. Poniższe rysunki 2 i 3 wskazują różnicę między obecnym sposobem wykonywania okablowania a proponowanym.



Rys. 2 pokazuje ułożenie drutów, widoczne zarówno na papierze jak i w naturze, jeżeli sposób ułożenia tych drutów będzie zastosowany, jak pokazują następne rysunki.



Rys. 2. Prowadzenie drutów schematowych pasami.

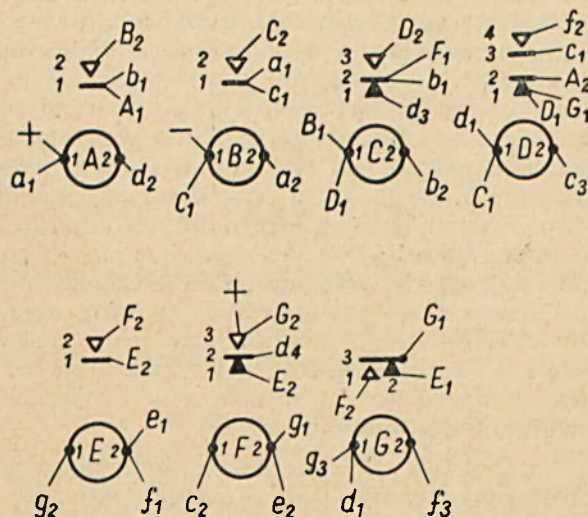


Rys. 1. Zastąpienie przerwywacza przekąźnikowego maszyną dzwoniącą.

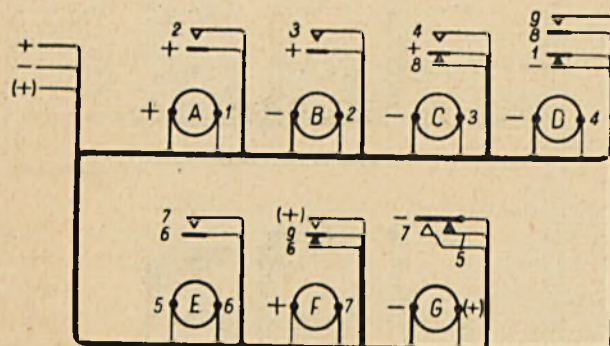
Rys. 3 i 4 pokazują dwa typowe rysowania schematów montażowych, jednocześnie rys. 4 odpowiada mniej więcej temu, jak jest okablowane urządzenie elektryczne. Charakterystyczną cechą ułożenia drutów schematowych jest zbieranie ich do wspólnego szycia („kiszki”) — ładnie to wygląda, mało miejsca zajmuje, szybko stosunkowo formy się szyje — ale to chyba już wszystkie zalety.

Rozpatrując wady dotychczas stosowanych szyc to, niestety, jest ich tylko kilka, ale dużych: bez rysunku montażowego i to dokładnego nie dają przejrzystego przebiegu każdego drutu;

posiadanie rysunku ideowego nie zawsze jest wystarczające i jak praktyka wykazała posługiwanie się schematem montażowym jest męczące, mało przemawiające do wyobraźni i psychologicznie zniechęcające.



Rys. 3. Dotychczasowy sposób rysowania schematów montażowych.



Rys. 4. Drugi sposób rysowania schematów montażowych.

jące szybkie usunięcie uszkodzenia. Rys. 5 — 8 przedstawiają sposób ułożenia drutów schematowych, odpowiadający powyższym założeniom. Rys. 5 przedstawia w przekroju pas drutów z izolacją igielitową o dowolnej szerokości



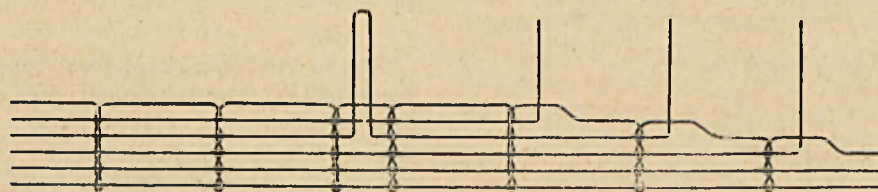
Rys. 5. Pas przewodników schematycznych powlekanych masą plastyczną (igielit).

połączonych z sobą cieńszą grubością tejże samej masy plastycznej, by łatwo było odpowiednią szerokość odciąć. Fabrykacja powinna być tak zaprojektowana, by możliwie dużo było wyrazistych kolorów. Poszczególne pasy drutów układało by się jeden nad drugim, jak wskazuje rys. 8 w różnych miejscach przekroju.

Rys. 6 przedstawia inny sposób wykonania pasa drutów: w miejscach zaznaczonych punktami w formie linii zygzakowatej są węzły ze szpagatu — odcięcie odpowiedniej szerokości pasa nie psuje pozostałej części. Jak z powyższego wynika sposób pokazany na rys. 6 nadaje się do wykonania warsztatowego, a rys. 5 i 7 przedstawiają już gotowe pasy w wykonaniu fabrycznym, które odpowiednio się wykorzystuje. Jasne, że są to tylko przykłady, jak te rzeczy można wykorzystać i pod tym względem jest dużo miejsca do popisu.

Z obserwacji wiadomo, że szycia schematowe są często tak ściśnięte, że szczególnie przy urządzeniach długo będących w użyciu, są narażone na przebicia przepięciowe, szczególnie na załamaniach szyć, toteż wypadki przesmażeń, przebić, a nawet zwęglień są możliwe i spotykane.

Przebiegiowe nawilgotnienie takich form trudno jest później osuszyć, co nie może mieć miejsca przy prowadzeniu pasowym, gdzie odległość drutów od siebie jest zwiększona. Wypadki nieposiadania dokładnych, czy ogólnych rysunków, usprawiedliwiają dotychczas przedłużany okres napraw, na co niestety nie można zbyt rygor-



Rys. 6. Szycie pasów drutów schematycznych.

Posiadanie schematu ideowego (a nawet i bez niego) przy możliwości szybkiego i łatwego sprawdzenia przebiegu każdego drutu połączeniowego jest łatwe do porównania danego urządzenia z rysunkiem schematowym i umożliwia-

stycznie wywierać nacisku, by czas ten do minimum ograniczyć, gdyż trudności wynikające z nieposiadania rysunków są tak nieraz skomplikowane, że należałoby każdy wypadek rozpatrywać osobno.

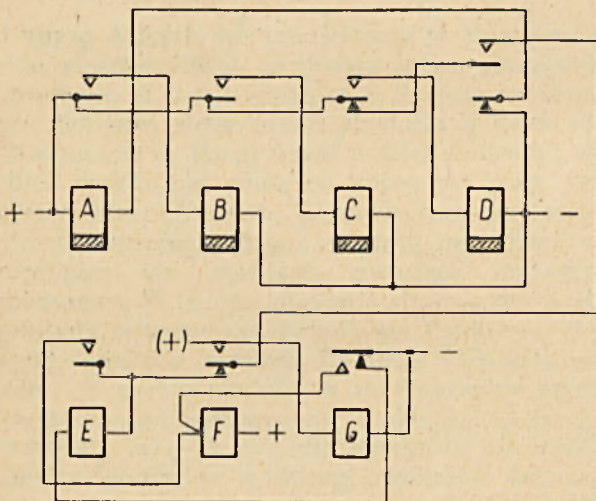
Zachodzi nieraz konieczność zdejmowania i wyprostowywania schematów z natury. Przejście z proponowanego rys. 2 na 9 nie przedstawia większych trudności; ta sama jednak czyn-



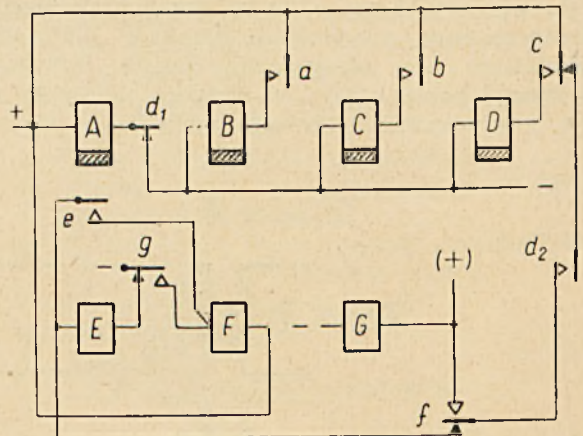
Rys. 7. Wykonanie fabryczne pasów schematycznych.



Rys. 8. Przekrój ułożen trzech pasów drutów schematycznych w dwóch miejscach.



Rys. 9. Przejście z rys. 2 montażowego na rys. ideowy.



Rys. 10. Następny rysunek upraszczający.

ność z rys. 3 lub 4 już nie jest tak łatwa — wiele czasu, pomyłek, przedzwonień, a nawet rozlutowań potrzeba, by być pewnym, że jako tako uproszczony rysunek odpowiada rzeczywistości.

Rys. 2 przedstawia schemat montażowy rysunku 3 ideowego, zamieszczonego w Wiadomościach Telek. nr. 3—4, 1949 strona 62. Rys. 9 przedstawia prowizoryczne przejście z rysunku montażowego na ideowy; następnym uproszczeniem jest rys. 10 i po wprowadzeniu dalszych przestawień przekaźników i styków osiągamy najprostszyszy rysunek uwidoczony w Wiadom. Telekom.

Przykład ten dlatego podaję, gdyż na ogół praca podobna mało jest zachęcająca i żmudna, ale osiągalna i nie powinna zrażać konserwatora do wykonania jej, gdy zachodzi tego konieczna potrzeba, gdyż poleganie tylko na własnym sprycie i doświadczeniu może niekiedy pociągnąć za sobą nieprzyjemne następstwa.

Na zakończenie dodać należy, że potrzeba posiadania schematów montażowych wydaje się wcale niekonieczna — posiadanie rysunku ideowego wystarczająco zaspokoi potrzeby konserwatora.

A. G.

## Lokalizowanie niesymetrii oporowej w obwodach telefonicznych

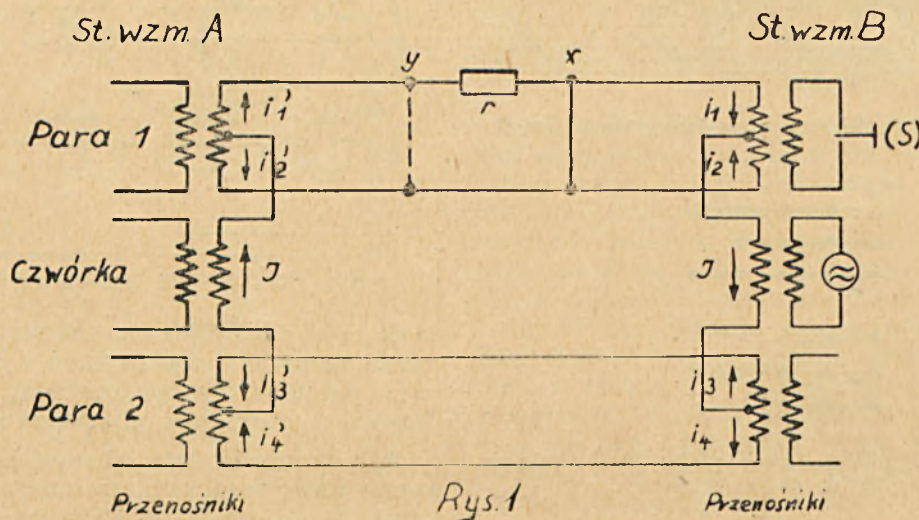
Niesymetrię oporową, wywołującą zjawisko przesłuchu w czwórkach linii kablowych wzmacnianych przez stacje wzmacniakowe, można lokalizować w ten sposób, że na jeden obwód (zakłócający) włącza się napięcie zmienne, a na drugim obwodzie (zakłócanym) włącza się słuchawkę. Z kolei wyłącza się (gasi) i włącza (zapala) wzmacniaki w pośrednich stacjach wzmacniakowych.

Jeżeli przy wyłączeniu wzmacniaka przesłuch zanika, to błąd ten znajduje się pod drugiej stronie wzmacniaka, który został wyłączony. Natomiast, gdy zakłócenie trwa pomimo zgaszenia wzmacniaka, to wówczas błąd ten leży przed tym wzmacniakiem. W ten sposób można ustalić, w którym odcinku wzmacniakowym występuje niesymetria oporowa.

Po wyodrębnieniu odcinka wzmacniakowego, zawierającego niesymetrię oporową dokładną lokalizację tej niesymetrii można wykonać w sposób następujący: w układzie podanym na rys. 1 w przerośniku obwodu pochodnego włącza

ton, stanowiący przesłuch z obwodu pochodnego na obwód macierzysty.

Jeżeli zewrzeć obwód macierzysty 1 np. w punkcie  $x$ , to w przerośniku stacji B prądy  $i_1$  i  $i_2$  staną się równe sobie, powodując zanik



Rys. 1

się brzęczyk o częstotliwości akustycznej. Jeżeli opory pozorne przewodów w czwórce kablowej są sobie równe, jak również połówki uzwojeń przerośników posiadają równe opory pozorne, to prądy rozgałęźne  $i_1$ ,  $i_2$ ,  $i_3$ ,  $i_4$  będą równe sobie. W rdzeniach przerośników włączonych w obwody macierzyste nie powstaną wówczas strumienie magnetyczne, w słuchawce zaś  $S$  włączonej w obwód macierzysty 1 będzie zupełna cisza.

Jeżeli np. w przewodzie  $a$  pierwszego obwodu macierzystego występuje dodatkowy opór ( $r$ ) to wielkości prądów  $i_1$  i  $i_2$  w obu połówkach uzwojenia przerośnika w tym obwodzie macierzystym będą różne, różnica tych prądów wywoła w rdzeniu przerośnika zmienne pole magnetyczne, w słuchawce zaś  $S$  słychać będzie

przesłuchu, w przerośniku zaś stacji A prądy te pozostaną nadal nierówne. Jeżeli zwarcie przenieść do punktu  $y$ , to prądy  $i_1$  i  $i_2$  w przerośniku stacji B nie będą równe sobie, wskutek czego przesłuch będzie trwał nadal, w przerośniku zaś stacji A prądy te staną się równe sobie. A zatem, przy zwarceniu obwodu macierzystego w dowolnym punkcie i zaniku przesłuchu, niesymetria oporowa znajduje się pomiędzy punktem zwarcia a odległą stacją. W przypadku, gdy przesłuch nie zanika, niesymetria znajduje się pomiędzy punktem zwarcia, a bliską stacją. Przez zwieranie raz w punkcie  $x$  (rys. 1) i drugi raz w punkcie  $y$ , niesymetrię można zlokalizować do krótkiego odcinka  $x - y$ , przesuując zaś stopniowo punkt  $x$  w stronę odległej stacji tak długo, aż ustanie zanikanie przesłuchu, można określić miejsce niesymetrii oporowej.

## PYTANIA I ODPOWIEDZI

### Do działu „Uczmy się podstaw telekomunikacji“.

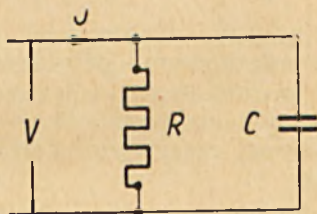
**Pytanie 3.** Co to jest kąt stratności i współczynnik mocy dielektryka? Dlaczego politen wyparł inne materiały izolacyjne stosowane w telekomunikacyjnych kablach morskich?

**Odpowiedź.** Kąt stratności dielektryka, znajdującego się w polu zmiennym, jest to kąt dopełniający kąta, o który prąd płynący przez

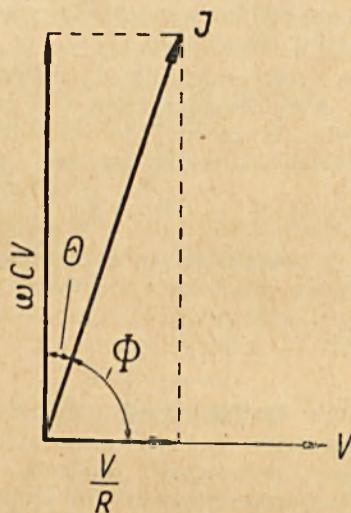
ten dielektryk wyprzedza lub opóźnia się w stosunku do napięcia.

Współczynnik mocy dielektryka jest to stosunek mocy wydzielonej w tym dielektryku do iloczynu przyłożonego napięcia i prądu płynącego przez dielektryk. Innymi słowami jest to współczynnik, przez który należy pomnożyć wolt-ampery aby otrzymać stratę mocy.

Dielektryk może być przedstawiony jako pojemność  $C$  zbocznikowana opornością  $R$  (rys. 3a). Prąd w oporze  $R$  wynosi  $\frac{V}{R}$  i jest w fazie z napięciem, a prąd w kondensatorze wynosi  $\omega CV$  i jest przesunięty o  $90^\circ$  w stosunku do



Rys. 3a.



Rys. 3b.

napięcia. Na rys. 3b pokazano wykres wektorowy, z którego widać, że

kąt stratności  $\theta = 90 - \Phi$  oraz

$$\text{strata mocy} \quad \frac{V}{R} \cdot V = \frac{V^2}{R}$$

Z definicji oraz z rys. 3b wynika, że

$$\begin{aligned} \text{współczynnik mocy} & \text{ równa się } \frac{V^2}{RVJ} = \frac{V}{RJ} = \\ & = \cos \Phi = \sin \theta. \end{aligned}$$

Ponieważ kąt stratności w dobrym dielektryku jest bardzo mały, a dla małych kątów  $\sin \theta \approx \theta$  (w radianach), można powiedzieć, że dla takiego dielektryka współczynnik mocy jest prawie równy kątowi stratności.

Dielektryk stosowany w telekomunikacyjnych kablach morskich powinien charakteryzować się następującymi własnościami:

- Mała stała dielektryczna.
- Małe straty (tzn. mały współczynnik mocy).
- Duża wytrzymałość na przebicie.
- Stołość własności elektrycznych w czasie i częstotliwości.
- Dostateczna wytrzymałość mechaniczna (ze względu na ciśnienie wody).
- Nieprzepuszczalność wody.
- Niehygroskopijność.
- Lekkość.
- Łatwe stosowanie w złączach.

Własności **a** i **b** są specjalnie ważne w kablach, przeznaczonych do przenoszenia wielkich częstotliwości (telefonii nośnej), a przy możliwości stosowania zatopionych wzmacniaków, będzie to w przyszłości zasadniczą tendencją.

W poniższej tabeli podano wartości stałej dielektrycznej oraz strat dla politenu i gutaperki (ogólnie stosowanej w kablach morskich przed wynalezieniem politenu). Z tabeli tej widać dlaczego politen wyparł w tych kablach inne materiały izolacyjne.

Materiał izolacyjny	Stała dielektryczna	Współczynnik mocy	
		1 kc/s	60 kc/s
Gutaperka	3,4	$80 \cdot 10^{-4}$	$200 \cdot 10^{-4}$
Politen	2,26	$7 \cdot 10^{-4}$	$7 \cdot 10^{-4}$

**Pytanie 4.** W jaki sposób miliamperomierz z ruchomą cewką o zakresie 0 — 10 mA może być przerobiony na woltomierz prądu zmiennego o zakresie 0 — 10 V przy pomocy prostowników stykowych i oporów. Czy wskazania takiego woltomierza są proporcjonalne do wartości szczytowej, skutecznej czy średniej napięcia. Jeżeli ten woltomierz będzie wycechowany napięciem o przebiegu sinusoidalnym, to o jaki współczynnik należy pomnożyć wskazania woltomierza przy pomiarze wartości skutecznej napięcia o przebiegu prostokątnym?

**Odpowiedź.** W celu przerobienia miliamperomierza z ruchomą cewką na woltomierz prądu zmiennego należy:

- Wytworzyć prąd stały proporcjonalny do mierzonego napięcia zmiennego. Do tego potrzebny jest prostownik o prostoliniowej charakterystyce, np. prostownik stykowy w układzie mostkowym.
- Oporność miernika musi być zwiększona w celu ograniczenia prądu stałego do 10 mA przy pełnym wychyleniu. Prąd ten

musi odpowiadać skutecznej wartości napięcia 10 V na zaciskach wejściowych układu pomiarowego.

Wychylenie miernika z ruchomą cewką zależy jednak od strumienia magnetycznego wytworzonego przez prąd stały płynący w cewce, a nie od cieplnego działania prądu. Wobec tego wychylenie spowodowane prądem zmiennym jest proporcjonalne do średniej wartości prądu, a co zatem idzie, do średniej wartości krzywej wyprostowanego prądu zmiennego, przepływającego przez miernik, a nie do wartości skutecznej.

Dla idealnie wyprostowanej sinusoidy wartość średnia równa się

$$\frac{2}{\pi} \times \text{wartość szczytowa}$$

zaś wartość skuteczna

$$\frac{1}{\sqrt{2}} \times \text{wartość szczytowa}$$

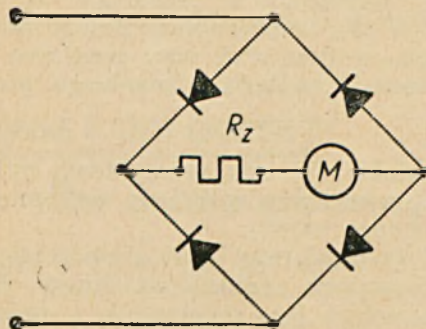
Wartość szczytowa na wyjściu z prostownika będzie równa wartości szczytowej na jego wejściu.

Dla wartości skutecznej napięcia na wejściu prostownika równej 10 V, wartość szczytowa na jego wyjściu będzie  $10\sqrt{2}$  V, zaś średnia wartość na wyjściu wyniesie  $10\sqrt{2} \cdot \frac{2}{\pi} = 9$  V. Ponieważ wiemy, że pełne wychylenie miliamperomierza jest dla 10 mA, możemy obliczyć jaką oporność powinien mieć obwód miernika

$$R = \frac{9}{10 \cdot 10^{-3}} = 900 \Omega.$$

Znając wewnętrzną oporność miernika  $R_w$  znajdziemy wartość oporności zewnętrznej  $R_z$  jako

$$R_z = 900 - R_w \text{ omów}$$



Rys. 4.

W praktyce korzystniej jest czasem włączyć opór dodatkowy w szereg z wejściem układu pomiarowego zamiast w sposób pokazany na

rysunku 4. Ma to tę zaletę, że prostowniki są częściowo zabezpieczone przed skutkami możliwych przeciążeń. Poza tym opór na wejściu zmniejsza wpływ pojemności prostownika na obwód mierzony.

Należy pamiętać, że wychylenie miernika jest proporcjonalne do średniej wartości krzywej prądu przechodzącego przez cewkę miernika.

Jeżeli do zacisków wejściowych prostownika w układzie mostkowym przyłożymy napięcie o przebiegu prostokątnym, to na zaciskach wyjściowych otrzymamy prąd stały o jednostajnej wartości, równej szczytowej wartości napięcia wejściowego.

Niech  $J$  będzie wartością szczytową, która dla fali prostokątnej jest również wartością skuteczną i średnią. Wobec tego będzie też wartością średnią prądu w cewce miernika. Ale ten ostatni wycechowany jest dla wartości skutecznej czystej sinusoidy.

Prąd  $J$  w cewce miernika da wskazanie 1,11  $J$  na skali, gdzie współczynnik 1,11 jest stosunkiem wartości skutecznej do wartości średniej sinusoidy, który — jak to wynika z poprzednio podanych określeń — równa się  $\frac{\pi}{\sqrt{2} \cdot 2}$ .

Zgodnie z powyższym przy pomiarze napięcia o przebiegu prostokątnym, wskazania miernika należy dzielić przez 1,11 lub — co na jedno wychodzi — mnożyć przez 0,9.

**Pytanie 5.** W jaki sposób można zmierzyć oporność bierną i oporność skuteczną długofalowej anteny nadawczej? Antena nadawcza pracująca na częstotliwości 50 kc/s posiada pojemność szeregową  $C = 1000$  pF, indukcyjność szeregową  $L = 2000$   $\mu$ H oraz oporność szeregową  $R = 10$   $\Omega$ ; obliczyć prąd doprowadzony do tej anteny oraz napięcie pomiędzy doprowadzeniem i ziemią przy mocy doprowadzonej  $P = 1$  kW.

**Odpowiedź.** Oporność bierna i oporność skuteczną długofalowej anteny nadawczej może być zmierzona układem, pokazanym na rys. 5.

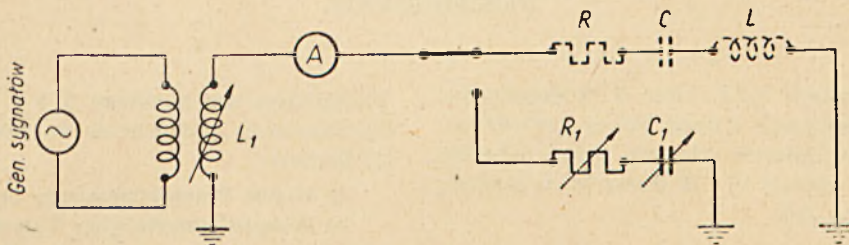
Antena taka może być przedstawiona przez szeregowo połączone  $R$ ,  $C$  i  $L$  i w uormalnych warunkach jest pojemnościowa; wobec tego w celu dostrojenia anteny do częstotliwości pracy należy włączyć w szereg z nią zmienną indukcyjność. Amperomierz  $A$  jest miernikiem cieplnym. Generator sygnałów powinien być słabo sprzężony z wariometrem  $L_1$ . Pomiar wykonujemy w następujący sposób: generator sygnałów nastawiamy na częstotliwość pracy i zmieniamy indukcyjność  $L_1$ , aby osiągnąć maksymalne wychylenie amperomierza. W tym stanie obwód  $L_1 - R - C - L$  jest nastrojony do rezonansu dla danej częstotliwości. Następn-



nie przelączamy wariometr i amperomierz na zmienny opornik  $R_1$  i zmienny kondensator  $C_1$ . Zmieniamy obecnie pojemność tego kondensatora tak długo, aż ten nowy obwód zostanie dostrójony do rezonansu (maksymalne wychyle-

$$J = \sqrt{\frac{P}{R}} = \sqrt{\frac{1 \cdot 10^3}{10}} = 10 \text{ A.}$$

W celu obliczenia napięcia pomiędzy doprowadzeniem i ziemią musimy wyznaczyć opor-



Rys. 5.

nie miernika), a następnie — nie zmieniając ustawienia kondensatora — przy pomocy opornika  $R_1$  sprowadzamy prąd w tym obwodzie zastępczym do wartości takiej samej, jaką uprzednio osiągnęliśmy w antenie rzeczywistej.

W czasie całego pomiaru generator sygnałów nie może być przestrajany.

Oporność bierna i skuteczna anteny są dane przez wartości  $C_1$  i  $R_1$ .

Prąd antenowy dla parametrów podanych w pytaniu określimy łatwo ze wzoru  $P = R \cdot I^2$ , a zatem

ność bierną anteny (jak się zaraz przekonamy oporność skuteczna  $10 \Omega$  jest tak znikoma wobec oporności biernej, że może być pominięta przy obliczeniu oporności pozornej) ze wzoru

$$R_x = \frac{1}{\omega C} - \omega L = \frac{10^{12}}{2 \pi \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 1000} - 2 \pi \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 2000 \cdot 10^{-6} = 2555 \Omega$$

Obecnie możemy już obliczyć napięcie ze wzoru:

$$V = I \cdot R_x = 10 \cdot 2555 = 25500 \text{ V.}$$

## Do autorów i tłumaczy książek technicznych

Departament Techniki Państwowej Komisji Planowania Gospodarczego, pragnąc skoordynować działalność autorów i tłumaczy pracujących nad książkami technicznymi dla potrzeb gospodarki narodowej i podręcznikami dla wyższych i średnich szkół technicznych oraz zapewnić ewentualne wydanie ich prac w ramach planów państwowych przedsiębiorstw wydawniczych, prosi autorów i tłumaczy posiadających prace w toku o zgłoszenie ich do Departamentu Techniki Państwowej Komisji Planowania Gospodarczego.

Zgłoszenia winny zawierać: Tytuł, krótkie omówienie treści (w wypadku tłumaczenia, również nazwisko autora, nazwę wydawnictwa, rok wydania), stan pracy, przypuszczalny termin jej ukończenia, objętość pracy, ilość

rysunków oraz przeznaczenie książki (dla robotników, techników, inżynierów, naukowa, podręcznik dla szkół wyższych lub średnich).

Książki, na które zostały zawarte umowy z instytucjami wydawniczymi, zgłoszeniu **nie podlegają**.

Równocześnie Departament Techniki prosi autorów i tłumaczy zamierzających przystąpić do prac nad książkami technicznymi, by swe zamierzenia wstępnie zgłaszali do Dep. Techniki P.K.P.G. Zgłoszenia winny zawierać wszystkie dane, wymienione powyżej.

Zgłoszenia należy kierować pod adresem: Departament Techniki Państwowej Komisji Planowania Gospodarczego, Warszawa, Pl. 3 Krzyży 5.

### ZGŁOSZENIA UCZESTNICTWA W WALNYM ZJEŹDZIE SEKCJI TELEKOMUNIKACYJNEJ SEP W WARSZAWIE, W DNIACH 18 I 19 MARCA 1950 R.

Zgłaszam swój udział w Zjeździe Sekcji Telekomunikacyjnej S.E.P.

1) Zgłaszam swój udział w kolacji koleżeńskej w dn. 18.III.1950 r.

Należność w kwocie 500 zł. przekazałem na konto PKO I-45-13 w dniu . . . . .

2) Zamawiam obiady na dzień 18 i 19 marca 1950 r. (jadłodajnia N.O.T. ul. Czackiego 3/5).

3) Proszę o zarezerwowanie mi kwatery

na czas od godz. . . . . dnia . . . . .

do godz. . . . . dnia . . . . .

(wyraźnie) Imię i nazwisko, adres: . . . . .

Niepotrzebne skreślić i wysłać tę kwotę do dnia 8 marca 1950 r.

SEKCJA TELEKOMUNIKACYJNA  
STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH  
Warszawa, ul. Czackiego 3/5  
Tel.: 8-75-00.

Warszawa, dnia 11 lutego 1950 r.

ZAWIADOMIENIE.

Zgodnie z § 52 Statutu S.E.P. oraz § 12 Regulaminu Sekcji Telekomunikacyjnej, Zarząd Sekcji zawiadamia, że Zwyczajne Walne Zebranie członków Sekcji odbędzie się w Warszawie w dniach 18 i 19 marca br. w gmachu N.O.T. ul. Czackiego 3/5.

Walne Zebranie rozpocznie się dnia 18 marca o godzinie 12-ej. W przypadku obecności mniejszej od 1/5 ogólnej ilości członków Sekcji, stosownie do § 57 Regulaminu Sekcji, Zebranie rozpocznie się w drugim terminie o godzinie 12.30 bez względu na liczbę obecnych członków.

P o r z a d e k o b r a d :

**Sobota, dnia 18.III.50 r. godz. 12—20.**

- 1) Zagajenie Zebrania przez Prezesa Sekcji;
- 2) Wybór przewodniczącego Walnego Zebrania i powołanie asesorów;
- 3) Przemówienia inauguracyjne;
- 4) Referat kol. inż. Fijałkowskiego „Zagadnienia rozwoju telekomunikacji” i dyskusja;
- 5) Sprawozdanie Zarządu Sekcji;
- 6) Tematy dyskusyjne:
  - a) współzawodnictwo i racjonalizatorstwo;
  - b) szkolenie;
  - c) czasopisma;
  - d) odczyty;
- 7) Sprawozdanie Komisji Rewizyjnej.

**Niedziela, dnia 19.III.50 r. godz. 9.**

- 8) Odczyt kol. inż. Kędzińskiego „Stan i obecne możliwości telewizji” i dyskusja;

- 9) Dyskusja nad punktami 5, 6 i 7 porządku obrad;
- 10) Uchwalenie preliminarza na rok 1950;
- 11) Wybory:
  - a) Wybór Przewodniczącego Sekcji;
  - b) Wybory uzupełniające Członków Zarządu;
  - c) Wybory Komisji Rewizyjnej;
- 12) Przedyskutowanie i uchwalenie wniosków zgłoszonych na Walne Zebranie;
- 13) Zakończenie Walnego Zebrania.

Wszyscy członkowie Sekcji, pragnący wziąć udział w Walnym Zebraniu proszeni są o wypełnienie i nadesłanie do dnia 8 marca br. załączonych formularzy zgłoszeniowych.

Przed Zebraniem koledzy proszeni są o zgłoszenie się do Biura Zjazdu, które pozostaje pod kierownictwem kol. kol. Grudzińskiego i Moszczyńskiego, celem ułatwienia formalności. Biuro czynne będzie w dniu 18 marca od godz. 10 w gmachu N.O.T. ul. Czackiego 3/5 p. 112. Zarząd przypomina, że warunkiem uczestnictwa w Zjeździe jest niezaleganie w opłatach składkowych ponad 3 m. Opłaty będą przyjmowane w dniu Zjazdu.

Zarząd urządza w dniu 18 marca o godz. 20 wspólną kolację koleżeńską, której koszt wyniesie 500 zł., kwotę tę należy przekazać do dnia 8 marca br. na konto P.K.O. I-45-13.

Dla uczestników Zjazdu mogą być zarezerwowane obiady w cenie około 150 zł. w siedzibie N.O.T. ul. Czackiego 3/5.

Załącznik: 1) Formularz zgłoszeniowy.

Prezes Sekcji  
(—) Inż. E. Szacki).

Sekretarz  
(—) Z. Grudziński.

Redaktor: inż. Henryk Kowalski.

Wydawca: Naczelna Organizacja Techniczna Warszawa, Czackiego 3/5.

Nakład 7000 egz., format A4, obj. 2x1 ark. papier:  
druk. sat. V kl. gr. 70.

Adres Redakcji: Warszawa, Nowogrodzka 45 III p. telef. 871-70.  
Adres Administracji: Warszawa, Czackiego 3/5, telef. 895-10/15 wew. 1.  
Konto: Przegład Telekomunikacyjny PKO w Warszawie Nr. I-4430.

WARUNKI PRENUMERATY:

Rocznie . . . . .	Zł. 600.—
Kwartalnie . . . . .	Zł. 150.—
Pojedynczy numer . . . . .	Zł. 50.—