

# PRZEGLĄD TELETECHNICZNY

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

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

### KOMITET REDAKCYJNY:

K. ZAJDLER, S. IGNATOWICZ, S. KUHN, A. PACIOREK, C. RAJSKI, S. ZUCHMANTOWICZ.

Adres Redakcji i Administracji: Warszawa Nowogrodzka 45, telefon 9-38-70.

Konto czekowe w P. K. O. 16841.

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

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

#### WARUNKI PRENUMERATY:

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

#### CENY OGŁOSZEŃ:

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

#### Treść Nr. 10.

	Str.
1. Badania strat w rdzeniach cewek Pupina. Inż. Roman Brykczyński . . . . .	290
2. Pola wielokrotne i ich obliczanie w systemach automatycznych Inż. W. Kozakiewicz i M. Utnik . . . . .	296
3. Zespoły dzwonięcia systemu P. Z. T. Inż. P. Mosiewicz . . . . .	305
4. Modulacja jednowstęgowa Inż. A. Smoliński . . . . .	309
5. Ze Stowarzyszenia Teletechników Polskich . . . . .	312
6. Ś. p. Inżynier K. Zajdler . . . . .	313
7. Ś. p. Inżynier A. Nowicki . . . . .	314
8. Przegląd pism . . . . .	314
9. Nowiny teletechniczne . . . . .	315

#### Sommaire du No 10.

	Page
1. Mesure et analyse des pertes dans les noyaux des bobines de charge, par R. Brykczyński, ing. . . . .	290
2. Les champs de multiplage et leur calcul dans les systèmes automatiques, par W. Kozakiewicz, et M. Utnik, ing., ing. . . . .	296
3. Installations de sonnerie du système P. Z. T., par P. Mosiewicz, ing. . . . .	305
4. Modulation à une bande de fréquence, par A. Smoliński, ing. . . . .	309
5. De l'Association des Télétechniciens Polonais. . . . .	312
6. En mémoire de l'ingénieur K. Zajdler . . . . .	313
7. En mémoire de l'ingénieur A. Nowicki . . . . .	314
8. Ršvue des journaux. . . . .	314
9. Nouvelles télétechniques . . . . .	315

# BADANIA STRAT W RDZENIACH CEWEK PUPINA I ICH ANALIZA.

## TEORJE I WZORY H. JORDANA. — OPÓŹNIENIE MAGNETYCZNE.

Inż. ROMAN BRYKCYŃSKI. Państw. Inst. Telekomunikacyjny. (Dok. do str. 266, Nr. 9 Przegł. Teletechn. z r. 1934).

### Opóźnienie magnetyczne.

Przy dokładnych pomiarach strat występujących w rdzeniach przy bardzo słabych prądach zmiennych okazało się, że poza histerezą i prądami wirowymi istnieje jeszcze trzecia przyczyna strat. Jordan przyjął i umotywował hipotezę, że straty te spowodowane są przez zjawisko opóźnienia magnetycznego.

Istota tego zjawiska oraz sposób, w jaki zostało ono wykryte, podane będą poniżej, a tymczasem przyjmujemy wraz z Jordanem, że kąt stratności spowodowany przez opóźnienie magnetyczne, nie zależy w przybliżeniu ani od częstotliwości, ani od natężenia prądu płynącego przez cewkę.

Wobec tego posługując się oznaczeniami stosowanymi poprzednio, ale ze znacznikiem  $n$ , możemy napisać:

$$\rho_n = \frac{r_n}{L} = n; \quad \dots \quad (71)$$

$$\operatorname{tg} \delta_n = \frac{r_n}{\omega L} = e_n; \quad \dots \quad (72)$$

### Straty przy jednoczesnym występowaniu histerezy, prądów wirowych i opóźnienia magnetycznego.

Zestawiając wzory: (3), (41), (49) i (67) otrzymamy:

$$\operatorname{tg} \delta_n = e_w \frac{\omega}{\omega_1} + e_h \frac{\zeta I}{(\zeta I)_1} + e_n; \quad \dots \quad (73)$$

W ten sposób ze wzorów: (2), (40), (48) i (56) otrzymamy:

$$\rho_r = w \left( \frac{\omega}{\omega_1} \right)^2 + h \frac{\zeta I}{(\zeta I)_1} \frac{\omega}{\omega_1} + n; \quad \dots \quad (74)$$

**Uwaga.** W powyższych rozważaniach przyjęliśmy, że współczynniki  $w$ ,  $h$  i  $n$  są stałe, chociaż w rzeczywistości zależą one od  $\mu_1$ , a więc na zasadzie wzoru (20) zależą one od pola i prądu. Musimy więc określić, w jakich wypadkach możemy je uważać za stałe i dlatego wyprowadzimy jeszcze raz powyższe wzory, ale w sposób uwidoczniający zależność tych współczynników od wartości natężenia prądu.

W tym celu rozważymy wypadek, gdy wartość prądu malejąc zbliża się do zera, czyli gdy  $I \rightarrow 0$ ; przytem oznaczymy wartości współczynników strat dla  $I=0$  przez  $e_{w_0}$ ,  $e_{h_0}$ ,  $e_{n_0}$ , oraz  $w_0$ ,  $h_0$ ,  $n_0$ ;

a) Straty na opóźnienie magnetyczne.

Ze wzorów (57); (34) oraz (38) możemy napisać:

$$\operatorname{tg} \delta_n = \frac{r_n}{\omega L} = \frac{r_n}{\omega F \mu_1} = \frac{r_n}{\omega F \mu_0 \left( 1 + \frac{\lambda \zeta I}{\mu_0 (\zeta I)_1} \right)};$$

Ponieważ dla  $I \rightarrow 0$ ,  $\mu_1 \rightarrow \mu_0$  więc analogicznie do  $e_n = \frac{r_n}{\omega F \mu_1}$  możemy napisać:

$$e_{n_0} = \frac{r_n}{\omega F \mu_0};$$

wtedy:

$$\operatorname{tg} \delta_n = e_{n_0} \frac{1}{1 + \frac{\lambda \zeta I}{\mu_1 (\zeta I)_1}};$$

b) Straty na histerezę.

W podobny sposób obliczamy: ze wzoru (41)

$$\operatorname{tg} \delta_h = \frac{4 \lambda \zeta I}{3 \pi \mu_1 (\zeta I)_1} =$$

$$= \frac{4}{3 \pi} \frac{\lambda \zeta I}{\mu_0 \left( 1 + \frac{\lambda \zeta I}{\mu_0 (\zeta I)_1} \right) (\zeta I)_1};$$

Analogicznie do  $e_h = \frac{4 \lambda}{3 \pi \mu_0}$ ;

Oznaczamy:  $e_{h_0} = \frac{4 \lambda}{3 \pi \mu_0}$ ; wtedy;

$$\operatorname{tg} \delta_h = e_{h_0} \frac{1}{1 + \frac{\lambda \zeta I}{\mu_0 (\zeta I)_1}} \cdot \frac{\zeta I}{(\zeta I)_1};$$

c) Straty na prądy wirowe.

Ze wzoru (49 a) i (49)

$$e_w = c \omega_1 \left( \mu_0 + \lambda \frac{\zeta I}{(\zeta I)_1} \right) = c \omega_1 \mu_0 \left( 1 + \frac{\lambda \zeta I}{\mu_0 (\zeta I)_1} \right)$$

$$\operatorname{tg} \delta_w = e_w \frac{\omega}{\omega_1} = c \omega_1 \mu_0 \left( 1 + \frac{\lambda \zeta I}{\mu_0 (\zeta I)_1} \right) \frac{\omega}{\omega_1};$$

gdy  $I=0$ ; to  $\operatorname{tg} \delta_w = c \omega_1 \mu_0 \frac{\omega}{\omega_1} = e_{w_0} \frac{\omega}{\omega_1}$ ;

czyli:

$$e_{w_0} = c \omega_1 \mu_0;$$

wobec tego:

$$\operatorname{tg} \delta_w = e_{w_0} \left( 1 + \frac{\lambda \zeta I}{\mu_0 (\zeta I)_1} \right) \frac{\omega}{\omega_1};$$

Ponieważ  $e_w$  zależy od  $\mu_1$  a więc i od prądu, więc dla znalezienia wartości  $\operatorname{tg} \delta_w$  gdy  $I \rightarrow 0$  wykorzystamy tu niezależną od prądu wartość

$e_{h_0} = \frac{4 \lambda}{3 \pi \mu_0}$ ; skąd  $\frac{\lambda}{\mu_0} = e_{h_0} \cdot \frac{3 \pi}{4}$ ; podstawiamy w poprzedni wzór:

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \delta_w &= e_{w_0} \left( 1 + e_{h_0} \frac{3 \pi \zeta I}{4 (\zeta I)_1} \right) \frac{\omega}{\omega_1} = \\ &= e_{w_0} \frac{\omega}{\omega_1} + e_{w_0} e_{h_0} \frac{3 \pi \zeta I}{4 (\zeta I)_1} \frac{\omega}{\omega_1}; \end{aligned}$$

Zestawiając powyższe wartości możemy napisać:

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \delta_r \cong \delta &= e_{w0} \frac{\omega}{\omega_1} + e_{w0} e_{h0} \frac{3\pi \zeta I}{4 (\zeta I)_1} \frac{\omega}{\omega_1} + \\ &+ e_{h0} \frac{I}{I + \frac{\lambda \zeta I}{\mu_0 (\zeta I)_1}} + e_{n0} \frac{I}{I + \frac{\lambda \zeta I}{\mu_1 (\zeta I)_1}}; \\ \operatorname{tg} \delta_r &= e_{w0} \frac{\omega}{\omega_1} + \\ &+ e_{h0} \frac{\zeta I}{(\zeta I)_1} \left( \frac{I}{I + \frac{\lambda \zeta I}{\mu_0 (\zeta I)_1}} + e_{w0} \cdot \frac{3\pi \omega}{4 \omega_1} \right) + \\ &+ e_{n0} \cdot \frac{I}{I + \frac{\lambda \zeta I}{\mu_0 (\zeta I)_1}}; \\ \rho_r &= w_0 \left( \frac{\omega}{\omega_1} \right)^2 + \\ &+ h_0 \frac{\zeta I}{(\zeta I)_1} \frac{\omega}{\omega_1} \left( \frac{I}{I + \frac{\lambda \zeta I}{\mu_0 (\zeta I)_1}} + w_0 \frac{3\pi \omega}{4 \omega_1} \right) + \\ &+ n_0 \frac{\omega}{\omega_1} \frac{I}{I + \frac{\lambda \zeta I}{\mu_0 (\zeta I)_1}}; \end{aligned}$$

Z powyższych wzorów możemy wyciągnąć następujące wnioski:

1) Ze wzoru (48): przenikalność wzrasta linjowo, poczynając od pewnej wartości początkowej  $\mu_0$  i proporcjonalnie do ilości amperozwojów na cm. długości obwodu magnetycznego.

Jeżeli występuje opóźnienie magnetyczne, to przenikalność zależy w pewnym małym stopniu od częstotliwości, jednak zależność ta, nie daje się wyprowadzić z powyższych wzorów.

2) Straty w żelazie dają się wyrazić w bardzo prosty sposób przy znikomo małych prądach i polach. (73) i (74).

Straty wskutek histerezy są proporcjonalne do amperozwojów na cm. długości obwodu magnetycznego.

3) Miara stratności i kąt stratności ( $\rho$  i  $\delta$ ) są zależne od  $\zeta I$  w większym stopniu, niżby to wynikało ze strat na histerezę (wzory (75) i (76)); Dzieje się to na skutek zmian przenikalności rzeczywistej wyrażonej wzorem (48), a zawartej w mianowniku drugiego i trzeciego składnika prawej strony we wzorach (75) i (76).

4) Spółczynniki  $e_w$ ,  $e_h$ ,  $e_n$  oraz  $w$ ,  $h$ ,  $n$  mogą być uważane za stałe, czyli wzory (73) i (74) stają się ważne dopiero dla dostatecznie małych prądów, przy których wyraz:  $\frac{\lambda \zeta I}{\mu_0 (\zeta I)_0}$  staje się bardzo mały w porównaniu do jedności, czyli wtedy, gdy:  $I + \frac{\lambda \zeta I}{\mu_0 (\zeta I)_1} \cong I$ ;

Granica ta jednak nie daje się obliczyć, gdyż zależy od materiału rdzenia.

5) Aby wzory (73) i (74) były ważne, musi jeszcze wyraz  $e_w \cdot \frac{3\pi \omega}{4 \omega_1}$ ;

być dostatecznie mały, aby go można pominąć. Ma to miejsce w rdzeniach „masowych“ (proszkowych) utworzonych z tak drobnych cząstek, że współczynnik  $e_w$  (względnie  $w_0$ ) staje się bardzo mały.

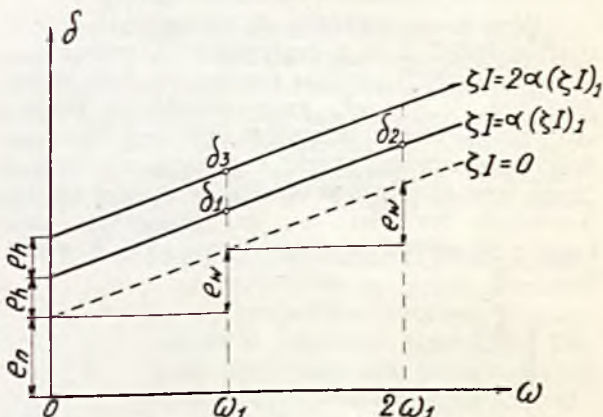
**Pomiary dla określenia współczynników strat w żelazie.**

Dla pomiarów współczynników charakterystycznych Jordana, posługujemy się wzorami (73) i (74), a więc przyjmujemy  $e_w$ ,  $e_h$ ,  $e_n$  względnie  $w$ ,  $h$ ,  $n$ , jako stałe. Wtedy krzywe  $\delta = f(\omega)$  oraz  $\delta = f(\zeta I)$  stają się prostymi.

Przyjęta poprzednio wartość  $(\zeta I)_1 = 1$  Amp-zw./cm jest zbyt duża dla naszych rozważań, ponieważ dla tej wartości krzywe odchylają się już od przebiegu prostoliniowego. Wobec tego oberamy sobie dowolny współczynnik np.  $\alpha = 0,1$  i przy pomiarach stosujemy wartość:  $\alpha (\zeta I)_1$ ;

Trzy pomiary kąta stratności wystarczają dla określenia wszystkich trzech współczynników, a mianowicie:

- 1)  $\delta_1$  dla  $\omega_1$  i  $\alpha (\zeta I)_1$ ;
- 2)  $\delta_2$  dla  $2\omega_1$  i  $\alpha (\zeta I)_1$ ;
- 3)  $\delta_3$  dla  $\omega_1$  i  $2\alpha (\zeta I)_1$ ;



RYS. 3. KĄT STRATNOŚCI ODPOWIADAJĄCY STRATOM W ŻELAZIE — W FUNKCJI CZĘSTOTLIWOŚCI.

wtedy na zasadzie wzoru (73) oraz Rys. 3.

$$\begin{aligned} e_w &= \delta_2 - \delta_1 \\ \alpha \cdot e_h &= \delta_3 - \delta_1 \\ e_n &= \delta_1 - \alpha e_h - e_w = \delta_1 - (\delta_3 - \delta_1) - (\delta_2 - \delta_1) = \\ &= 3\delta_1 - \delta_2 - \delta_3; \end{aligned}$$

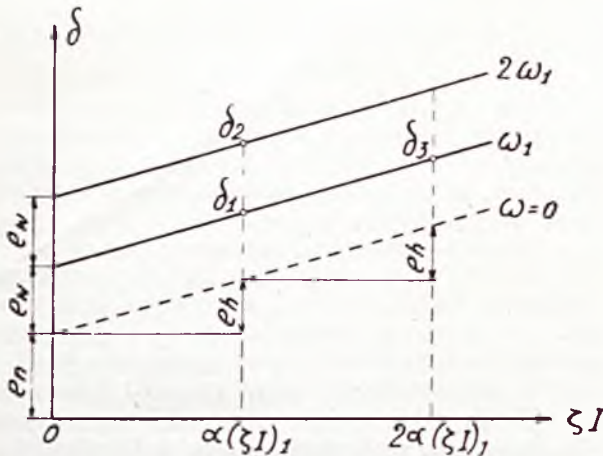
Wartości otrzymane z pomiarów na  $e_w$ ,  $e_h$ ,  $e_n$ , są to kąty stratności dla  $\omega = 5000$ ; i  $(\zeta I)_1 = 1$  Amp. zwój/cm.

Odstęp pomiędzy prostymi  $\delta = f(\zeta I)$  (Rys. 4) dla częstotliwości  $2\omega_1$ ,  $\omega_1$  i  $\omega = 0$  daje nam  $e_w$ ;

Ponieważ prosta dla  $\omega = 0$  przechodzi powyżej początku współrzędnych, więc punkt przecięcia jej z osią rzędną daje wartość  $e_n$  niezależną od częstotliwości.

Określenie  $e_w$  odbywa się więc tutaj w znany i zwykle stosowany sposób. Mianowicie mierzy się straty dla danej amplitudy indukcji, a więc dla danego  $\alpha (\zeta I)_1$  w funkcji częstotli-

wości i dzieli się opór, odpowiadający tym stratom, przez  $\omega L$  dla otrzymania kąta stratności. Wartości otrzymane w ten sposób rosną proporcjonalnie do częstotliwości zgodnie ze wzorem (73) (rys. 3).

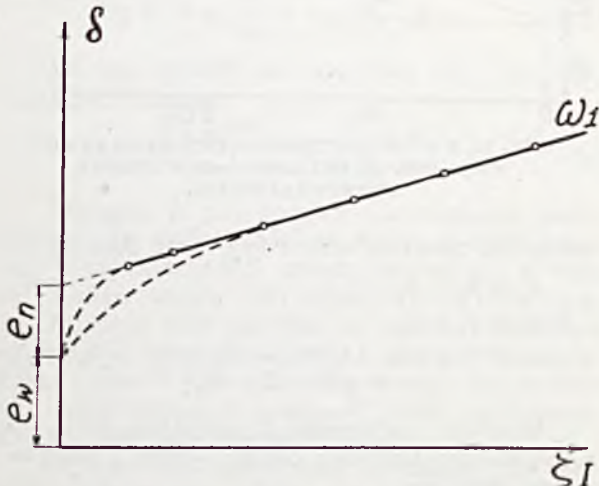


RYS. 4. KĄT STRATNOŚCI ODPOWIADAJĄCY STRATOM W ŻELAZIE – W FUNKCJI AMPEROZWOJÓW NA CENTYMETR.

Wzór (73) pozwolił Jordanowi założyć proporcjonalny wzrost  $\delta$  również w funkcji  $\zeta I$ .

Poprzednio uważano, że nie zachodzi tu proporcjonalność, a to z następujących przyczyn.

Dla małych prądów pomiary są bardzo niedokładne. Wobec tego zadawalniano się krzywymi otrzymanymi dla prądów dość dużych i przedłużano otrzymane proste do przecięcia z osią rzędnych (rys. 5). Rzędna punktu przecięcia nie odpowiadała wartości  $e_w$ , co powinno być mieć miejsce w wypadku proporcjonalności  $\delta$  w funkcji  $\zeta I$ ;



RYS. 5. KĄT STRATNOŚCI W FUNKCJI AMPEROZWOJÓW NA CENTYMETR PRZY BARDZO MAŁYCH OBCIĄŻENIACH.

Wobec tego uważano, że nie jest to funkcja liniowa i zginano przedłużenie prostej otrzymanej z pomiarów do przecięcia z punktem odpowiadającym wartości  $e_w$ .

Jednakże im staranniejszy wykonujemy pomiary tym wyraźniej występuje prostoliniowość funkcji  $\delta = f(\zeta I)$ , a pomimo to przedłużenie pro-

stej przecina oś rzędnych zawsze powyżej punktu odpowiadającego wartości współczynnika  $e_w$ . Stąd wniosek, że poza histerezą i prądami wirowymi istnieje jeszcze trzecia przyczyna strat.

Przyczynę tę Jordan tłumaczy występowaniem opóźnienia magnetycznego, które powoduje różnicę pomiędzy rzędną punktu przecięcia prostej z osią rzędnych, a punktem odpowiadającym wartości  $e_w$ .

### Zastosowania praktyczne współczynników Jordana.

Najwyższe dopuszczalne wartości współczynników Jordana zostały ujęte przez R. Goldschmidt'a (19) w bardzo prostą i wygodną w zastosowaniach praktycznych zależność:

$$e_n + 3e_w + \frac{I}{40}e_h \leq 0,003,$$

co odpowiada równaniu:

$$n + 3w + \frac{I}{40}h \leq 15 \Omega/\text{Henr.}$$

Spółczynnik 3 dla strat na prądy wirowe motywuje Goldschmidt tem, że przy wyższych częstotliwościach znaczenie strat na prądy wirowe jest o wiele większe niż dla częstotliwości 800 okr./sek. przy której wyznaczamy współczynnik  $e_w$ ;

spółczynnik  $\frac{I}{40}$  dla strat na histerezę odpowiada przeciętnym, warunkom pracy cewek Pupina, a mianowicie  $\frac{I}{40}$  Amp. zw./cm.

Przy pomocy powyższych wzorów można określić jakość danego materiału w postaci współczynnika równego ilorazowi wartości otrzymanych z pomiarów przez 0,003, (względnie 15); w ten sposób cewka, mająca straty większe od dopuszczalnych, będzie miała ogólny współczynnik strat większy od jedności, a cewka o małych stratach — współczynnik mniejszy od jedności.

Ponieważ najbardziej niepożądane są straty na histerezę, gdyż wprowadzają one zniekształcenia nieliniarne i zjawisko „trzępotania“ (flattereffekt), (10) więc cewki muszą spełniać jeszcze dodatkowo warunek dotyczący najwyższej dopuszczalnej wartości strat na histerezę.

Warunek ten według C. C. I. (Comite Consultatif International des Communications Telephoniques) wyraża się wzorem.

$$h \leq 12\sqrt{L};$$

gdzie  $L$  — idukcyjność cewki w Henrach.

Istnieje jednak pewna rozbieżność w sposobie obliczania współczynnika  $h$ , mianowicie podczas kiedy u Jordana i Goldschmidta współczynnik  $h$  oblicza się dla prądu odpowiadającego jednemu amperozwojowi na cm., — w C. C. I. dotyczy on prądu o natężeniu 1 mAmp., a u Kupfmüllera (21) prądu o natężeniu 1 Amp.

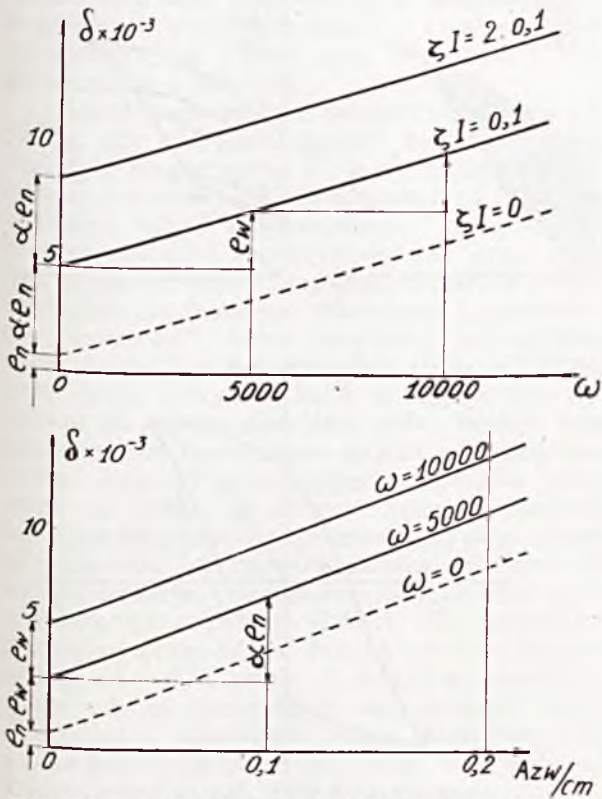
Goldschmidt uważa a wskazane wprowadzenie dodatkowego współczynnika  $h_0 = \frac{h}{\sqrt{I_0}}$ ; któ-

ry uwzględnia jeszcze zależność współczynnika strat na histerezę od przenikalności. Współczynnik ten powinien spełniać warunek:  $h_0 \leq 6$ .

**Całkowite straty w cewce.**

Dla otrzymania całkowitych strat w cewce musimy poza stratami w rdzeniu uwzględnić także straty w miedzi, a więc straty wskutek oporu omowego uzwojenia cewki i straty wskutek prądów wirowych w miedzi.

Według Deutschmana (13) (14) za dolną granicę oporu omowego cewki możemy uważać 30 Ω/Henr. ponieważ dalsze obniżanie tego oporu z różnych względów nie daje już korzyści praktycznych. <sup>1)</sup>



RYC. 6 I 7. KĄT STRATNOŚCI RDZENIA ZE STOPU ŻELAZO-NIKLOWEGO.

Straty na prądy wirowe w uzwojeniu cewki można obliczyć przy pomocy wzoru podanego przez Goldschmidta.

$$e_w \text{ (w miedzi)} = 12 \frac{d^2}{l} \left( 1 - \frac{r_o}{r_i} \right);$$

gdzie  $d$  — średnica drutu  
 $r_o$  — promień otworu wewnętrznego cewki z uzwojeniem.  
 $r_i$  — promień otworu wewnętrznego rdzenia.

W warunkach C. C. I. podany jest najwyższy całkowity opór rzeczywisty cewki przy

<sup>1)</sup> Deutschmann dowiódł, że przenikalność materiałów używanych na rdzenie cewek Pupina powinna być zawarta w granicach od 30 do 100 gausów/oersted. Wobec tego materiały o bardzo wysokiej przenikalności nie nadają się do tego celu. (W ostatnich latach otrzymano stopy posiadające przenikalność maksymalną 140 000 gausów/oersted).

częstotliwości 1800 okr/sek i prądzie 1 mAmp. Opór ten nie powinien przekraczać 150 Ω/Henr.

**Przykład:**

Pomiary cewki z rdzeniem ze stopu żelazonikowego (Fe : 50%, Ni : 50%) dały wyniki przedstawione na rysunkach 6 i 7.

Z rysunków tych otrzymujemy następujące wartości współczynników Jordana:

$$e_w = 0,0025;$$

$$e_h = 0,037;$$

$$e_n = 0,001;$$

$$w = \omega_1 \cdot e_w = 12,5 \text{ } \Omega/\text{Henr.}$$

$$h = \omega_1 \cdot e_h = 185 \text{ } \Omega/\text{Henr.}$$

$$n = \omega_1 \cdot e_n = 5 \text{ } \Omega/\text{Henr.}$$

$$\text{a więc: } n + 3w + \frac{1}{40}h = 47,125;$$

$$\text{Ogólny współczynnik strat: } \frac{47,125}{15} = 3,13;$$

Dany materiał ma więc straty 3,13 razy większe od dopuszczalnych.

**Opóźnienie magnetyczne według H. Jordana.**

Z powyższych rozważań wynika, że poza prądami wirowymi i histerezą istnieje jeszcze trzecia przyczyna strat w rdzeniach magnetycznych. Straty wywołane przez nią możemy co prawda zmierzyć przy pomocy podanych powyżej sposobów, ale pomimo to dotychczas posiadamy bardzo jeszcze skąpe wiadomości co do samej istoty tych zjawisk.

H. Jordan podał hipotezę, w której zakłada, że straty te wywołane są przez zjawisko opóźnienia magnetycznego (Nachwirkung, trainage magnétique, magnetic viscosity, time lag). Dla wyjaśnienia istoty tego zjawiska przeprowadził on daleko idącą analogję zjawisk magnetycznych, elektrycznych i mechanicznych. Wykorzystał on mianowicie prace Wiecherta nad przebiegiem odkształceń mechanicznych pod wpływem obciążenia w funkcji czasu (2)\*. Przebieg ten przedstawia rysunek 8.

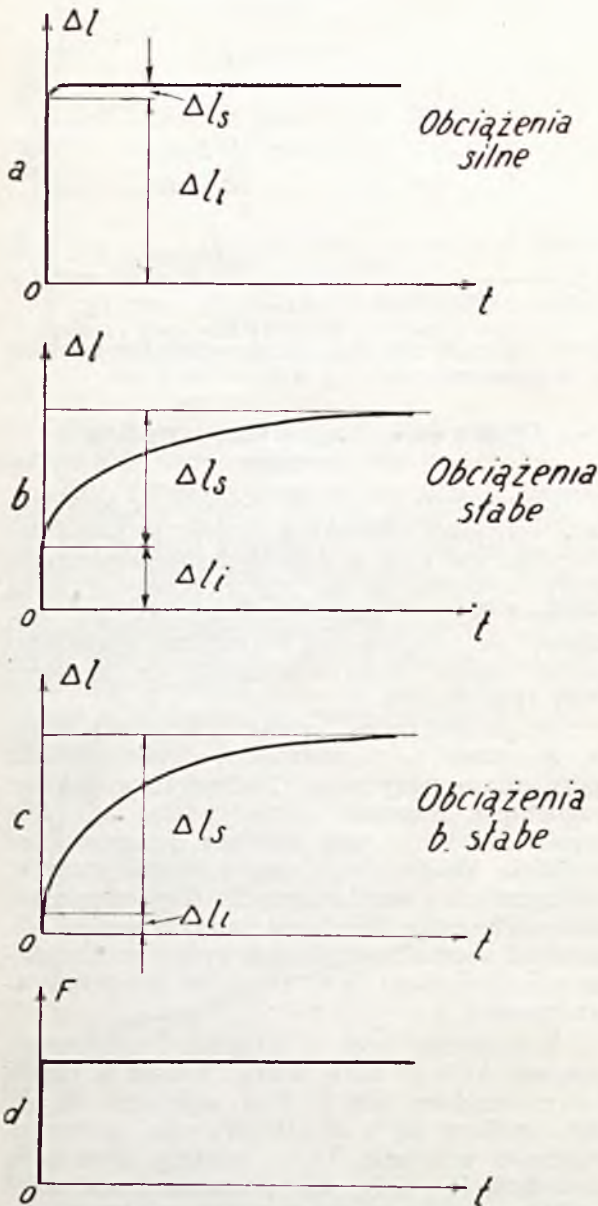
Rozważamy pręt o długości  $l$  zawieszony pionowo, którego dolny koniec zostaje w chwili  $t=0$ ; obciążony siłą  $F$ . Pod wpływem tej siły pręt wydłuży się o  $\Delta l$ . Wydłużenie to nastąpi częściowo w czasie, który możemy uważać za nieskończenie mały, ale pozostała część tego wydłużenia odbędzie się w czasie skończonym, który możemy z łatwością zmierzyć.

Dla uogólnienia będziemy siłę nazywali obciążeniem, a wydłużenie — odkształceniem.

Część odkształcenia następującą w czasie nieskończenie małym nazwiemy odkształceniem natychmiastowym i oznaczymy  $\Delta l_i$ , a część odbywającą się w czasie skończonym nazwiemy odkształceniem opóźnionem i oznaczymy przez  $\Delta l_s$ .

\* W podobny sposób K. W. Wagner wykorzystał analogję zjawisk mechanicznych i elektrycznych.

Doświadczenie wykazuje że stosunek  $\frac{\Delta l_s}{\Delta l_i}$  staje się tem większy im mniejsze jest obciążenie. Wobec tego odkształcenie opóźnione nie gra prawie żadnej roli przy dużych obciążeniach (Rys. 8a), a nabiera znaczenia dopiero przy obciążeniach niewielkich. Przy obciążeniach bardzo małych prawie całe odkształcenie odbywa się z opóźnieniem (Rys. 8c).



RYC. 8. PRZEBIEG ODKSZTAŁCEN W FUNKCJI CZASU PRZY RÓŻNYCH OBCIĄŻENIACH. (SKALE ODKSZTAŁCEN NIE SĄ JEDNAKOWE).

Przechodząc z kolei do rozważań przebiegu odkształceń nie w funkcji czasu, a w funkcji obciążenia, możemy ogólnie napisać  $\Delta l = K \cdot F$  gdzie:

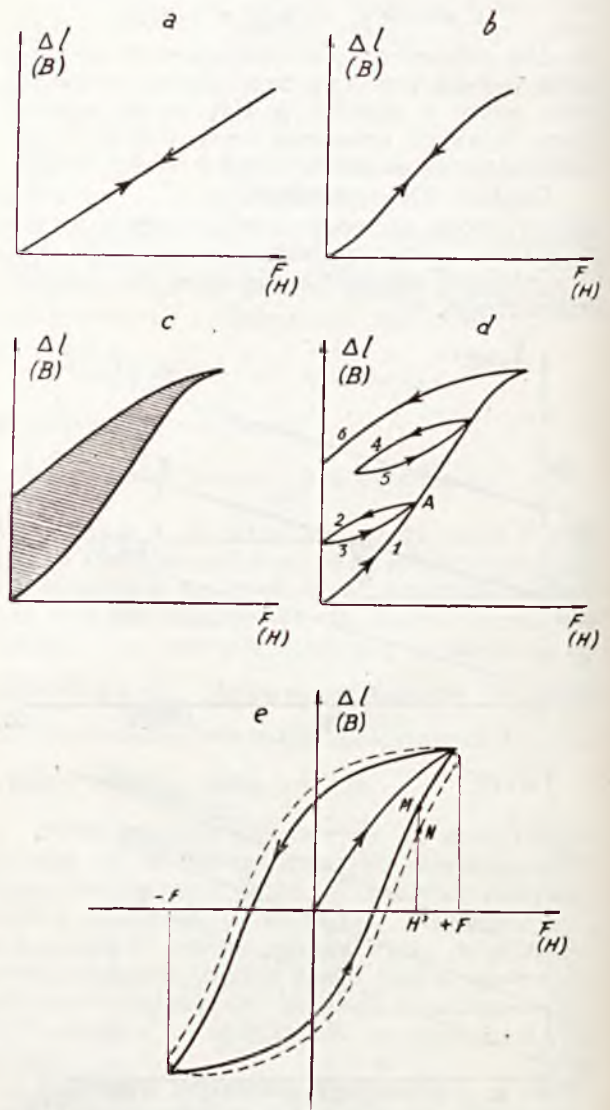
$\Delta l$  — odkształcenie.

$K$  — współczynnik zależny od materiału i wielkości obciążenia.

Rozróżniamy tu trzy zasadnicze wypadki:

1) gdy  $K = \text{const.}$  czyli gdy odkształcenie jest

proporcjonalne do obciążenia według prawa Hooke'a. Krzywa:  $\Delta l = f(F)$  jest linią prostą. Jest to odkształcenie w granicach proporcjonalności (Rys. 9a).



RYC. 9. PRZEBIEG ODKSZTAŁCEN W FUNKCJI OBCIĄŻENIA.

- 2) gdy  $K \neq \text{const.}$  Krzywa  $\Delta l = f(F)$  nie jest linią prostą, ale przebieg odkształcenia po usunięciu obciążenia pokrywa się dokładnie z przebiegiem pierwotnym. Wtedy energia włożona przy odkształceniu zostaje zwrócona po ustaniu obciążenia. Jest to odkształcenie w granicach sprężystości (Rys. 9b),
- 3) gdy przebiegi odkształceń przy obciążeniu i po usunięciu obciążenia nie pokrywają się. Powierzchnia zawarta pomiędzy krzywami I i II jest miarą energii straconej, pochłoniętej przez ciało odkształcane. (Iloczyn siły przez drogę). Jest to odkształcenie przekraczające granicę sprężystości (Rys. 9c).

Jeżeli ciało obciążymy powyżej granicy sprężystości, następnie obciążenie usuniemy i ponownie obciążymy tą samą siłą to otrzymamy przebieg odkształceń przedstawiony liniami 1,

2, 3 na rysunku 9d. Jeżeli obciążenie usuniemy tylko częściowo to otrzymamy przebieg uwidoczony liniami 1, 4, 5.

Jeżeli zastosujemy kolejno obciążenia o jednakowej wartości bezwzględnej, ale o kierunkach przeciwnych, to otrzymamy przebieg uwidoczony linią ciągłą na rys. 9e.

Przy każdym dwóch kolejnych obciążeniach w strony przeciwne występuje strata energii określona przez powierzchnię pola zawartego wewnątrz pętli utworzonej przez krzywe  $\Delta I = f(\bar{F})$ . Straty te możemy nazwać stratami na histerezę mechaniczną.

Zjawisko odkształcenia opóźnionego może występować zupełnie niezależnie od zakresu odkształceń, a więc zarówno przy odkształceniach w granicach proporcjonalności oraz w granicach sprężystości, jak i poza temi granicami, a więc jednocześnie z histerezą.

Zupełnie analogiczne zjawiska zachodzą w wypadku, gdy jako „obciążenie“ będziemy stosowali pole magnetyczne  $H$ , a za „odkształcenia“ będziemy uważali indukcję magnetyczną  $B$ . W tym wypadku jednak „odkształcenia“ w granicach proporcjonalności i sprężystości nie grają dużej roli, ponieważ nawet przy bardzo małych polach występuje już histereza. Natomiast „odkształcenia opóźnione“, które nazywamy tu opóźnieniem magnetycznym, powodują straty o których była mowa powyżej i które występują tem wyraźniej im słabsze stosujemy pola. Wobec tego słusznem jest rozdzielenie zjawisk związanych ze stanem magnetycznym żelaza na zjawiska niezależne od czasu, do których będziemy zaliczali histerezę magnetyczną, przeważającą przy polach silnych, oraz na zjawiska zależne od czasu, do których zaliczymy opóźnienie magnetyczne przeważające przy polach słabych. W warunkach normalnej pracy cewek Pupina obydwa zjawiska występują jednocześnie i straty spowodowane przez nie są niewiele tego samego rzędu. Natomiast w warunkach pracy transformatorów i dławików prądów silnych straty na opóźnienie magnetyczne są tak małe w porównaniu do strat na histerezę, że nie grają prawie żadnej roli.

Tem też się tłumaczy, że badania zjawiska opóźnienia magnetycznego rozpoczęto stosunkowo niedawno i dotychczas bardzo mało je poznano tak, że nawet hipotezę Jordana należy przyjąć z dużym zastrzeżeniem.

Jordan pomija milczeniem zarówno stronę ilościową zjawiska opóźnienia magnetycznego jak i przyczynę powodowania strat energii przez to zjawisko.

Przyczyna ta być może polega na tem, że wskutek opóźnienia magnetycznego punkt pracy nie posuwa się po statycznej pętli histerezy, a tylko po pętli oznaczonej linią przerywaną na rysunku 9e. Mianowicie dla pewnego pola  $H'$ , któremu odpowiada indukcja „statyczna“  $H'M$  — w rzeczywistości indukcja „nie zdąży“ osiągnąć tej wartości i punkt pracy przejdzie przez

punkt  $N$  odpowiadający mniejszej indukcji magnetycznej  $H'N$ . Jak widać z rysunku, pętla ulega w ten sposób rozszerzeniu i powierzchnia jej, będąca miarą strat — powiększa się. Różnica powierzchni pętli „dynamicznej“ i pętli „statycznej“ stanowi miarę strat energii wskutek opóźnienia magnetycznego.

R. M. Bozorth (22) podaje dwie przypuszczalne przyczyny opóźnienia magnetycznego. Jedną z nich stanowią prądy wirowe tworzące pole magnetyczne skierowane odwrotnie do pola magnesującego, drugą zaś, nazywaną wiskoza magnetyczną (magnetic viscosity), stanowią „zakłócenia w niestałych układach magnesów cząsteczkowych“, spowodowane albo przez termiczne ruchy cząsteczkowe, albo przez drgania mechaniczne pod wpływem pola zmiennego.

#### BIBLIOGRAFJA:

- 1) Lord Rayleigh. Phil. Magaz. 23 (1887) 225.  
„On the behaviour of Iron and Steel under the operation of feeble magnetic Forces“.
- 2) E. Wiechert. Wiedemann. Ann. 50 (1893) 335 i 546.  
„Gesetze d. elastischen Nachwirkung für konstante Temperatur“.
- 3) Tobusch. Ann. d. Phys. (4) 26 (1908) 439.  
„Über elastische und magnetische Nachwirkung“
- 4) R. Gans. Ann. d. Phys. (4) 27 (1908) 1.  
„Zur Theorie des Ferromagnetismus“ (2 Mitteilung).
- 5) W. Arkadiew. Phys. ZS. 14. (1913) 928.  
„Eine Theorie des elektromagnetischen Feldes in den Ferromagnetischen Metallen“.
- 6) Warburg, Heuse. Verh. d. D. Phys. Ges. 17 (1914) 206.
- 7) Nukiyama, Shoji, Journ. Inst. El. Eng. of Japan. VI. (1923).
- 8) H. Jordan. E. N. T. 1 (1924) 7.  
„Die Ferromagnetischen Konstanten für schwache Wechselfelder“.
- 9) R. Goldschmidt V. D. E. — Fachberichte. (1929).
- 10) W. Deutschmann. E. N. T. 6 (1929) 80.  
„Über die Bedeutung der Hysterese bei Pupinspulen“.
- 11) W. Arkadiew. Ann. d. Phys. (5) 11. (1931) 406.  
„Über die Permeabilität bei Hochfrequenz“.
- 12) M. Wien. Ann. d. Phys. (5) 11. (1931) 423.  
„Bemerkungen“.
- 13) W. Deutschmann. T. F. T. 20. H. 6. (1931).  
„Über die günstigsten Ausmasse von Pupinspulenkerne“.
- 14) W. Deutschmann. E. N. T. 9. (1932) 421.  
„Über Massekerne“.
- 15) R. Goldschmidt. ZS. f. techn. Phys. 13. (1932) 534.  
„Nachwirkungsverluste in ferromagnetischen Materialien bei schwachen Wechselfelder“.
- 16) K. Dohmen. Europ. Fernspr. H. 29. (1932) 182.
- 17) H. Jordan, T. Volk, R. Goldschmidt. Europ. Fernspr. H. 31. (1933) 8.
- 18) P. C. Hermann. ZS. f. Phys. 84. (1933) 565.  
„Über magnetische Nachwirkung“.
- 19) R. Goldschmidt. ZS. f. techn. Phys. No. 3. (1934). 95.  
„Die Werkstofforderungen der Fernmeldetechnik mit besonderer Berücksichtigung des Pupinspulenbaues“.
- 20) O. Dahl, J. Pfaffenberger. ZS. f. techn. Phys. No. 3. (1934). 99.  
„Hysteresearme und stabile Werkstoffe für die Fernmeldetechnik“.
- 21) K. Kupfmüller. „Schwachstromtechnik“. Handbuch der Experimentalphysik.
- 22) R. M. Bozorth. Phys. Review. 2. 32. (1928). 124.  
„Time-lag in Magnetization“.
- 23) J. A. Ewing. Proc. Royal Soc. A 46. (1889). 269.
- 24) B. Wwedensky. Ann. d. Phys. (4) 64. (1921). 609.
- 25) C. Lapp. Annales de Physique. (10) 8. (1927). 278.  
(W artykule tym podana jest bardzo obszerna bibliografja).
- 26) A. W. Smith. Phys. Rev. (2) 9. (1927). 419.

# POLA WIELOKROTNE I OBLICZANIE ICH W SYSTEMACH AUTOMATYCZNYCH.

Inż. W. KOZAKIEWICZ i inż. M. UTKIN — Dyr. Okr. P. i T. Katowice.

Najtrudniejszą do opanowania częścią teorii automatów telefonicznych jest zapewne teoria ruchu telefonicznego, t. zw. trafiku, oraz ściśle z nią związane projektowanie pól wielokrotnych.

W niniejszym artykule postawiono sobie za zadanie zapoznać szerszy ogół teletechników w sposób przystępny, a możliwie obszerny z istotą połączeń międzywybierakowych, t. j. z budową pól wielokrotnych. Teorię trafiku wyłożono, unikając wzorów, wchodzących w zakres matematyki wyższej, w takiej mierze, aby jasne przedstawienie zjawisk ruchu telefonicznego nie ucierpiało<sup>1)</sup>.

## 1. Trafik telefoniczny.

W miarę, jak abonenci zgłaszają się do centrali telefonicznej, aby uzyskać połączenie, obciążenie centrali ulega zmianie, przyczem tem większe jest obciążenie, im większa jest ilość rozmów w przeciągu określonego czasu i im dłuższy jest czas trwania poszczególnej rozmowy. Dla uzmysłwienia sobie tego zjawiska można wziąć za przykład centralę ręczną, gdzie wielkość obciążenia chwilowego mierzy się ilością zajętych sznurów połączeniowych. Tem więcej potrzeba sznurów, im więcej rozmów przeprowadzają abonenci w ciągu np. jednej godziny oraz im te rozmowy są dłuższe, gdyż telefonistka bierze do pracy dalsze sznury, mając niektóre zajęte dłuższą rozmową.

Obciążenie centrali, jest pojęciem analogicznym do mocy (fizycznej), przyczem podobieństwo tkwi w definicjach tych wielkości, a mianowicie:

$$\text{Moc} = \frac{\text{jednostki pracy fizycznej (mechan., elektr.)}}{\text{jednostki czasu}}$$

$$\text{Obciążenie centrali} = \frac{\text{jednostki pracy centrali}}{\text{jednostki czasu}}$$

Jednostkami pracy fizycznej (energji) są: kilogramometr, dżaul, kaloria; jednostką czasu — sekunda.

Natomiast jednostka pracy centrali jest zupełnie odrębnym pojęciem i mierzy się czasem, w przeciągu którego sznur zajęty jest przez rozmowę. Jeżeli więc abonenci przeprowadzili  $n$  rozmów o długości trwania  $t$  minut, wówczas centrala wykonała pracę, równą iloczynowi z tych dwóch wielkości, wyrażoną w specjalnych jednostkach, zwanych rozmowominutami (w skrótenu  $Cm$ ) czyli:

$$\text{praca centrali} = n \text{ rozmów} \times t \text{ minut} = nt \text{ rozmowominut} = nt \text{ Cm.}$$

Za jednostkę czasu przyjęto w definicji trafiku godzinę. Z pośród 24 godzin doby najwięcej interesuje nas godzina największego ruchu, ponie-

waż ona jest miarodajna dla obliczenia ilości potrzebnych sznurów połączeniowych w centrali.

## 2. Koncentracja ruchu, tendencja do rozmów, straty połączeń.

Najprostsze pojęcia z teorii trafiku są więc — rozmowa i czas jej trwania. Niezawsze jednak abonent, alarmując centralę, uzyskuje połączenie telefoniczne z żądanym abonentem; trafienie bowiem „na zajętego”, brak wolnych dróg (sznurów) w chwilach przeciążenia centrali oraz rezygnacja z połączenia powodują, że ilość alarmów jest większa od ilości faktycznie przeprowadzonych rozmów. Pełniejszym jest zatem pojęcie alarmu i średni czas jego trwania. Poniższa tabelka zawiera zebrane na podstawie statystyk niemieckich, dane orientacyjne, odnoszące się do powyższych wielkości.

Wielkość sieci	Ilość alarmów na abonenta na dobę	Śr. czas trwania alarmu
od 100 do 1000	od 1,1 do 3	od 1,5 do 2,25 minut
od 1000 do 10000	od 3 do 7	
od 10000 do 20000	od 4 do 9	
powyżej 20000	od 6 do 12	

Z podanych cyfr wynika, że abonenci wielkich sieci rozmawiają więcej, niż abonenci sieci małych. Oczywiście istnieje pewna granica, mianowicie około 100 000 abonentów, powyżej której tendencja do rozmów zmienia się nieznacznie. Szerokie granice podanych wielkości wskazują, że nie tylko ilość abonentów w sieci decyduje o wielkości ruchu telefonicznego, lecz że istnieją inne okoliczności. Do nich należy w pierwszym rzędzie charakter gospodarczy miejscowości, następnie bogactwo mieszkańców, stopień kultury i t. p. Konstruktor winien przed projektowaniem centrali dokładnie zapoznać się z wspomnianymi okolicznościami, szczególnie o ile nie posiada danych statystycznych z powodu braku centrali telefonicznej w tej miejscowości. Oczywiście o ile istniała centrala stara, względnie można zebrać dane statystyczne w centralach, pracujących w podobnych warunkach w tej samej części kraju, wówczas przyjęcie podstawowych wielkości trafiku nie przedstawia trudności.

Mając ilość abonentów  $s$ , a następnie ilość alarmów na abonenta na dobę  $C'$  o długości trwania alarmu  $t$ , możemy określić ilość wszystkich alarmów w ciągu doby:

$$C = C' \cdot s,$$

oraz obciążenie centrali w ciągu doby:

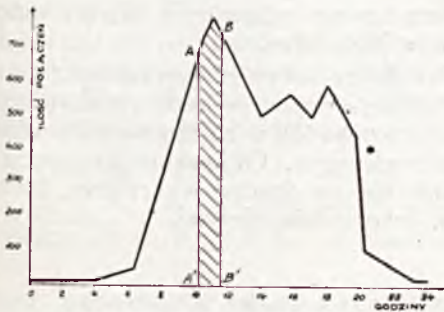
$$Y = C \cdot t = C' \cdot s \cdot t.$$

Centrala pracuje nierównomiernie w ciągu doby; w niektórych godzinach np. w nocy połą-

<sup>1)</sup> Czytelników interesujących się bliżej zagadnieniami trafiku odsyłamy do książki prof. R. Trechcińskiego „Obliczenie ilości organów połączeniowych.



czeń jest mało, w innych np. o 11-ej rano — bardzo dużo, tak że może zabraknąć organów połączeniowych (sznurów) dla pewnych grup abonentów. Jak wspomniano, dla obliczenia ilości potrzebnych organów konieczna jest znajomość trafiku w godzinie największego ruchu.



RYS. 1. WYKRES OBCIĄŻENIA DZIENNEGO CENTRALI TELEFONICZNEJ.

Rys. 1 przedstawia rozkład obciążenia centrali w ciągu jednej doby.

Na osi odciętych odłożono godziny, zaś na osi rzędnych ilość połączeń w danych chwilach. Zwykle między godz. 10<sup>30</sup>, a 11<sup>30</sup> zachodzi szczytowe obciążenie centrali, t. j. godzina największego ruchu. Zakresowane pole  $ABB'A'$  przedstawia „pracę” centrali w rozmowominutach w czasie godziny największego ruchu, a więc obciążenie centrali. Stosunek pola  $ABB'A'$  do całego pola, objętego krzywą i osią odciętych, czyli stosunek rozmowominut w ciągu godziny największego ruchu do rozmowominut w ciągu całej doby stanowi wielkość, zwaną koncentracją ruchu (trafiku). Praktyka wykazuje, że 12% — 13% pracy centrali przypada na g. n. r. Jeżeli  $k$  oznacza koncentrację, to, nawiązując do poprzednich wzorów i tabelki, obciążenie centrali wyniesie:

$$y = k \cdot Y = k C' \cdot s \cdot t,$$

zaś obciążenie przypadające na jednego abonenta, czyli tendencja do rozmów:

$$z = \frac{y}{s} = k \cdot C' \cdot t.$$

Obliczmy dla przykładu obciążenie i tendencję w sieci na 1000 abonentów. Przyjmujemy:

ilość alarmów na abon. na dobę —  $C' = 5$

alarmów,

średni czas trwania alarmu —  $t = 2$  min.

współczynnik koncentracji —  $k = 12\%$ .

Obliczamy:

$$y = k \cdot C' \cdot s \cdot t = 0,12 \cdot 5 \cdot 10000 \cdot 2 = 12000 \text{ Cm.}$$

$$z = k \cdot C' \cdot t = 0,12 \cdot 5 \cdot 2 = 1,2 \text{ Cm/Ab.}$$

Konstruktor, projektując centralę, może popełnić błąd, posunąwszy się zbyt daleko w jednym z 2-ch kierunków: 1) jeżeli zaprojektuje za dużą ilość organów połączeniowych, niż tego wymaga wielkość trafiku, powiększy niepotrzebnie kapitał inwestycyjny, 2) jeśli ich da za mało, wówczas, wskutek braku organów nie wszyscy zgłaszający się abonenci będą mogli uzyskać połączenie, co narazi zarząd centrali na straty, a co najważniejsze

wzbudzi niezadowolenie ogółu abonentów, gdyż centrala nie wywiąże się odpowiednio ze swego zadania. Wyjście praktyczne z tej kwestji okazało się najlepsze takie, że ustanowiono granice dla ilości straconych połączeń, a mianowicie w normalnej sieci miejskiej straty połączeń nie mogą przekraczać 5<sup>0</sup>/<sub>100</sub>, t. zn. najwyżej 5 połączeń na 1000 dokonanych może nie dojść do skutku z powodu braku organów. Konstruktor jest więc w posiadaniu: 1) wielkości trafiku i 2) wielkości dopuszczalnych strat połączeń. Teoria prawdopodobieństwa pozwoli określić na podstawie tych danych ilość potrzebnych organów połączeniowych.

### 3. Wzór Poissona, tablice Erlanga.

Ilość organów połączeniowych powinna być równa ilości jednoczesnych połączeń w momencie największego obciążenia centrali; taki moment względnie kilka momentów napotkamy w przeciągu godziny największego ruchu. Godz. n. r. bowiem wykazuje wahania raz mniejsze raz większe ilości połączeń; interesującym nas pytaniem jest, jak określić, ile powstaje połączeń jednoczesnych i jaką część godziny one trwają, na podstawie znanej wielkości rozmowominut czyli trafiku. Na to pytanie potrafimy odpowiedzieć, opierając się na wzorze Poissona, zaczerpniętym z teorii prawdopodobieństwa, której zasadnicze pojęcie samego „prawdopodobieństwa” pokrótce objaśnimy.

Klasyczny przykład z umieszczeniem w pudełku 4-ch kulek: 3-ch białych i jednej czarnej, i szeregiem prób, polegających na tym, że wyciągamy „na ślepo” jedną z nich, wskaże nam, że przy dużej ilości prób w jednej czwartej wypadków wyciągniemy czarną. Mówimy, że prawdopodobieństwo wyciągnięcia czarnej kulki wynosi: 1/4. Definicja prawdopodobieństwa brzmi więc następująco:

$$p = \frac{\text{ilość prób udanych}}{\text{ilość prób przeprowadzonych}}$$

Dla naszych celów wprowadźmy pojęcie „prawdopodobieństwa zjawienia się  $x$  połączeń jednoczesnych”, którego interpretacja jest następująca: powiedzenie, że prawdopodobieństwo zjawienia się np. 3 połączeń jednoczesnych wynosi 1/40, oznacza, że w przeciągu g. n. r. istnieją równocześnie 3 połączenia nie przez całą godzinę, lecz przez 1/40 godz., zaś w pozostałych 39/40 godz. istnieje liczba połączeń różna od 3-ch. Oczywiście odcinek czasu 1/40 godz. może się składać z kilku odcinków mniejszych zupełnie dowolnie rozłożonych na odcinku godziny. Najczęściej stosowany dla celów rachunkowych wzór Poissona określa własnie „prawdopodobieństwo istnienia  $x$  połączeń jednoczesnych”:

$$p_x = e^{-y} \cdot \frac{y^x}{x!}, \text{ gdzie}$$

$e = 2,718 \dots$  podstawa logarytmów naturalnych,

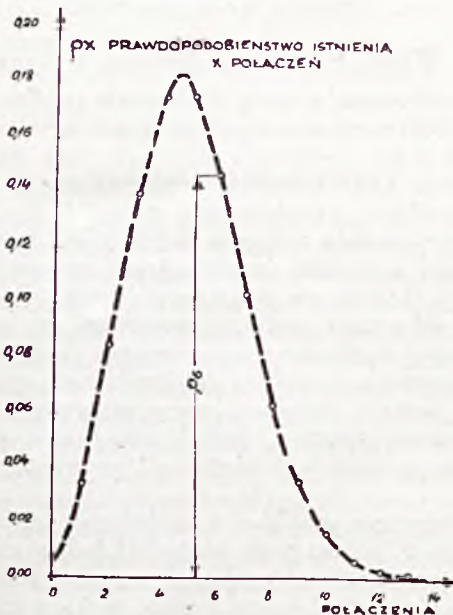
$y =$  trafik, wyrażony w rozmowogodzinach (1 Ch = 60 Cm),

$x! = 1 \cdot 2 \cdot 3 \dots x$ .

Na podstawie powyższego wzoru możemy określić, że prawdopodobieństwo istnienia 3 połączeń przy trafiku równym 120 Cm czyli 2 Ch wynosi:

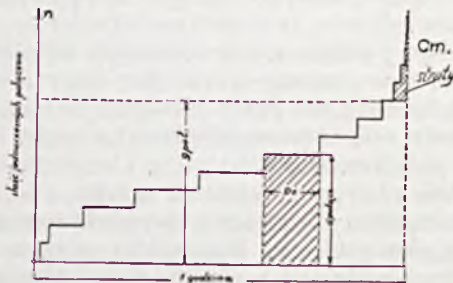
$$p_3 = 2,718^{-2} \cdot \frac{2^3}{1 \cdot 2 \cdot 3} = 0,180 \text{ h.}$$

Wynik „0,18 godz.” oznacza, że przez taki czas będą istniały w centrali 3 połączenia, zaś przez resztę godziny n. r. jakaś inna ilość połączeń. Obliczając kolejno  $p_x$  dla  $x = 1, 2, 3$  i t. d. otrzymamy wykres (rys. 2).



RYS. 2. WYKRES WZORU POISSONA.

Z wykresu wnioskujemy, że istnieje pewna liczba połączeń, która najczęściej zachodzi (maksimum krzywej). Ponieważ prawdopodobieństwa przedstawiają części godziny, ogólna ich suma przedstawia 1 godz. Aby uzyskać lepszy obraz rozkładu trafiku na odcinku całej godziny, przejdziemy od wykresu prawdopodobieństw do wykresu rozmowominut (rys. 3) w ten sposób, że na



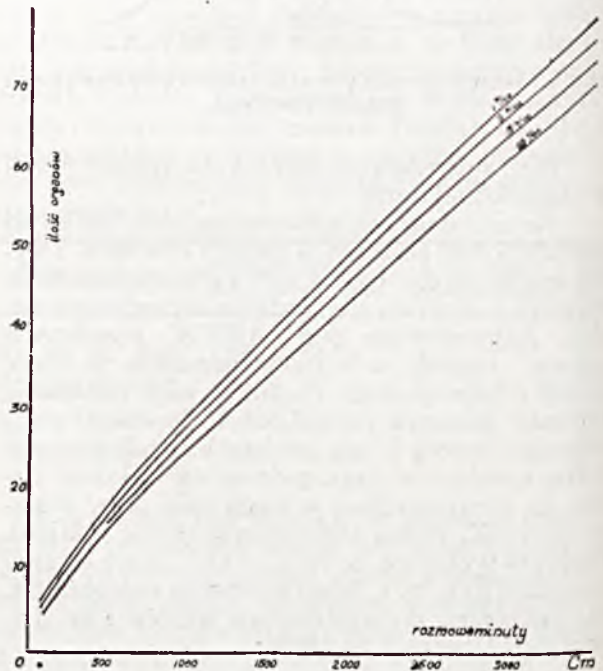
RYS. 3. WYKRES CZASU TRWANIA  $n$  — JEDNOCZESNYCH POŁĄCZEŃ.

odcinku 1-ej godziny odłożymy kolejno odcinki z rys. 2, odpowiadające poszczególnym prawdopodobieństwom, budując na nich jako na podstawie prostokąty o wysokości równej przynależnej ilości połączeń.

Pole tego wykresu przedstawia trafik z uwzględnieniem jego rozkładu na poszczególne czę-

ści godziny. Powyższe rozważania przeprowadziliśmy w założeniu, że ilość organów jest nieograniczona. Jeżeli jednak postawimy warunek, aby straty połączeń istniały, oczywiście w granicach dopuszczalnych, to dając w naszym przykładzie z rys. 3 organów tylko 9, otrzymamy niewielkie pole szczytowego obciążenia (kreskowane) jako rozmowominuty stracone.

W praktyce obliczeniowej korzysta się z krzywych (tablic), które bezpośrednio podają ilość organów połączeniowych w zależności od trafiku i dopuszczalnych strat. Obliczenie krzywych uskuteczniło nie na drodze wykreślnej, lecz analitycznej, jako dokładniejszej.



RYS. 4. KRZYWE ERLANGA.

Najczęściej używane są krzywe Erlanga (rys. 4). Ponieważ na ilość organów połączeniowych wpływa i wielkość dopuszczalnych strat połączeń, istnieje więc kilka, a raczej cała rodzina krzywych, z których każda zbudowana jest dla pewnych określonych strat; z krzywych tych widzimy, że im większe dopuszczamy straty połączeń, tym mniej potrzeba organów połączeniowych i tym niżej przebiega krzywa. Rozpatrując kształt krzywych Erlanga, spostrzeżemy ważną właściwość, a mianowicie że ze wzrostem trafiku ilość potrzebnych organów połączeniowych rośnie wolniej niż sam trafik. Nieproporcjonalny wzrost obu wielkości wskazuje, że należy tworzyć większe grupy abonentów, t. j. większe trafiki, aby procentowe zapotrzebowanie organów połączeniowych wypadło mniejsze.

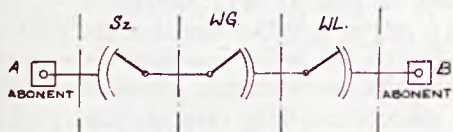
#### 4. Zasadniczy układ centrali automatycznej.

Rozpatrzmy dla przykładu centralę na 500 abonentów z zastosowaniem 100-linijowych organów Strowgera. Zasadniczy układ połączenia

dwóch abonentów takiej centrali pokazany jest na rys. 5.

Przebieg połączenia dzieli się na następujące 4 etapy:

I. Abonent podnosi słuchawkę, t. j. zgłasza się do centrali; organ *Sz* — szukacz linii — uruchamia się i szuka abonenta, t. zn. szczotki szukacza poruszają się po kontaktach pola wielokrotnego, a gdy znajdą abonenta zatrzymują się i abonent otrzymuje w słuchawce sygnał zgłoszenia się centrali w postaci tonu brzęczyka.



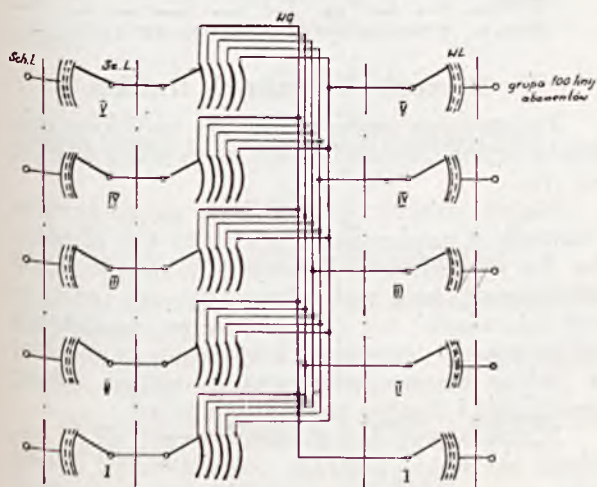
RYŚ. 5. ZASADNICZY UKŁAD POŁĄCZENIA 2-CIŁ ABONENTÓW.

II. Abonent nadaje pierwszą cyfrę, t. j. setek; uruchamia się *WG* — wybierak grupowy — i podnosi swe szczotki „krok w krok” za impulsami tarczy abonenta na poziom żądanej setki.

III. Szczotki *WG*, osiągnąwszy żądany poziom, zaczynają się obracać na wybranym poziomie samoczynnie ruchem obrotowym, bez współdziałania impulsów tarczy abonenta i zatrzymują się na stykach, do których dołączony jest pierwszy po drodze wolny w danej chwili wybierak linijowy — *WL*.

IV. Pod wpływem drugiej serji impulsów, t. j. dziesiątek, *WL* podnosi swe szczotki, wybierając żądaną dziesiątkę abonentów, zaś pod wpływem trzeciej serji obraca i zatrzymuje je na kontaktach, do których jest dołączony abonent wywoływany.

Najbardziej interesującym momentem z punktu widzenia teorii trafiku jest moment, opisany jako etap III, który po wprowadzeniu niezbędnych pojęć wstępnych dokładnie rozpatrzmy.



RYŚ. 6. ZASADNICZY UKŁAD CENTRALI NA 500 ABONENTÓW.

Rys. 6 przedstawia układ omawianej centrali na 500 abonentów.

Abonenci są przyłączeni do centrali przy pomocy aparatury przyłączeniowej do szukacza z jednej i do wybieraka linijowego z drugiej strony.

100-linijowe organy posiadają 10 poziomów po 10 „wyjść”, t. j. 10 kontaktów na poziomie. W polu więc wielokrotnem, krócej w wielokrociu, szuka-cza oraz wybieraka linijowego znajduje się 100 abonentów, przyczem setki oznaczono cyframi I, II i t. d. Połączenie abonenta np. setki II-ej z abonentem setki IV-ej przedstawia się następująco:

abonent setki II-ej, szukacz, wybierak grupowy — poziom 4, wybierak linijowy setki IV-ej, abonent setki IV-ej.

Obecnie postawimy pytanie, jak należy obliczać ilość organów każdego rodzaju. Odpowiedź na to pytanie należy poprzedzić uwagą, że krzywe Erlanga, jak również wszystkie rozważania w poprzednich rozdziałach odnoszą się do t. zw. grupy zupełnej, t. j. do grupy, której abonenci mają we wspólnem użytkowaniu pewną ilość organów. W omawianym przykładzie grupą zupełną jest setka abonentów, zaś ilością organów, do której wszyscy abonenci tej setki mają dostęp, jest ilość szukaczy, którą winniśmy obliczyć. Znając trafik setki, np. równy 180 *Cm*, obliczymy z krzywych Erlanga przy założeniu, że straty dopuszczalne wynoszą 2<sup>0</sup>/<sub>100</sub>, ilość szukaczy — 9 sztuk. Ponieważ i wybieraki linijowe zawierają setkę abonentów, czyli trafik przez zupełną grupę wybieraków linijowych jest ten sam, więc ilość ich wynosi 9 sztuk na setkę.

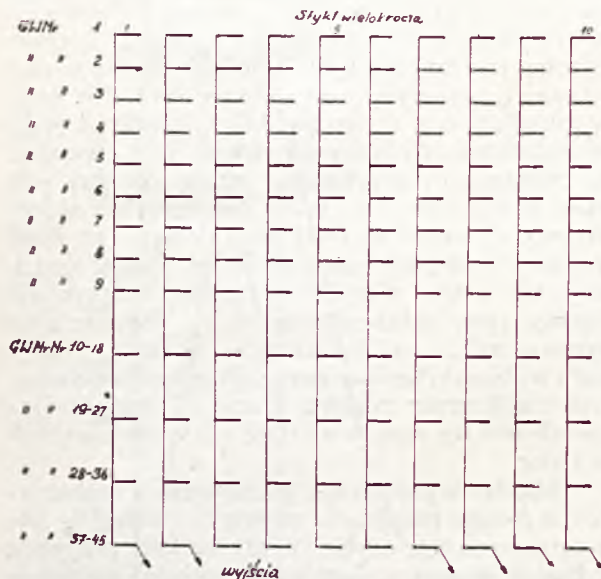
Między wybierakami grupowymi a szukaczami dla danego przykładu istnieją bezpośrednie połączenia szczotek, czyli na każdy szukacz przypada wybierak grupowy. Jest to oczywiście specjalnie prosty układ, niżej rozpatrzmy układ ogólniejszy, gdzie obliczanie ilości wybieraków grupowych jest niezależne od obliczeń dla szukaczy. Ponadto należy zauważyć pewne bardzo ważne zjawisko rozgałęziania się trafiku od wybieraków grupowych do setek I, II i t. d. i odwrotnie — zbieganie się go do każdej setki od grup I, II, III i t. d. Bliższe omówienie zjawiska znajdzie się poniżej.

Pozostaje jeszcze do rozpatrzenia kwestja pół wielokrotnych. Wielokrocie *Sz* i *WL* jest proste, a mianowicie aparatura przyłączeniowa *Sch. I* załączona jest równolegle kolejno do wycinków pola 9-ciu szukaczy względnie *WL* przydzielonych dla każdej setki, inaczej mówiąc wielokrocie wspólne 9-iu szukaczy względnie *WL* wypełnione jest przewodami, prowadzącymi do aparatów przyłączeniowych poszczególnych abonentów.

Nieco więcej skomplikowane jest wielokrocie wybieraków grupowych. Do wielokrocia *WG* załączone są szczotki *WL*-ych w sposób następujący: Ponieważ trafik do setki I-ej przechodzi przez I-szy poziom wszystkich *WG*, (t. j. 45  $WG = 5 + 9$ ), więc szczotki 9-iu *WL*, przydzielonych dla pierwszej setki, załącza się do I-ego poziomu tak, że na styku pierwszym w poziomie I-ym *WG*-ych równolegle kolejno załączony jest jeden organ *WL*, na styku drugim następny i t. d., jak wskazuje rys. 7, na dziewiątym organ ostatni należący do setki pierwszej. Na innych zaś poziomach umieszczone są analogicznie wyjścia do odpowiednich grup *WL*, należących do poszczególnych setek.

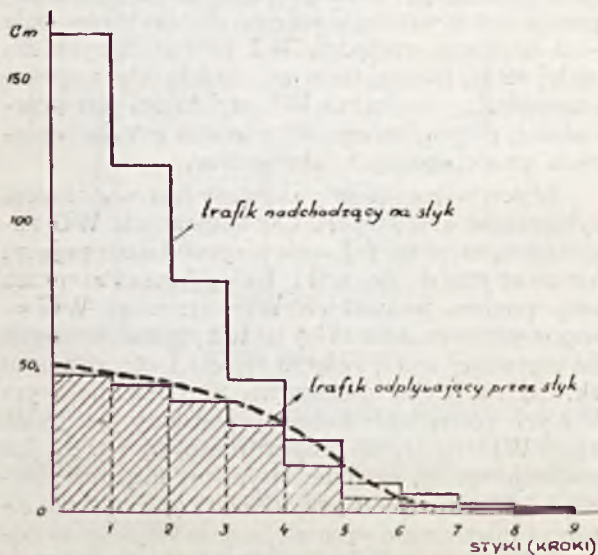
### 5. Spółczynnik użytkowania organów. Wielokrocie zespolone.

Rys. 7 przedstawia wielokrocie proste, które-  
go istotną cechą jest równoległe połączenie styków  
o tym samym numerze. Jeżeli WG, obracając swe  
szczotki na poziomie, szuka wyjścia do wolnego  
WL, to najprzód próbuje, czy wolny jest WL, włą-  
czony do styku o nr. 1, a gdy ten zajęty, o nr. 2  
i t. d. Oczywiście najwięcej będzie pracował w ta-  
kich warunkach WL, załączony do styku o nr. 1,  
zaś najmniej do nr. 9 — ostatniego. Oznaczmy



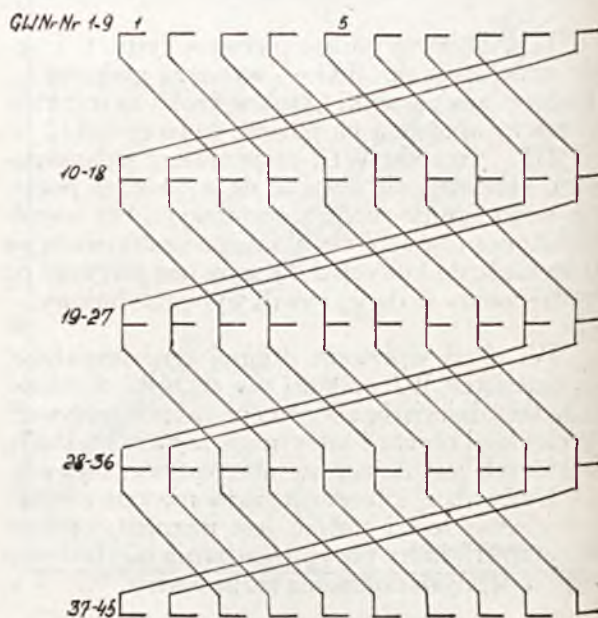
RYS. 7. WIELOKROCIE PROSTE i GW.

t. zw. współczynnik użytkowania organu jako tę  
ilość minut, w czasie których organ pracuje pod-  
czas godz. największego ruchu, a wówczas wykres  
na rys. 8 przedstawi nam ilościowe zestawienie  
wykorzystania organów. Jak widać organy końco-  
we, pracują bardzo rzadko, są mało wydajne,  
a mimo to konieczne aby nie przekroczyć gra-  
nicy dopuszczalnych strat. Nierównomierność ob-  
ciążenia powoduje niejednakowe zużycie wybie-



RYS. 8. ROZKŁAD OBŁĄŻENIA (TRAFIKU)  
NA POSZCZEGÓLNE STYKI.

raków tak, że organ WL, załączony do styków  
nr. 1, może stać się zupełnie nie do użytku,  
gdy tymczasem ostatni WL będzie jeszcze do-  
bry. Wskazanych wad nie posiada wielokrocie  
t. zw. zespolone (Verschränkung des Vielfach-  
feldes), rys. 9. Zespolenie polega na tem, że  
całe pole wielokrotne dzielimy na kilka części,  
mniejszych lub większych, które wykonywamy  
jako wielokrocie proste, a następnie kroki tych  
wielokroci składowych łączymy, stosując pewien  
„poskok” po przejściu każdego wielokrocia. Rys. 9  
wskazuje, że pole 45 WG podzielono na 5 części,  
t. j. na 5 pól po 9 WG i zastosowano poskok rów-  
ny 2. Tak na rys. 9 jak i w dalszym ciągu przed-  
stawiały dla uproszczenia rysunków wielokrocie  
proste jako pojedynczy rząd styków, pod którym  
należy rozumieć tyle rzędów, ile organów składa  
się na pole.



RYS. 9. WIELOKROCIE ZESPOLONE GWI.

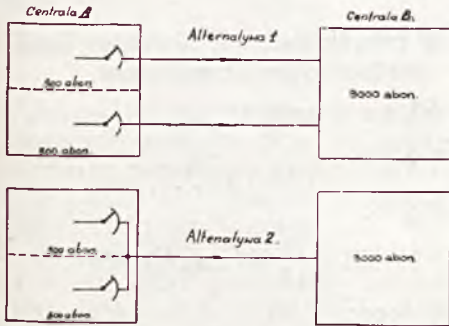
### 6. Łączenie i rozdział trafiku.

Podstawowe zagadnienie dla projektowania  
układu centrali wyjaśnimy na przykładzie według  
rys. 10.

Należy połączyć centralę B na 300 abonentów  
z centralą A zawierającą 2 grupy po 500 abonen-  
tów. Już na podstawie krzywych Erlanga możemy  
rozstrzygnąć, że z 2-ch alternatyw, czy przezna-  
czyć 2-ie wiązki, czy 1-ną wiązkę przewodów dla  
trafiku między centralami, korzystniejszą jest dru-  
ga. Jednak krzywe Erlanga nie oświetlają całości  
zagadnienia i dlatego omówimy je bliżej.

Każda z grup 500 abonentów centrali A, po-  
dobnie jak każda centrala, posiada swoją własną  
godz. n. r. Gdyby poszczególne grupy centrali  
miały godziny n. r. jednocześnie, wówczas i wy-  
padkowa godzina n. r. całej centrali nastąpiłaby  
w tym samym czasie, a trafik całej centrali rów-  
nałby się sumie trafików grup. W rzeczywistości  
jednak grupy mają indywidualny charakter: w je-  
dnej jest np. przewaga biur handlowo-przemysł-  
owych — godz. n. r. następuje około 11-ej, w dru-

giej przewaga mieszkań — g. n. r. może być wieczorem, w innej przewaga sklepów pożywczych, piekarni i t. p. — godz. n. r. wystąpi o 8-iej rano. Wskutek fazowego przesunięcia obciążeń w poszczególnych grupach trafik (obciążenia w g. n. r.) całej centrali jest zawsze mniejszy od sumy trafików grup. Jest to druga okoliczność obok wniosków z krzywych Erlanga, zmuszająca nas do tworzenia dużych grup.



RYS. 10. PORÓWNANIE WIĄZKI DUŻEJ Z MAŁĄ.

Wobec powyższego obliczenia należy przeprowadzić następująco:

1. Znając trafiki grup składowych, możemy jedną z kilku metod (patrz niżej) obliczyć trafik wypadkowy grupy sumarycznej.

2. Na podstawie tak wyliczonego trafiku z krzywych Erlanga odczytujemy ilość organów, przeznaczonych do użytku grupy sumarycznej.

Sposób łączenia trafiku polega na tem, że najprzód zakładamy trafik wypadkowy jako proporcjonalny do wielkości grup, a następnie wprowadzamy poprawkę w postaci współczynnika, którego wartość zależy od wielkości łączonych grup i może być odczytana z krzywych (M. Langer) albo obliczona ze wzoru (prof. Trzechciński):

$$Q = \frac{q_1}{q_2}$$

gdzie

$$q_1 = \frac{s_1 + k\sqrt{s_1}}{s_1}$$

indywidualny współcz. grupy sumarycznej

$$q_2 = \frac{s_2 + k\sqrt{s_2}}{s_2}$$

indywidualny współcz. grupa składowej

$s_1$  i  $s_2$  ilość abonentów grupy wypadkowej i każdej składowej.

$k = 2,7$  ( $\log \text{nat } 60 - \log \text{nat } u$ )... współczynnik

$u = z = \text{trafik na jednego abonenta}$ .

Na podstawie danych z rozdz. 1 założmy trafik na abonenta:

$$n = 1,64 \text{ Cm/Ab.}$$

Współczynnik  $k$ :

$$k = 2,7 (4,09 - 0,49) = \sim 10.$$

Indywidualne współczynniki grup:

1) dla całej sieci:

$$q_{1000} = \frac{4000 + 10\sqrt{4000}}{4000} = 1,16,$$

2) dla grupy 500 abonentów:

$$q_{500} = \frac{500 + 10\sqrt{500}}{500} = 1,45,$$

3) dla centrali A:

$$q_{1000} = \frac{1000 + 10\sqrt{1000}}{1000} = 1,31,$$

4) dla centrali B:

$$q_{3000} = \frac{3000 + 10\sqrt{3000}}{3000} = 1,18,$$

Alternatywa 1. Dla wypadku, gdy centrale połączone są 2-ma wiązkami przewodów obliczamy trafik, płynący od grupy 500 do 3000. Każdy abonent sieci posiada tendencję do rozmowy

$$1,64 \text{ Cm/Ab.}$$

Ten sam abonent, jednak rozpatrywany w grupie 500 posiada tendencję, obliczoną według powyższej metody:

$$1,64 \cdot \frac{1,45}{1,16} = 2,05 \text{ Cm/Ab.}$$

Abonent grupy 500 posiada trafik 2,05 Cm skierowany do wszystkich abonentów sieci (a więc do 4000 abonentów), a ponieważ przez wiązkę płynie od jego aparatu tylko do 3000, więc ta część w stosunku proporcjonalnym wynosiłaby:

$$2,05 \cdot \frac{3000}{4000}$$

zaś po uwzględnieniu współczynników indywidualnych:

$$2,05 \cdot \frac{3000}{4000} \times \frac{1,18}{1,16} = 1,56 \text{ Cm/Ab.}$$

Zatem od grupy 500 abonentów płynie przez wiązkę trafik

$$1,56 \cdot 500 = 780 \text{ Cm.}$$

Przy stratach 5‰ wg. krzywych Erlanga wiązka winna zawierać 22 linje, czyli w obu wiązkach 44 linji.

Alternatywa 2. W podobny sposób obliczmy ilość potrzebnych linji, gdy trafik płynie od obu grup razem, t. j. od całego 1000 do 3000, w jednej wiązce. Trafik na abonenta w grupie 1000:

$$2,05 \cdot \frac{1,31}{1,45} = 1,86 \text{ Cm/Ab.}$$

Całkowity trafik wiązki wynosi:

$$1,86 \cdot 1000 \cdot \frac{3000}{4000} \cdot \frac{1,18}{1,16} = 1420 \text{ Cm.}$$

Odpowiada temu przy założeniach, jak wyżej, 35 linij czyli ta alternatywa jest oszczędniejsza od poprzedniej o 9 linij.

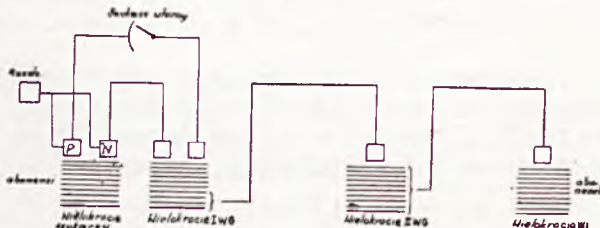
### 7. Układ centrali. Podział szukaczy na grupy.

Rozpatrzmy centralę na 3000 abonentów syst. Autelco, zakładając trafik na abonenta równy

$$1,68 \text{ Cm/Ab.}$$

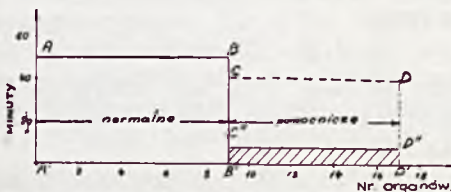
Układ centrali przedstawia rys. 11.

Grupa 200-tu abonentów posiada wspólne wielokrocie, po którego 200-tu stykach „perlustruje” (szuka) pewna ilość szukaczy np. w danym wypadku 16. Część szukaczy z liczby 16 posiada bezpośrednie połączenie do szczepek wybieraków grupowych WGI i nosi nazwę normalnych. Reszta z liczby 16 nosi nazwę szukaczy pomocniczych i dołączona jest do 50-stykowego pola wielokrotnego, po którym perlustrują t. zw. szukacze wtór-



RYS. 11. UKŁAD CENTRALI Z CZĘŚCIOWYM SZUKANIEM WTÓRNEM.

ne, posiadające bezpośrednie połączenia do WGI. Szukacze pomocnicze pracują dopiero wówczas, gdy wszystkie normalne są zajęte. Dla uskutecznienia tego istnieje specjalne urządzenie, t. zw. rozdzielnik wywołań, którego rola polega na tem, że w miarę zgłaszania się abonentów wyznacza do pracy coraz to inne szukacze. Dzięki niemu właśnie zachowana jest zasada równomiernego rozdziału trafiku najprzód na szukacze normalne, a gdy tych brakuje, na pomocnicze. Jeżeli ponumerujemy, dowolnie zresztą, szukacze normalne od 1 do 8, zaś pomocnicze od 9 do 16, to rys. 12 przedstawi nam rozkład trafiku na szukacze grupy 200. Szukacze normalne są obciążone trafikami grupy 200 w sposób ciągły, zaś pomocnicze tylko chwilami w czasie szczytowych wzrostów trafiku. Ta



RYS. 12. ROZKŁAD OBCIĄŻENIA W GRUPIE SZUKACZY LINIJ.

ostatnia okoliczność powodowałaby, że szukacze pomocnicze nie byłyby należycie wykorzystane. Jednak dzięki zastosowaniu szukaczy wtórnych zjednoczono na 50-iostykowym wielokrociu pięć grup po 200 abonentów, osiągając w ten sposób lepsze wykorzystanie WGI-ych. Połączone z normalnymi szukaczami WGI są więc dostępne tylko dla danej 200-ki, zaś połączone z szukaczami wtórnymi WGI są dostępne poprzez szukacze pomocnicze dla abonentów całej 1000-ki. Linja kreskowana CD na rys. 12 podaje stopień użytkowania szukaczy pomocniczych przy zastosowaniu powyższego układu, przyczem dla porównania linja ciągła C'' D'' przedstawia stopień użytkowania tychże szukaczy bez zastosowania łączenia trafiku szczytowego grup 200-nych.

Powyższe wywody uzupełnijmy obliczeniami: Indywidualne współczynniki:

dla grupy 3000:

$$q = \frac{3000 + 10\sqrt{3000}}{3000} = 1,18,$$

dla grupy 200:

$$q = \frac{200 + 10\sqrt{200}}{200} = 1,70,$$

dla grupy 1000:

$$q = 1,31.$$

Trafik na abonenta:

w grupie 3000:

$$1,68 \text{ Cm/Ab},$$

w grupie 200:

$$1,68 \cdot \frac{1,70}{1,18} = 2,42 \text{ Cm/Ab},$$

w grupie 1000:

$$1,68 \cdot \frac{1,31}{1,18} = 1,86 \text{ Cm/Ab},$$

Całkowity trafik w grupie 200:

$$2,42 \text{ Cm/Ab} \cdot 200 \text{ Ab} = 482 \text{ Cm}.$$

Z krzywych Erlanga przy stratności 5‰ otrzymujemy 16 organów, t. j. szukaczy, z których 8 czyli połowa może być użyta jako normalna, a pozostałe 8 jako pomocnicze.

Całkowity trafik grupy 1000 abonentów:

$$1,86 \cdot 1000 = 1860 \text{ Cm}.$$

Z krzywych Erlanga przy stratności  $p=1‰$  otrzymujemy 48 WGI.

Należy zwrócić uwagę na to, że i w WGI dzielą się 1) na indywidualne dla poszczególnych grup 200-nych, t. j. bezpośrednio połączone z szukaczami normalnymi oraz 2) na wspólne dla całej 1000-ki, połączone poprzez szukacze wtórne z pomocniczymi. Tutaj jednak kryje się odstępstwo od grupy zupełnej, a mianowicie nie wszystkie 48 WGI są dostępne dla całej 1000-ki, a tylko ta część, która połączona jest z szukaczami pomocniczymi i dlatego straty będą większe niż założone 1‰. Cyfrę 48 WGI traktujemy jako orientacyjną, w tym wypadku zwiększamy ją do 52, przyczem należy zaznaczyć, że praktyczne stosowanie takiego sposobu ze względu na prostotę i szybkość obliczeń jest najwygodniejsze, zaś dokładność jest zupełnie wystarczająca wobec błędu, który uprzednio popełniliśmy, przyjmując podstawowe wartości trafiku ze statystyk.

Indywidualnych WGI w 1000-ce jest:

$$8 + 5 = 40 \text{ WGI},$$

zaś wspólnych:

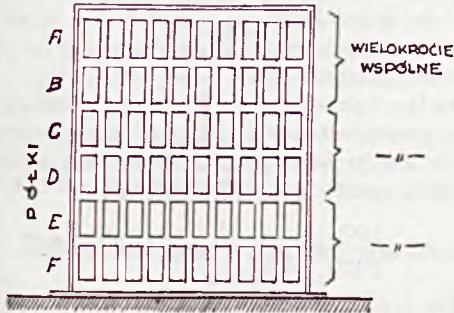
$$52 - 40 = 12 \text{ WGI}$$

W niniejszym rozdziale poznaliśmy dwie zasady: zespalandanie i stopniowanie trafiku. Rys. 12 wskazuje, że dzięki istnieniu rozdzielników wywołań wszystkie szukacze czy to normalne czy pomocnicze są jednakowo wykorzystane, czyli jest to zespolenie, znane nam z rozdz. 5-go. Nową na-

tomiast jest zasada stopniowania trafiku, polegająca na tem, że część organów — w danym przykładzie, szukacze normalne — przenosi trafik normalnie płynący, zaś druga część — szukacze pomocnicze — stanowi „stopień”, na który wpływają trafiki szczytowe grup mniejszych. Dzięki temu, że szczyty trafiku w grupach 200-nyhc nie następują jednocześnie, a są przesunięte w fazie, możemy na stopniu umieścić stosunkowo niewiele organów.

**8. Układ centrali. Stopniowane i mieszane wielokrocia wybieraków.**

Wybieraki są umieszczone na stojakach w rzędach, zwanych półkami. Rys. 13 wskazuje rozmieszczenie wybieraków w 6-iu półkach po 10 wybieraków, jak dla syst. Autelco, przyczem 2 półki posiadają wielokrocie wspólne czyli 20 organów mieści się na jednym wielokrociu prostym. Ilość  $3 + 52 = 156$  WGI pomieścimy na 3-ch stojakach. Rys. 11 wskazuje, że od WGI-yhc rozchodzi się trafik, zależnie od wybranego poziomu czyli „kierunku”.



RYS. 13. UKŁAD WYBIERAKÓW NA STOJAKU.

Aby obliczyć ilość WGII-ich, znajdujemy trafik przez nie płynący. W naszym przykładzie WGII-i zawiera w swoim wielokrociu 1000 abonentów, a więc w całej 3000-iej centrali odróżniamy trzy grupy WGII-ich. Trafik takiej grupy płynie od 3000 abonentów do 1000 abonentów, umieszczonych w tej grupie. Każdy abonent centrali posiada tendencję do rozmowy z jedną z tych grup:

$$1,68 \cdot \frac{1000}{3000} \cdot \frac{1,31}{1,18} = 0,62 \text{ Cm/Ab,}$$

czyli całkowity trafik:

$$0,62 \cdot 3000 = 1860 \text{ Cm.}$$

Ilość WGII-ich w każdej z 3-ch grup wg. krzywych Erlanga przy stratności  $10/100$  wynosi 48, czyli taka jak dla WGI-yhc. Aby jednak wykazać, że ta zgodność nie jest konieczna, przeliczmy drugą alternatywę, tworząc nie 3, lecz 6 grup WGII-ich j. prowadząc oddzielnie trafik do 1000 abonentów od jednej 1500-ki i oddzielnie od drugiej 1500-ki. Współczynnik indywidualny grupy 1500:

$$q = \frac{1500 + 10 \sqrt{1500}}{1500} = 1,26,$$

Tendencja w grupie 1500:

$$1,68 \cdot \frac{1,26}{1,18} = 1,79 \text{ Cm/Ab.}$$

Tendencja do zajęcia organu w jednej z grup WGII-ich:

$$1,79 \cdot \frac{1000}{3000} \cdot \frac{1,31}{1,18} = 0,67 \text{ Cm/Ab.}$$

Całkowity trafik „kierunku” od 1500 do 1000:

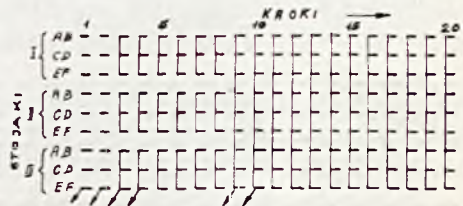
$$0,67 \cdot 1500 = 1010 \text{ Cm.}$$

Z krzywych Erlanga przy stratności  $10/100$  otrzymuje się 30 organów.

Pierwsza więc alternatywa wymaga  $48 \cdot 3 = 144$  organy WGII zaś druga  $30 \cdot 6 = 180$  org. WGII dla całej centrali. W danym wypadku alternatywa pierwsza jest korzystniejsza, jednak w centralach wielkich; gdy mamy do czynienia z dużymi strumieniami trafiku, tak, że wielokrocie posiada za mało wyjść, może mieć miejsce postępowanie, jak przy alternatywie drugiej.

Otrzymane w alternatywie I-iej 48 GWII należy umieścić na wielokrociu GWI w ten sposób, aby były przyłączone do jednego poziomu. (Tylko 3 poziomy GWI są wykorzystane w centrali na 3000 abonentów). Ponieważ wybieraki posiadają 20 wyjść z każdego poziomu (syst. Autelco), przeto musimy zastosować pole t. zw. stopniowane.

Rys. 14 przedstawia wielokrocie stopniowane: litery AB oznaczają wspólne wielokrocie półek A i B (por. rys. 13), czyli organy półek A i B perlustrują po 20-stu stykach pierwszego rzędu z rys. 14, organy półek C i D po stykach drugiego rzędu i t. d. Samo stopniowanie trafiku jako pojęcie poznaliśmy w poprzednim rozdziale. Kroki 1 i 2 na poziomie są najczęściej perlustrowane, dlatego przydzielamy im organy indywidualne, kroki



RYS. 14. POLE STOPNIOWANE 1 wg.

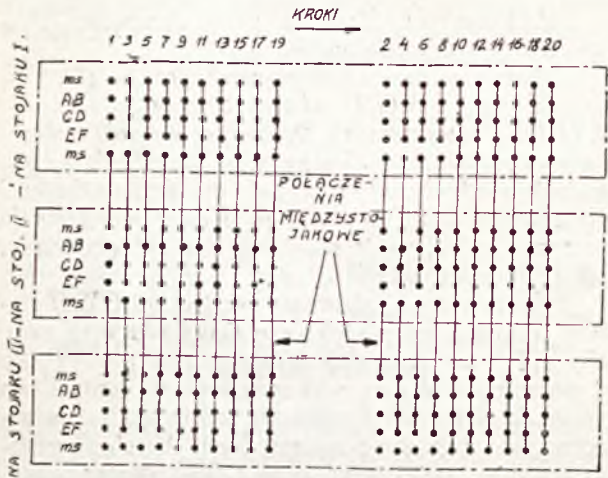
dalsze są perlustrowane rzadziej, gdyż część trafiku odpywa przez poprzednie, otrzymują więc mniej organów dzięki połączeniu między sobą wielokroci kilku półek: od A do F. Ostatnie kroki, perlustrowane tylko podczas szczytowych wzrostów trafiku, dają dostęp do organów, wspólnych dla wszystkich wielokrociami.

Aby ułatwić montażową stronę wykonania pól stopniowanych, przewidziane są na tylnej stronie każdego stojaka specjalne przełącznice (krosy) w postaci listew drewnianych, na których znajdują się końcówki lutownicze, połączone elektrycznie z wielokroci półek.

Rys. 15 przedstawia taką przełącznicę: ze względów konstrukcyjnych (włączenie do wielokroci półki) umieszcza się oddzielnie końcówki kroków parzystych i nieparzystych, końcówki ms służą do złączenia krosów różnych stojaków celem uzyskania pola stopniowanego wybieraków całej centrali. Oczywiście w naszej centrali istnieją

3 pola stopniowane, t. j. dla każdego poziomu WGI.

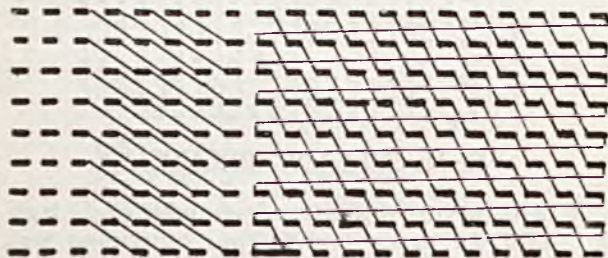
Wielokrocie z rys. 14 posiada 3 stopnie: „jedynki”, „trójki” i „wspólne”. Celem zespolenia trafiku na każdym stopniu możemy zastosować zasadę zespalania, rys. 16, przez co otrzymujemy pole t. zw. mieszane.



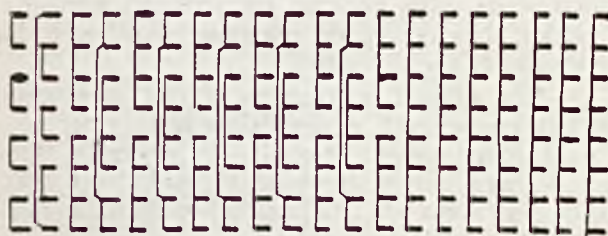
RYŚ. 15. POMOCNICZE KROSY DLA WYKONYWANIA PÓŁ STOPNIOWANYCH.

W bliskim związku z wielokrociem stopniowanym jest wielokrocie przeplatane; rys. 17 podaje wielokrocie stopniowane z przeplataniem na stopniach.

Po zaprojektowaniu pola stopniowanego jak powyżej „na oko” należy sprawdzić jego straty, t. zn. jaką część trafiku, która wpłynęła na krok 1-szy wypływa z ostatniego, nie znalazłszy sobie wyjścia do wolnego GWII. Szczegółowych metod



RYŚ. 16. POLE MIESZANE.



RYŚ. 17. WIELOKROTCIE PRZEPLATANE.

(Lubberger, Holm, Merker), nawet względnie prostych (Lubberger) nie rozpatrujemy. Nawiasem dodamy, że przy projektowaniu pól stopniowanych, jedną z najtrudniejszych rzeczy jest zebranie doświadczalnych dokładnych danych ruchu telefonicznego.

Z omówionych wyżej wielokroci specjalnych szerokie zastosowanie praktyczne znajdują pola stopniowane, nie tylko ze względu na prostotę, ale przede wszystkim dlatego, że podnoszą stopień użytkowania organów, w pewnych wypadkach do 40%.

Ponieważ stosujemy grupę 200 również i dla wybieraków linijowych, otrzymamy w rozpatrywanym przykładzie ilość WL na grupę 16, jak dla szukaczy, czyli pole GWII przedstawi się jako wielokrocie proste, z którego 16 wyjść prowadzi do WL, zaś reszta, t. j. 4 pozostają wolne.

9. Sieć central automatycznych.

W dużych sieciach telefonicznych średnia długość linii abonenta wypada znaczna. Umieszczając w takim wypadku kilka central na terenie sieci zamiast jednej, otrzymamy średnią długość linii abonenta małą, wzamian tego musimy budować kable połączeniowe między centralami. Mimo to układ taki jest bardzo ekonomiczny, gdyż przewodów w wiązkach międzystacyjnych jest niewiele, kilka % liczby abonentów. Jest to zupełnie zrozumiałe, gdyż ilość przewodów w wiązce oblicza się tak samo jak ilość organów zależnie od trafiku, który przez wiązkę przepływa.

Dzieląc, jak wskazuje rys. 18, 3000-ną centralę na 3 małe po 1000 abonentów, otrzymamy 6 wiązek międzystacyjnych. Przez wiązkę płynie trafik od 1000 do 1000 abonentów.

$$1,68 \cdot \frac{1000}{3000} \left( \frac{1,31}{1,18} \right)^2 = 0,69 \text{ Cm/Ab,}$$

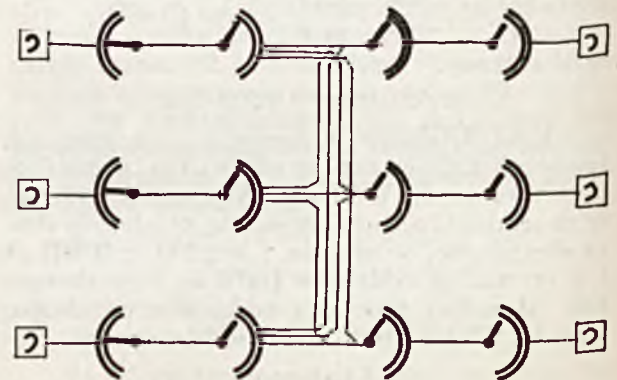
całkowity trafik wiązki:

$$0,69 \text{ Cm/Ab} \times 1000 \text{ Ab} = 690 \text{ Cm.}$$

Przy stratach 5‰ ilość obwodów w wiązce wynosi 20, czyli ilość obwodów okręgowych stanowi zaledwie:

$$\frac{20 \times 6100}{3000} = 4\% \text{ ilości abonentów.}$$

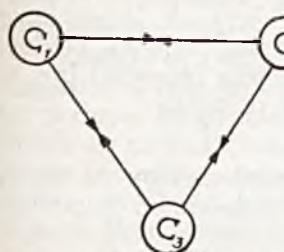
Rysunkowi 18 odpowiada schematyczny układ central wg. rys. 19. Przy większej ilości central układ taki wymagałby dużej ilości wiązek (por.



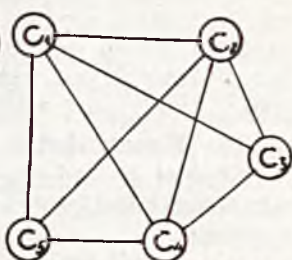
RYŚ. 18. ZASADNICZY UKŁAD POŁĄCZEŃ MIĘDZYSTACYJNYCH SIECI.



rys. 20) i ustępuje pod każdym względem układowi wg. rys. 21. Krótkie podanie wzorów przedstawi rzecz najjaśniej: jeżeli liczba central wynosi



RYS. 19. UPROSZCZONY UKŁAD 3-CH CENTRAL WEDŁUG SYSTEMU WIELOBOCZNEGO.



RYS. 20. UPROSZCZONY UKŁAD 5-IU CENTRAL (SYSTEM WIELOBOCZNY).



RYS. 21. UPROSZCZONY UKŁAD 5-IU CENTRAL (SYSTEM GWIAZDZYSTY).

si  $n$ , to liczba wiązek dla układu z rys. 20 jest  $n(n-1)$ , zaś dla układu z rys. 21 tylko  $2(n-1)$ . Ostatni układ pozwala ze względu na małą ilość kierunków na tworzenie większych strumieni trafiku, a więc na racjonalniejszą jego dyspozycję. Centrala główna z rys. 21 nosi nazwę węzłowej, zaś promieniste dookoła niej położone mniejsze nazwę satelitów.

## 10. Znaczenie teorii trafiku dla eksploatacji centrali.

Mimo iż nie poruszono w niniejszym artykule niektórych bardziej szczegółowych zagadnień jak wzrost trafiku wskutek „trafienia na zajętego”, opóźnianie się zgłoszeń z powodu braku szukaczy, sprawdzanie strat pola stopniowanego, liczniki strat i t. p., to jednak przedstawiono ogół zja-

wisk trafiku w tej mierze, w jakiej powinien znać każdy technik, zatrudniony przy konserwacji i eksploatacji centrali. Z rozwojem bowiem gospodarczym miasta, jaki zwykle zachodzi w ciągu 20-u lat życia centrali, spada na nią coraz większe obciążenie, niektóre centrale satelitarne należy powiększyć, lub nowe wybudować, nowe grupy abonentów załączyć i t. p. Oczywiście, umożliwienie przebudowy, a raczej rozbudowy centrali należy do konstruktora i to w najszerszym zakresie, aby po kilku latach, nim centrala się zamortyzuje, nie zaszła konieczność usunięcia starej i budowania nowej, jednak kierownictwo centrali winno trzymać rękę na pulsie życia centrali, znać jej wady, zaś w razie potrzeby wezwać konstruktora dość wcześnie do pracy, nim sytuacja stanie się opłakana. Do najważniejszych prac i zadań eksploatatora należą:

1. Zebranie prawidłowej statystyki, tak dla celów własnych kierownictwa centrali, jak i dla statystyk państwowych i naukowych.
2. Znajomość trafików grup i kierunków.
3. Określanie strat dla grup i kierunków.
4. Kontrola wykorzystania organów, aby się np. nie zdarzało, że organy niektórych kierunków „próżnują”, gdy inne są przeciążone i dają oczywiście straty, co się zdarza przy szybkim rozwoju gospodarczym miejscowości.

W bezpośrednim związku z ostatnim punktem stoi prawidłowa gospodarka materiałowa central całego kraju. Można bowiem przy jednolitym systemie automatycznym w kraju tak gospodarzyć organami, jak np. zarząd kolei wagonami, t. j. w miarę rozwoju centrali domontowywać organy nowe w centrali dawno pracującej na miejsce uprzednio zarezerwowane dla nich. Nie znając teorii trafiku, nie można w żadnym razie wywiązać się należycie z obowiązku racjonalnego gospodarowania jak i kontroli gospodarki kapitałem, inwestowanym w centralę telefoniczną.

## ZESPOŁY DZWONIENIA SYSTEMU P. Z. T.

Inż. P. MOSIEWICZ.

### 1. Cel i zastosowanie zespołu.

Przy skutecznianiu przez stację automatyczną połączenia 2 abonentów między sobą wynika konieczność wysyłania przez stację kilku sygnałów kierujących abonentem, a mianowicie: zgłoszenia się stacji, zajętości wybranego abonenta, dzwonięcia do wolnego abonenta i niektórych specjalnych (np. zajętości przez rozmowę międzymiastową, sygnał nieosiągalnego numeru). Poza tym musi być źródło prądu zmiennego, służącego do dzwonięcia do abonenta.

W małych łącznicach do wytwarzania sygnałów służą brzęczyki, zaś źródłem prądu dzwonięcia są przetwornice wahadłowe i transformatory (wtedy dzwoni się prądem 50 okr.).

Przy dużych centralach automatycznych oraz międzymiastowych, współpracujących z łącznicami

automatycznymi, korzysta się ze specjalnie skonstruowanych zespołów, wytwarzających wszystkie rodzaje potrzebnych prądów zmiennych.

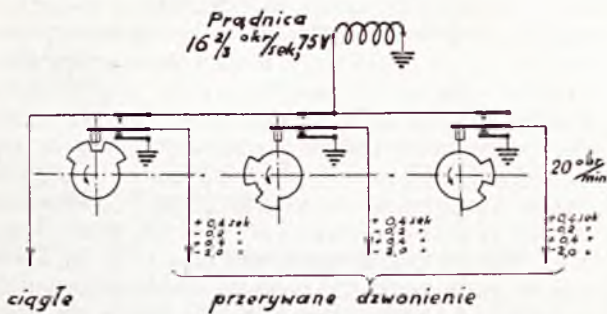
### 2. Rodzaj wytwarzanych prądów.

Prądy zmienne, wytwarzane przez zespół wykonany przez P. Z. T., odpowiadają wymaganiom, które postawiło M. P. i T.

Są one następujące:

- a) prąd dzwonięcia —  $16\frac{2}{3}$  okr./sek i 75 woltów przy pełnym obciążeniu zespołu. Przez przepuszczenie tego prądu przez specjalnie dobudowany przerywacz — na stacji są do dyspozycji: prąd dzwonięcia ciągły i przerywany w tempie: + 0,4 sek., — 0,2 sek., + 0,4 sek., — 2 sek. Okres więc trwa 3 sek. w ciągu których są 2 impulsy po 0,4 sek. przedzielone krótką przerwą 0,2 sek.

i długą przerwą 2 sek. W ciągu tych 2 sekund są czynne 2 inne pary styków dających te same impulsy, lecz przesunięte o 1 sekundę względem siebie.



RYS. 1. SCHEMAT IMPULSÓW DZWONIENIA.

b) Sygnał zgłoszenia się stacji — 200 okr./sek, nieprzerwany.

c) Sygnał zajętości abonenta — 200 okr./sek., przerywany w takt: 0,75 sek. impuls 0,75 sek, przerwa.

d) Sygnał dzwonienia do abonenta — 200 okr./sek, lecz otrzymywany z prądu dzwonienia

e) Sygnał nieosiągalnego numeru — 400 okr./sek, przerywany w takt: + 0,75 sek, — 0,75 sek.

Pozatem przerywacz wysyła przerywaną „ziemię” w takt: + 0,75 sek, — 0,75 sek. Jedna tarcza na przerywaczu jest zapasowa. Napięcie prądów brzęczykowych jest regulowane indywidualnie w sposób ciągły od 5 woltów do zera.

### 3. Konstrukcja.

Zespół dzwonienia, przedstawiony na rys. 2, odpowiada następującym założeniom konstrukcyjnym:

a) zespół zasilany jest prądem stałym o napięciu 50 Woltów;

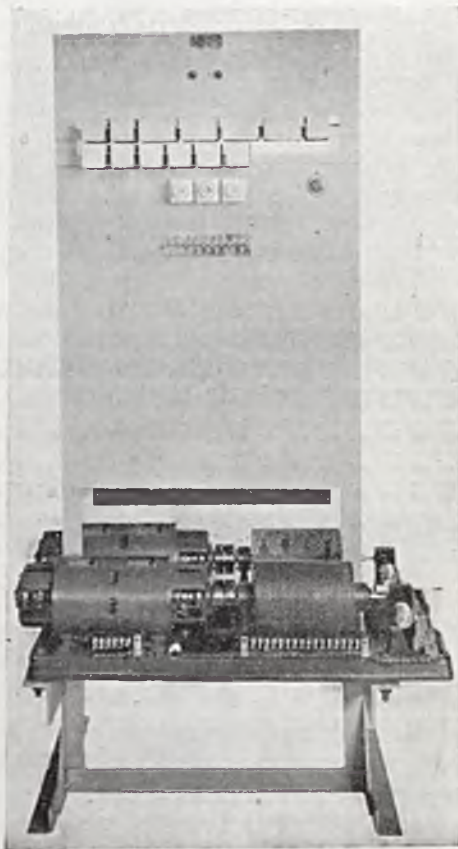
b) zespół jest podwójny, przyczem jedna maszyna służy jako rezerwa;

c) maszyny są wzajemnie zastępujące się;

d) uruchamianie i zatrzymywanie zespołu może odbywać się bądź to ręcznie, bądź to samoczynnie, przez odpowiedni styk w centrali (np. szukacza);

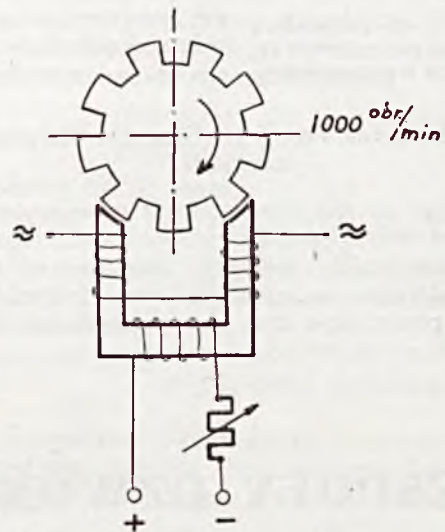
e) zespół może być uruchomiony lub zatrzymany ręcznie na stałe;

f) prądy brzęczykowe są wytwarzane przez przerywanie strumienia magnetycznego przez wirujące koła z odpowiednią ilością zębów;



RYS. 2. ZESPÓŁ DZWONIENIA P. Z. T.

$16\frac{2}{3}$  okr./sek. Ma to na celu wysyłanie sygnału dzwonienia wtedy tylko, gdy prąd dzwonienia jest rzeczywiście na stacji. Sygnał ten jest przerywany w takt dzwonienia, t. j. + 0,4 sek, — 0,2 sek, 0,4 sek, — 2,0 sek.



RYS. 3. SCHEMAT BRZĘCZYKA

g) w razie wadliwego działania zespołu roboczego, niezależnie od sposobu uruchomienia, samoczynnie włącza się zespół zapasowy, na który przełącza się (również samoczynnie) stacja. Poprzednio pracujący zespół jest odłączony i zablokowany.

Założenia te zostały zrealizowane w następujący sposób. Całość zmontowana jest na stojaku; u dołu widzimy 2 zespoły, jeden na przedzie, drugi z tyłu stojaka; z przodu są zmontowane jeszcze 10 przelączników przechylnych, bezpieczniki, komplet przelączników, służących do włączania i kontrolowania maszyn, oraz 2 lampki sygnalizacyjne. Lampka czerwona oznacza brak prądu, pomimo istnienia zapotrzebowania (świeci się przy rozruchu lub w razie uszkodzenia maszyny); lam-

pka zielona oznacza uruchomienie zespołu zapasowego, a więc brak rezerwy.

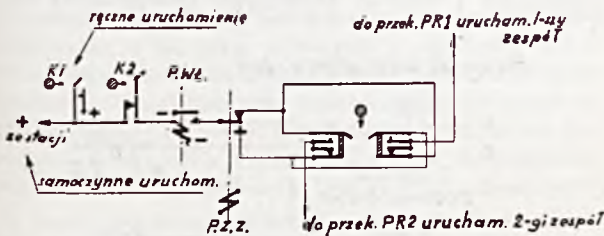
Z tyłu zespołu są zmontowane oporniki regulacyjne, kondensatory i łączówka przewodów zewnętrznych.

Zespoły są zmontowane na gumowych podkładkach, w celu uniknięcia drżenia całego stojaka podczas biegu maszyny. Każdy z zespołów składa się z silnika prądu stałego 50 V i prądniczy prądu zmiennego, zmontowanych w jednym kadłubie (wyrób Polskiego Towarzystwa Elektrycznego w Warszawie).

**4. Schemat.**

**a) Rozdział wywołania.**

Przy uruchamianiu ręcznym, czy samoczynnym wzbudza się przekaźnik włączający PWŁ i włącza przez swój styk minus na przekaźnik rozruchowy PR1 lub PR2 — zależnie od położenia klucza K3. Przy nienaciśniętym kluczu K3 zostanie wzbudzony PR1. Jeżeli w czasie trwania wywołania zadziała przekaźnik zmiany zespołów PZZ, to wywołanie przetrzuci się na PR2, PR1 zostanie pozbawiony prądu, a I zespół zatrzymany.

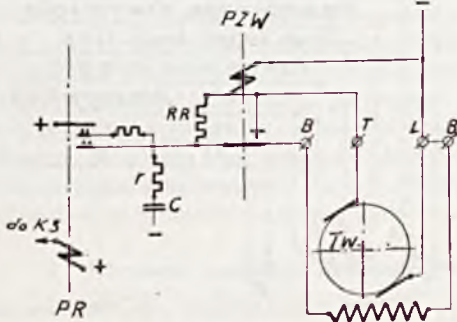


**RYŚ. 4. SCHEMAT ROZDZIAŁU WYWOŁANIA.**

Przy przechylnym K3 — uruchamia się początkowo PR2, a w razie zadziałania PZZ — przekaźnik PR1.

**b) Uruchomienie silnika.**

Po zadziałaniu PR — uzwojenie magnesujące silnika otrzymuje pełne wzbudzenie, natomiast do twornika prąd płynie przez opór rozruchowy RR.



**RYŚ. 5. SCHEMAT URUCHOMIENIA SILNIKÓW.**

Silnik zaczyna się obracać, przyczem na jego szczotkach występuje napięcie, spowodowane powstaniem P. S. E. M. Gdy to napięcie jest dostatecznie duże działa przekaźnik zwierający opór rozruchowy PZW, twornik otrzymuje pełne napięcie i obraca się z normalną ilością obrotów.

**c) Wzbudzenie cewek brzęczykowych.**

Cewki brzęczykowe są wzbudzone przez przekaźnik PZW, to znaczy w chwili, gdy silnik osiąga swe pełne obroty. Ma to na celu uniknięcie słyszenia narastania okresów, co mogłoby mieć miejsce, gdyby cewki brzęczykowe były wzbudzone bezpośrednio przez przekaźnik PR.

**d) Układ opóźniający.**

Gdy maszyna zaczyna się obracać, a prądnicza wzbudzać się, to istnieje krótki czas (około 2 sek.), gdy niema dzwonienia, pomimo, że jest żądanie tego dzwonienia. Jest to okres krytyczny dla zespołu. Normalnie maszyna się wzbudza, a gdyby na stacji napięcie z jakichkolwiek bądź powodów nie zjawiało się — nastąpi przełączenie zespołów. Otóż — w celu dania możliwości prądniczy wzbudzić się w ciągu 2-ch sekund, jest zastosowany układ przekaźników PW, PJI, PJ2, PJ3.

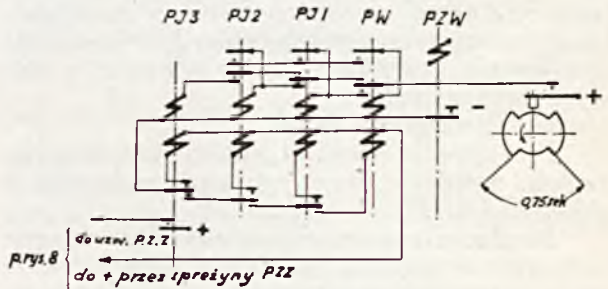
Jak widać z układu, przekaźnik wstępny PW wzbudza się natychmiast po zadziałaniu PZW, znaczy po nabraniu pełnych obrotów przez silnik.

Układ sprężyn na przerywaczu zaczyna wysyłać co 1,5 sek. impulsy. Pierwszy impuls wzbudza PJ1, drugi — PJ2, trzeci — PJ3.

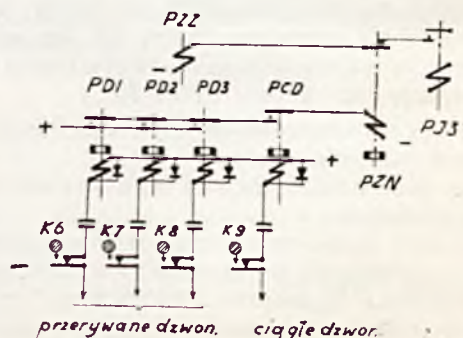
Przekaźnik PJ3 podtrzymuje się sam w dalszym ciągu, zaś PW, PJ1 i PJ2 są teraz odłączone. Dalszy układ sprężyn PJ3 załącza plus, który powoduje zmianę zespołów, jeśli do tego czasu nie wzbudzą się przekaźniki kontrolujące dzwonienie. Po zatrzymaniu się zespołu wszystkie przekaźniki rozmagnesowują się.

**e) Zespół przekaźników kontrolujących dzwonienie.**

Zespół połączony jest z głównym punktem rozdzielczym prądu dzwonienia na centrali, wskutek czego przekaźniki PD1, PD2, PD3 i PCD wzbudzają przekaźnik zanikowy PZN.



**RYŚ. 6. UKŁAD OPÓZNIAJĄCY.**



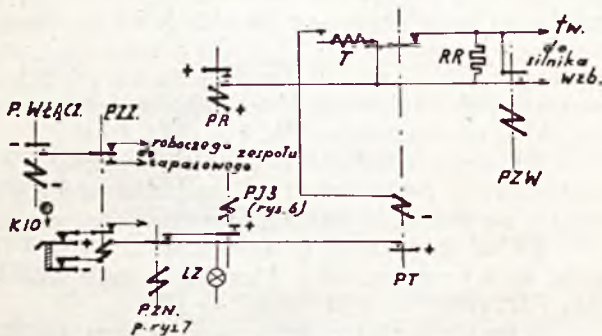
**RYŚ. 7. SCHEMAT KONTROLI DZWONIENIA**

Z chwilą braku prądu dzwonięcia na którymkolwiek przewodzie PZN przestaje być wzbudzany i zamyka drogę do PZZ (jeśli PJ3 już został wzbudzony, a więc po upływie conajmniej 2 sekund od chwili uruchomienia zespołu).

Klucze K6, K7, K8, K9 służą do sprawdzania działania tego układu.

f) Uruchomienie zespołu zapasowego.

Jak widzieliśmy już na rys. 4 — uruchomienie zespołu zapasowego następuje z chwilą zadziałania PZZ. Następuje ono w sposób przedstawiony na rys. 8.



RYS. 8. SCHEMAT PRZEŁĄCZANIA ZESPOŁÓW.

Jak widać — przełączenie następuje bądź to wskutek braku prądu dzwonięcia na którymkolwiek przewodzie w centrali (wtedy PZN staje się biernym) lub też w razie niezwarcia opornika rozruchowego przez PZW. Wtedy działa przełącznik cieplny T, po jakimś czasie działa PT, który uruchamia PZZ. Po wzbudzeniu się PZZ, przez własną sprężynę podtrzymuje się on na stałe i przełącza wywołanie na zespół zapasowy. Jednocześnie zapala się lampa zielona LZ oznaczająca brak rezerwy w zespole. Po sprawdzeniu odłączonego przez PZZ zespołu i doprowadzeniu go do porządku przez naciśnięcie przełącznika K10 kasuje się przełączenie i cały zespół może pracować w dalszym ciągu normalnie.

g) Przełączenie stacji.

Przyłączenie stacji do jednego lub drugiego zespołu następuje przez szeregowe połączone 6 przekaźników PŁ.

Przekaźniki te są wzbudzone przez napięcie na kolektorze prądnicy przedniego zespołu, tak, że podczas pracy każdego zespołu — stacja jest przyłączona do zespołu pracującego.

i) Uruchomienie alarmu na stacji.

Alarm na stacji wywołuje się wtedy, jeśli za długo pali się czerwona lampa LC oznaczająca brak prądu na stacji pomimo wzbudzenia PWŁ przez stację lub ręcznie przez K1.

Wówczas nagrzewa się T3 i uruchamia duży dzwonek stacyjny.

k) Kontrola słuchowa i regulacja siły sygnałów słuchowych.

W celu szybkiego skontrolowania wszystkich prądów wysyłanych przez zespół jest zainstalowana słuchawka badaniowa, zakończona wtyczką, którą się wkłada w gniazdko i nastawia się przełącznik pokrętny w jedno z 9 położeń (p. rys. 2). Przełącznik ten przyłącza słuchawkę kolejno do

kontrolowanych przewodów schematu pokazanego na rys. 10.

Regulacja mocy sygnałów odbywa się sztucznym obciążeniem w postaci oporów suwakowych umieszczonych z tyłu stojaka. Sztuczne obciążenie jest tak duże w stosunku do maksymalnego obciążenia wywołanego przez stację, że praktycznie siła dźwięków w słuchawce abonenta jest zupełnie niezależna od stopnia obciążenia centrali.

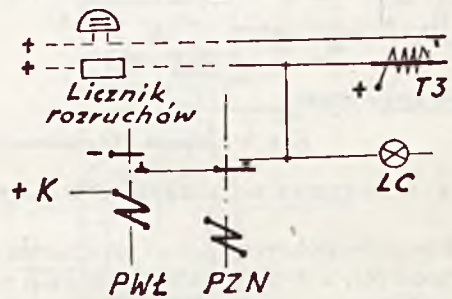
e) Badanie zespołów.

Badanie zespołów odbywa się w ten sposób, że kluczem K1 uruchamia się na stałe zespół roboczy, zaś kluczem K4 uruchamia się drugi zespół i dowolnie się go bada. W celu uniemożliwienia przełączenia się maszyn podczas pracy należy nacisnąć jeszcze klucz K10, który uniemożliwi wzbudzenie się przekaźnika przełączającego PZZ.

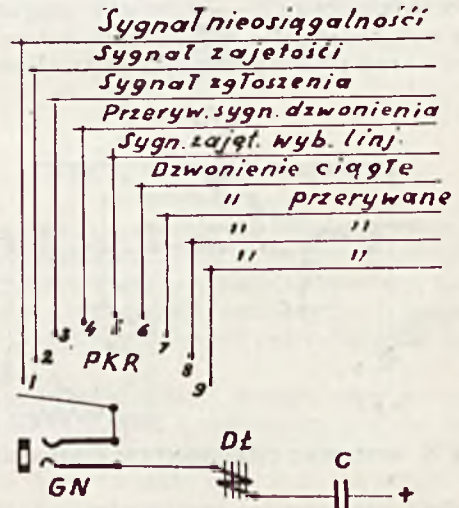
5. Obsługa zespołu.

Praca zespołu zasadniczo jest zupełnie samoczynna. Interwencja montera jest potrzebna po samoczynnym przełączeniu się zespołu, gdy zapala się zielona lampa alarmowa, oznaczająca samoczynne przełączenie się zespołów i zablokowanie jednego z nich. Należy wtedy zbadać zespół odłączony i usunąć przyczynę przełączenia się.

Duży dzwonek stacyjny



RYS. 9. SCHEMAT ALARMOWANIA STACJI.



RYS. 10. SCHEMAT KONTROLI SŁUCHOWEJ.

W czasie normalnej pracy — wszystkie klucze są ustawione poziomo, zaś żadna lampa nie świeci się. Zgłoszenie przychodzące ze stacji uru-

chamia wtedy tylny zespół. Jeśli chcemy, by pracował stale zespół przedni, a tylny był rezerwowym — to naciskamy klucz  $K_3$ .

Jeśli podczas próby zostało spowodowane przełączenie się zespołu i zapalenie się zielonej lampy — należy nacisnąć klucz  $K_{10}$ . Klucz  $K_1$  służy do trwałego włączenia, zaś  $K_2$  do trwałego

odłączenia zespołów.  $K_5$  — do kontroli przekaźnika zanikowego, zaś  $K_6, K_7, K_8, K_9$  — do kontroli obecności prądu dzwonięcia przez naciskanie tych kluczy.

Sposób konserwacji samych maszyn odbywa się wg. normalnych fabrycznych przepisów, dołączonych do zespołów.

## MODULACJA JEDNOWSTĘGOWA.

Inż. ADAM SMOLIŃSKI.

### 1. Wstęp.

Prąd o modulowanej amplitudzie składa się z fali nośnej, oraz pary wstęg bocznych. Żeby przesłać prąd modulujący, wystarczyłoby przesłanie jednej tylko wstęgi; jednak, żeby tę wstęgę przenieść znowu w jej właściwe miejsce w widmie częstotliwości, to znaczy do zakresu słyszalności, trzeba mieć w urządzeniu odbiorczym falę nośną. Druga wstęga stanowi zbyt liczny balast i zabiera niepotrzebnie miejsce w widmie częstotliwości.

Rozkład mocy przy 100% głębokości modulacji jest następujący: fala nośna 2/3, a wstęgi boczne po 1/6. Stąd widzimy, że znaczny zysk na mocy możnaby osiągnąć przesyłając jedną tylko wstęgę, a falę nośną odtwarzając w odbiorniku. System ten znajduje zastosowanie w telefonii wielokrotnej i radjotelefonii handlowej. W radjofonii może znaleźć zastosowanie system jednowstęgowy z falą nośną, gdyż tutaj odbiorniki muszą być możliwie proste; zależy bowiem tutaj tylko na zaoszczędzeniu miejsca w widmie częstotliwości, a nie na zaoszczędzeniu mocy.

System jednowstęgowy bez fali nośnej w rezultacie sprowadza się do jednowstęgowego z falą nośną, gdyż w odbiorniku należy dodać lokalną falę nośną. Zaletą systemu bez fali nośnej jest mniejszy nadajnik, odbiornik za to musi być bardziej skomplikowany; występują tutaj trudności synchronizacji fali nośnej lokalnej z falą nośną nadajnika. Drugą zaletą systemu bez fali nośnej jest mniejszy wpływ przeszkód. Dla uzyskania jednakowych efektów w odbiorniku trzeba podczas trwania przeszkód 2 razy mniejszego natężenia pola dla modulacji jednowstęgowej bez fali nośnej, czyli zysk wynosi 6 db.

Istnieje jeszcze jeden system — modulacja dwuwstęgową bez fali nośnej. Jedyłą jego zaletą jest zaoszczędzenie mocy w nadajniku; występują tutaj jednak dodatkowe trudności przy synchronizacji, gdyż oprócz równości częstotliwości, co musi zachodzić przy modulacji jednowstęgową bez fali nośnej, trzeba mieć równość fazy. W porównaniu do systemu jednowstęgowego bez fali nośnej system ten wymaga 2 razy mniej mocy na ten sam efekt odbiorczy. W dalszym ciągu przeprowadzimy szereg rozważań nad modulacją jednowstęgową z falą nośną, którą będziemy odąd nazywać w skróceniu modulacją jednowstęgową.

### 2. Równanie modulacji jednowstęgowej.<sup>1)</sup>

Równanie wektorów modulacji dwuwstęgowej jest następujące:

$$i_2 = \bar{I} (1 + m \sin \omega t) \sin \Omega t \dots (1)$$

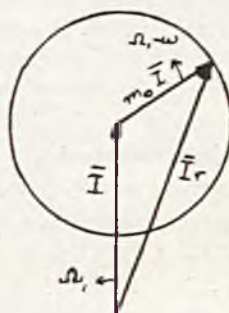
Równanie zaś wstęg bocznych:

$$i_2 = \bar{I} \sin \Omega t + \bar{I} \frac{m}{2} \cos(\Omega - \omega) t - \bar{I} \frac{m}{2} \cos(\Omega + \omega) t \dots (2)$$

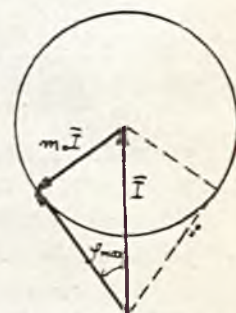
Zastosujemy teraz taki filtr, który nam przepuści tylko falę nośną i górną wstęgę. Falę nośną umieszczamy na zboczku krzywej rezonansu tak, aby przez obcięcie jej w pewnym stopniu

można było otrzymać żadaną głębokość modulacji jednowstęgowej. Teraz prąd wyrazi się wzorem:

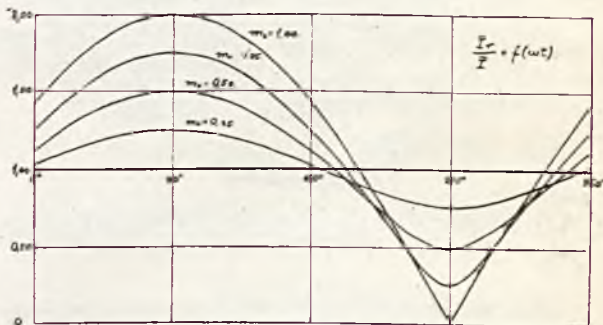
$$i = \bar{I} \sin \Omega t + m \bar{I} \cos(\Omega_1 - \omega) t \dots (3)$$



RYS. 1. DODAWANIE SIĘ WEKTORA WSTĘGI BOCZNEJ DO WEKTORA FALI NOŚNEJ.



RYS. 2. OKREŚLENIE  $\varphi_{max}$ .



RYS. 3. OBWIEDNIA PRĄDU MODULOWANEGO DLA JEDNEGO OKRESU MODULACJI.

Równanie 3 jest równaniem wstęgi bocznej. Na rys. 1 mamy wykres wektorowy, przedstawiający dodawanie się wstęgi bocznej do fali nośnej. W rezultacie otrzymujemy wektor  $\bar{I}_r$ , którego chwilową wartość wyraża równanie (4), amplitudę równanie (5) a fazę równanie (6):

$$i_r = \bar{I}_r \sin(\Omega t + \varphi) \dots (4)$$

$$\bar{I}_r = \bar{I} \sqrt{1 + m_0^2 + 2 m_0 \sin \omega t} \dots (5)$$

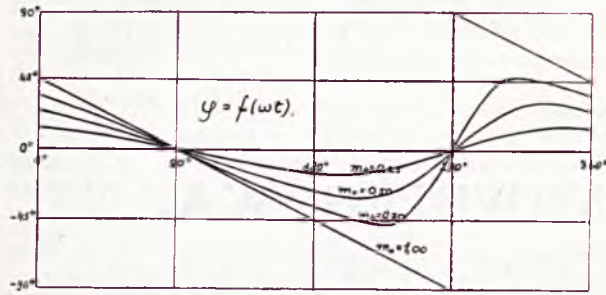
$$\varphi = \arctg \frac{m_0 \cos \omega t}{1 + m_0 \sin \omega t} \dots (6)$$

Kąt  $\varphi$  zmienia się w granicach  $\pm \arcsin m_0$ , co jest widoczne z rys. 2.

Dla  $m_0 = 1$ ;  $\varphi_{max, max} = \pm \frac{\pi}{2}$ ; kształt obwiedni podczas okresu wskazuje rys. 3, a zmianę fazy rys. 4.

Stąd widzimy, że im większe jest  $m_0$ , tem bardziej obwiednia odbiega od sinusoidy. Z powyższych równań wynika, że modu-

lacja jednostęgowa amplitudy jest właściwie modulacją złożoną, mianowicie modulacją amplitudy i fazy. Amplituda nie jest sinusoidalna, lecz zawiera harmoniczne akustyczne; faza zaś jest złożoną funkcją trygonometryczną.



**RYŚ. 4. PRZEBIEG FAZY PRĄDU MODULOWANEGO DLA JEDNEGO OKRESU MODULACJI.**

Jak z rys. 4 wynika dla 100% głębokości modulacji mamy nagły skok fazy. Dzieje się to samo z pochodną obwiedni wielkiej częstotliwości dla tego samego kąta  $\omega t$ . Jest ona również nieciągłą w tym punkcie. Jest to punkt szczególny, w nim bowiem znika prąd wielkiej częstotliwości.

**3. Obwiednia modulacji jednostęgowej.**

Zbadamy teraz bliżej obwiednię prądu wielkiej częstotliwości. Amplituda wektora  $\bar{I}_r$  da się wyrazić szeregiem Fouriera<sup>2)</sup>.

$$\bar{I}_r = \bar{I} (1 + a_0 + a_1 \cos \omega t + a_2 \cos 2 \omega t + a_3 \cos 3 \omega t + a_4 \cos 4 \omega t + \dots) \dots \dots (7)$$

Spółczynniki w równaniu 7 oblicza się z następujących wzorów:

$$a_0 = \frac{I}{2^2} m_0^2 + \left(\frac{I}{2}\right)^2 \frac{I}{4^2} m_0^4 + \left(\frac{1 \cdot 3}{2 \cdot 4}\right)^2 \frac{I}{6^2} m_0^6 + \left(\frac{1 \cdot 3 \cdot 5}{2 \cdot 4 \cdot 6}\right)^2 \frac{I}{8^2} m_0^8 + \dots \dots \dots (8)$$

$$a_n = 2 (-1)^n m_0^n \frac{1 \cdot 3 \dots (2n-1)}{2 \cdot 4 \dots 2n} \left[ -\frac{I}{2n-1} + \frac{I}{2} \frac{I}{2n+2} m_0^2 + \right.$$

$$\left. + \sum_{k=2}^{k=\infty} \frac{1 \cdot 3 \dots (2k-3)}{2 \cdot 4 \dots 2k} \cdot \frac{(2n+1)(2n+3) \dots (2n+2k-3)}{(2n+2)(2n+4) \dots (2n+2k)} m_0^{2k} \right] (9)$$

Z tych wzorów obliczono współczynniki  $a_n$  i wykresiono krzywe podane na rys. 5 i 6. Stąd widzimy, że amplituda podstawowej  $a_1$  dla małych głębokości modulacji  $m_0$  jest proporcjonalna do  $m_0$ , potem dopiero mamy zakrzywienie. Harmoniczne rosną najpierw kwadratowo, potem dopiero mamy zależność pierwiastkową.

Rzeczywista głębokość modulacji, odniesiona do podstawowej, rośnie wolniej niż pozorna  $m_0$ , wyraża się bowiem ona wzorem:

$$m' = \frac{a_1}{1 + a_0} \dots \dots \dots (10)$$

i przedstawiona jest ona na rys. 5. Stąd wynika, że dla prostoliniowej detekcji w odbiorniku nie oplaci się dawać wielkich głębokości modulacji, gdyż wówczas  $m'$  rośnie wolno, a rosną również harmoniczne. Przy detekcji kwadratowej, gdzie, jak okaże się poniżej, niema zniekształceń, możemy dochodzić do 100% modulacji.

**4. Demodulacja.**

Zbadamy teraz co się dzieje w detektorze z prądem modulowanym o dwóch wstęgach i jednej wstędze. Porównanie to przeprowadzimy dla dwóch rodzajów detekcji kwadratowej oraz linjowej.

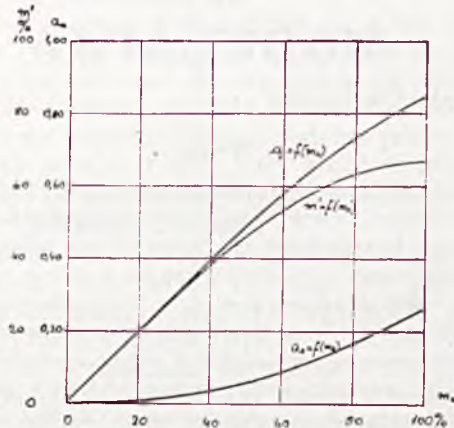
a) Detekcja kwadratowa.

Założmy naprzód, że detektor ma kwadratową charakterystykę. Przyrost prądu anodowego

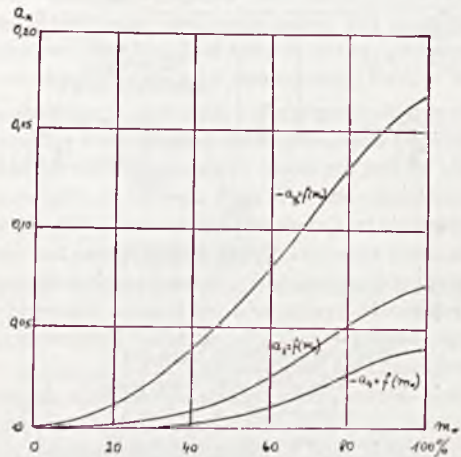
$$\delta I = \frac{I}{4} \Phi''(V_{50}) \bar{V}_t^2 \dots \dots \dots (11)$$

gdzie  $\Phi''(V_{50})$  jest drugą pochodną charakterystyki statycznej; jest to wartość stała dla danego punktu pracy  $V_{50}$ . Jeśli napięcie zmienne wielkiej częstotliwości zmienia się podług wzoru

$$v = \bar{V}_t \sin \Omega t, \text{ to } \delta I = \text{const } \bar{V}_t^2$$



**RYŚ. 5. AMPLITUDE PODSTAWOWEJ  $a_1$  SKŁADOWA STAŁA  $a_0$  ORAZ RZECZYWISTA GŁĘBOKOŚĆ MODULACJI  $m'$  W ZALEŻNOŚCI OD POZORNEJ GŁĘBOKOŚCI MODULACJI  $m_0$ .**



**RYŚ. 6. AMPLITUDE DRUGIEJ, TRZECIEJ I CZWARTEJ HARMONICZNEJ W ZALEŻNOŚCI OD POZORNEJ GŁĘBOKOŚCI MODULACJI  $m_0$ .**

Dla modulacji dwuwstęgowej

$$\bar{V}_t = \bar{V} (1 + m \sin \omega t),$$

wobec tego

$$\delta I = \text{const } \bar{V}^2 \left( 1 + \frac{m^2}{2} + 2 m \sin \omega t - \frac{m^2}{2} \cos 2 \omega t \right) \dots (12)$$

Oprócz podstawowej akustycznej o amplitudzie  $2 m \bar{V}^2$  otrzymujemy drugą jej harmoniczną  $\frac{m^2}{2} \bar{V}^2$ ; ich stosunek wynosi 0,25 m.

Dla modulacji jednostęgowej

$$\bar{V}_t = \bar{V} \sqrt{1 + m_0^2 + 2 m_0 \sin \omega t}$$

oraz

$$\delta I = \text{const } \bar{V}^2 (1 + m_0^2 + 2 m_0 \sin \omega t) \dots (13)$$

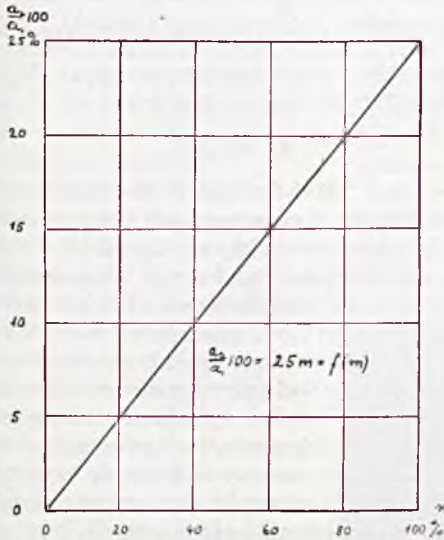
Otrzymujemy tę samą amplitudę podstawowej  $2 m_0 \bar{V}^2$ , ale niema drugiej harmonicznej. Rys. 7 wskazuje % drugiej harmo-

nicznej w zależności od głębokości modulacji dla detekcji kwadratowej i modulacji dwuwstęgowej. Dla  $m = 100\%$  amplituda drugiej harmonicznej osiąga 25% amplitudy podstawowej.

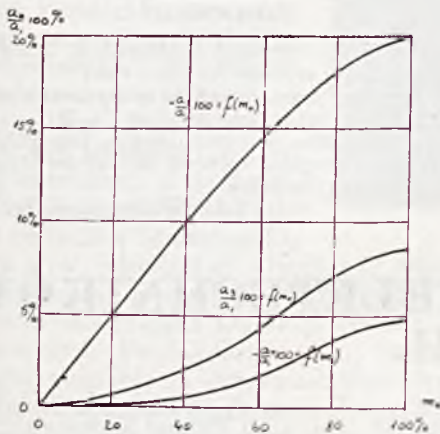
b) Detekcja prostoliniowa.

Tutaj przyrost prądu

$$\delta I = \text{const } \bar{V}_t \dots \dots \dots (14)$$



**RYC. 7. PROCENT DRUGIEJ HARMONICZNEJ PRZY DETEKCYI KWADRATOWEJ ORAZ MODULACJI DWUWSTĘGOWEJ W ZALEŻNOŚCI OD GŁĘBOKOŚCI MODULACJI.**



**RYC. 8. PROCENTY DRUGIEJ, TRZECIEJ I CZWARTEJ HARMONICZNEJ PRZY DETEKCYI LINJOWEJ ORAZ MODULACJI JEDNOWSTĘGOWEJ W ZALEŻNOŚCI OD POZORNEJ GŁĘBOKOŚCI MODULACJI.**

jest wiernym odtworzeniem napięcia detektowanego. Modulacja dwuwstęgowa o napięciu

$$\bar{V}_t = \bar{V} (1 + m \sin \omega t)$$

nie da nam zniekształceń, gdyż

$$\delta I = \text{const } \bar{V} (1 + m \sin \omega t) \dots \dots \dots (15)$$

Otrzymujemy tylko podstawową o amplitudzie  $\bar{V}m$ .

Napięcie przy modulacji jednowstęgowej wyraża się wzorem:

$$\bar{V}_t = \bar{V} (1 + a_0 + a_1 \cos \omega t + a_2 \cos 2 \omega t + \dots),$$

więc przyrost prądu

$$\delta I = \text{const } \bar{V} (1 + a_0 + a_1 \cos \omega t + a_2 \cos 2 \omega t + \dots) \dots \dots \dots (16)$$

Otrzymamy cały szereg harmonicznnych. Wykres na rys. 8 podaje ich procent w stosunku do podstawowej w zależności od głębokości modulacji. Stąd widzimy, że dla modulacji dwu-

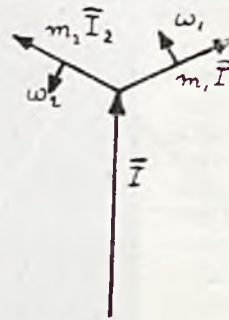
wstęgowej lepsza jest detekcja prostoliniowa, a dla jednowstęgowej kwadratowa.

**5. Dodatkowe zniekształcenia.**

Rozważania powyższe odnosiły się do modulacji jednym tonem. Otóż okazuje się, że, gdy w modulacji jednowstęgowej modulujemy kilkoma tonami, zjawiają się dodatkowe zniekształcenia. Załóżmy, że mamy 2 tony  $Im \sin \omega_1 t$ , oraz  $Im_2 \sin \omega_2 t$ . Jak wskazuje rys. 9, do wektora fali nośnej  $\bar{I}$  dodają się 2 wektory wirujące względem niego z szybkościami kątowymi  $\omega_1$ , oraz  $\omega_2$ . Amplituda wypadkowego wektora wyraża się wzorem

$$\bar{I}_r = \bar{I} [1 + m_1^2 + m_2^2 + 2 m_1 \cos \omega_1 t + 2 m_2 \cos \omega_2 t + 2 m_1 m_2 \cos (\omega_1 - \omega_2) t]^{1/2} \dots \dots \dots (17)$$

Zjawia się nowa składowa o częstotliwości  $\frac{\omega_1 - \omega_2}{2\pi}$  i o amplitudzie  $2 m_1 m_2$ . Kiedy zamiast 2 tonów będzie cały ich szereg, to pod pierwiastkiem otrzymamy, oprócz sumy kwadratów i sumy tonów nadawanych, jeszcze iloczyny  $2 m_k m_l \cos (\omega_k - \omega_l) t$ . Żeby otrzymać wszystkie iloczyny, trzeba zrobić wszelkie możliwe kombinacje między wszystkimi częstotliwościami nadawanymi.



Jeśli częstotliwość tonów zasadniczych zawiera się w granicach 50 — 10 000 C, to częstotliwość tonów dodatkowych będzie się wahała w granicach od zera do 9 950 C.

**6. Wpływ przeszkód.**

Modulacja jednowstęgowa posiada jeszcze jedną zaletę—mianowicie skutek tego, że odbieramy węższe widmo, mniej przeszkód znajdujące się w nim. Wobec tego dla uzyskania jednakowych efektów odbiorczych w stosunku do przeszkód potrzeba  $\sqrt{2}$  razy mniejszego natężenia pola, czyli zysk wynosi 3 db<sup>3</sup>.

**RYC. 9. FALA NOŚNA ORAZ WEKTORY BOCZNYCH DLA DWÓCH CZĘSTOTLIWOŚCI MODULUJĄCYCH.**

**7. Porównanie mocy dla jednakowych efektów akustycznych.**

Prąd zmienny niemodulowany, płynąc przez oporność rzeczywistą R daje w niej średnią moc

$$P_0 = \frac{I}{2} \bar{I}^2 R \dots \dots \dots (18)$$

Średnia moc prądu modulowanego za okres modulacji dla modulacji dwuwstęgowej wyrazi się wzorem

$$P_2 m = P_0 \left( 1 + \frac{m^2}{2} \right) \dots \dots \dots (19)$$

a dla jednowstęgowej

$$P_1 m = P_0 (1 + m_0^2) \dots \dots \dots (20)$$

Stąd wynika, że dla jednakowych głębokości modulacji—modulacja jednowstęgowej niesie we wstędze więcej mocy niż dwuwstęgowa w obu wstęgach. Procentowo wyraża się to wzorem

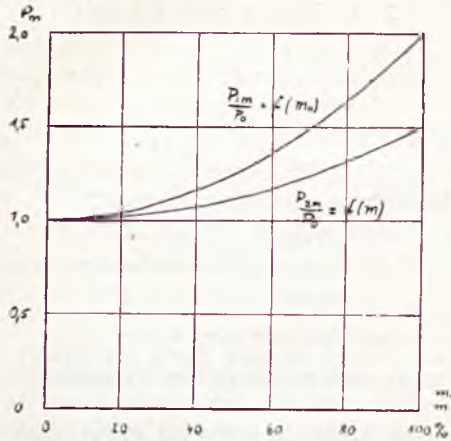
$$\frac{\Delta P_m}{P_2 m} = \frac{m^2}{2 + m^2} \dots \dots \dots (20)$$

Rys. 10 i 11 podają powyższe zależności energetyczne. Widzimy z nich, że modulacja jednowstęgowa niesie o 33% więcej mocy niż dwuwstęgowa w założeniu 100% głębokości modulacji.

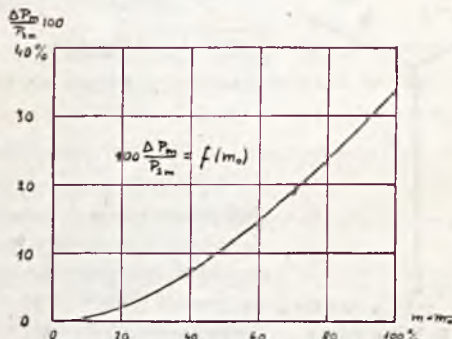
Założmy teraz, że mamy detektor prostoliniowy i modulację dwuwstęgową o głębokości 50%. Więc moc nadajnika wynosi  $P_2 m = 1,125 P_0$ .

Teraz chcemy zastosować modulację jednowstęgową. Wówczas dla tego samego efektu w detektorze musimy zastosować  $m_0 = 0,55$ , jak to wynika z krzywej podanej na rys. 10. Wówczas

moc  $P_{1m} = 1,3 P_0$  czyli, że przyrost mocy wynosi  $\frac{\Delta P_m}{P_2 m} 0,14$ .  
 Modulacja jednowstęgowa niesie o 14% więcej mocy, niż dwu-



**RYC. 11. PRZYROST ŚREDNIEJ MOCY MODULOWANEJ DLA MODULACJI JEDNOWSTĘGOWEJ W STOSUNKU DO ŚREDNIEJ MOCY MODULOWANEJ DLA MODULACJI DWUWSTĘGOWEJ W ZALEŻNOŚCI OD GŁĘBOKOŚCI MODULACJI.**



**RYC. 10. STOSUNEK ŚREDNIEJ MOCY MODULOWANEJ DLA MODULACJI JEDNOWSTĘGOWEJ I DWUWSTĘGOWEJ DO MOCY FALI NOŚNEJ W ZALEŻNOŚCI OD GŁĘBOKOŚCI MODULACJI.**

wstęgowa przy głębokości modulacji 50% i oprócz tego daje 13% drugiej, a 4% trzeciej harmonicznej.

Teraz przyjemny, że detekcja jest kwadratowa; wówczas dla otrzymania tego samego efektu akustycznego, trzeba przy przejściu na modulację jednowstęgową zachować tę samą głębokość modulacji, czyli, że  $m = m_0$ . Z wykresów podanych wyżej wynika, że przyrost mocy dla 50% głębokości modulacji  $\frac{\Delta P_m}{P_2 m} 11,1\%$ . Za to znika w systemie jednowstęgowym druga harmoniczna, która w dwuwstęgowym wynosiła 12,5% — otrzymujemy jednak zniekształcenia dodatkowe.

**8. Wnioski.**

Z powyższych rozważań wynika, że modulacja jednowstęgowa jest pod względem zniekształceń nieco gorsza od dwuwstęgowej. Żeby było zniekształceń jak najmniej, trzeba używać detektorów o charakterystyce kwadratowej. Wówczas można dochodzić do 100% głębokości modulacji i dla jednego tonu nie otrzymamy zniekształceń. Ze względu jednak na dodatkowe zniekształcenia nie należy stosować wielkich głębokości modulacji. W razie stosowania detekcji linijowej, trzeba się zadowolnić małą pozorną głębokością modulacji  $m_0$ , żeby nie otrzymać zbyt dużych harmonicznych. Zaletę zajmowania mniejszego widma trzeba nadto okupić natężeniem mocy. Okazuje się bowiem, że modulacja jednowstęgowa zużywa jej więcej na ten sam efekt odbiorczy i to tem więcej im głębsza jest modulacja.

Do zalet modulacji jednowstęgowej należy brak zniekształceń, spowodowanych fadingiem selektywnym, oraz mniejszym wpływem przeszkód.

**Literatura.**

1. Smoliński. Teoria modulacji i demodulacji Przegląd Teletechniczny 1934 czerwiec str. 172—178.
2. Colebrook. The frequency analysis of the heterodyne envelope Exp. Wir. 1932. April, str. 195 i t. d
3. Reeves Le système de communication radiotéléphonique à bande latérale unique appliqué aux ondes courtes. L' Onde El. 1931. Novembre.

Zakład Radjotechniki Pol. Warsz.

# ZE STOWARZYSZENIA TELETECHNIKÓW POLSKICH.

We wrześniu r. b. odbyło się posiedzenie Zarządu S. T. P., na którym załatwiono sprawy bieżące, oraz ustalono plan działalności na przyszłość.

W szczególności Zarząd Stowarzyszenia projektuje urządzenie szeregu odczytów, które rozpocznie w drugiej połowie października r. b., cykl odczytów sprawozdawczych z Międzynarodowych Zjazdów, jakie odbyły się w r. b. Telegraficznego w Pradze, Telefonicznego w Budapeszcie i Radjotelegraficznego w Lizbonie.

Ponadto Zarząd Stowarzyszenia projektuje urządzenie szeregu wycieczek naukowych, począwszy od października r. b.

O odczytach i wycieczkach Członkowie Stowarzyszenia otrzymają specjalne zawiadomienia.

Wpłynęły deklaracje następujących kandydatów na Członków Stowarzyszenia pp.: Jurysa Jerzego, inż. Spencera A. N., inż. Wójcikiewicza Józefa, inż. Szackiego Edwarda i inż. Zołędzińskiego Kazimierza.

Skreślono z listy Członków na własne żądanie pp.: inż. Pięś Zdenka i Krzyształowskiego Leona.

Do biblioteki Stowarzyszenia wpłynęły następujące książki:

N.P.	T y t u ł	Autor lub wydawca	Rok wyd.
103	Ujednostajnienie słownictwa . . . . .	Przegląd Techniczny	1917
104	Słownictwo telefonij i wojskowej . . . . .	Przegląd Techniczny	1917
105	Terminy elektrotechniczne . . . . .	Prof. Wysocki Odrowąż	1921
106	Słowniczek elektrotechniczny . . . . .	Inż. Wysocki Stan.	1917
107	Die Elektronenemission von Oxydkathoden	Gehrts A.	1930
108	Ueber den Entstehungsort der Photoelektr.	Schottky W.	1930
109	Die Siemens Fernschreibmaschine . . . . .	Siemens-Berlin	—
110	C. C. I. Assemblée Plénière de Paris . . . . .	C. C. I. Paryż	1931
111	Die Elektrischen Einrichtungen . . . . .	A. Prasch	1913
112	Handbuch der Telephonie . . . . .	Dr. Witlisbach	1910
113	Ciclo de Conferencias . . . . .	Asoc. Espon. de Ing. Tel.	1930
114	Zasady Radjotechniki . . . . .	Mjr. inż. Kruliz Kaz.	1932
115	Kablów linje teletechniczne (2 wyd.) . . . . .	Inż. Pomirski Henryk	1931
116	Teletechniczne linje drutowe (2 wyd.) . . . . .	Inż. Urbanowicz Eug.	1932
117	Kabeltechnik . . . . .	M. Klein	1929
118	Einf die Theorie der Schwachstr.-Technik	Wallot J.	1932
119	Uebertragungstechnik . . . . .	Winzheimer R.	1929
120	Die Wirtsch. des Netzgruppen-Syst. Bayerns	Schreiber	1926
121	Der Fernsprecherk. als Massenerscheinung	Rückle i Lubberger	1924
122	Die Wirtschaftlichk. der Fernsprechanlag.	Lubberger Fritz	1927
123	The Practical Telephone Handbook . . . . .	Poole Joseph	1930
124	Nichteisenmetalle . . . . .	Masing, Wunder	1928
125	Polski Przemysł Elektrotechniczny . . . . .	Januszewski i Barthel	1933
126	Telefonja automatyczna cz. I . . . . .	Prof. Trechciński Roman	1933
127	Telefonja automatyczna cz. II . . . . .	Prof. Trechciński Roman	1933
128	Aparaty przenośne . . . . .	Prof. Trechciński Roman	1933



## Ś. P. INŻ. KAZIMIERZ ZAJDLER.

W dniu 12 września b. r. zmarł ś. p. inż. Kazimierz Zajdler, członek — założyciel i b. Prezes Stowarzyszenia Teletechników Polskich, wieloletni przewodniczący Komisji Słowniczkiej Stowarzyszenia i Komitetu Redakcyjnego Przeglądu Teletechnicznego. W pogrzebie, który się odbył w dniu 25 września r. b. wzięło udział liczne grono członków S.T.P. Nad mogiłą wygłosił przemówienie w imieniu Stowarzyszenia Prezes Zarządu inż. St. Kuhn. Przemówienie to, charakteryzujące działalność Zmarłego, podajemy poniżej:

„Zebrał się tutaj, aby złożyć do mogiły śmiertelne szczątki świętej pamięci inż. Kazimierza Zajdlera, jednego z wybitnych weteranów teletechniki polskiej. Ś. p. Kazimierz Zajdler ukończył w 1895 roku Instytut Elek-

trotechniczny w Petersburgu, a następnie — po zaszczytnym przeprowadzeniu obrony swego dyplomowego projektu — uzyskał tytuł inżyniera elektryka. Pierwszą placówką jego pracy był Noworosyjsk, gdzie zarządzał miejscową siecią telefoniczną. Lecz już w 1900 roku nie może wytrzymać na obczyźnie, zdala od Polski, i wraca do Kraju, gdzie otrzymuje odpowiedzialne stanowisko zarządzającego pierwszą siecią telefonów międzymiastowych w Polsce. Przebywa spoczątku w Łodzi, a następnie w Warszawie. Wybuch wielkiej wojny zastaje go na tym samym posterunku, a po przymusowej ewakuacji do Rosji i kilkuletnim pobyciu w Sewastopolu,

wraca na zew odrodzonej Ojczyzny, stając w pierwszym szeregu teletechników polskich, i obejmuje stanowisko prezesa Dyrekcji Poczty i Telegrafów w Łodzi. Po dwuletniej pracy na tej placówce otrzymuje jeszcze odpowiedzialniejsze stanowisko prezesa Dyrekcji Poczty i Telegrafów w Warszawie. Na stanowisku tem daje się poznać szerokiej braci teletechnicznej i tytuł „prezesa” staje się nieodłącznym od jego osoby. Niestety, nadszarpnięte zdrowie nie daje wreszcie pracować ś. p. inżynierowi Zajdlerowi tak usilnie i tak energicznie, jakby tego pragnął i jak zawsze pracował, i dlatego — z końcem 1929 roku udaje się na oficjalny odpoczynek, przechodząc na emeryturę. Lecz niespożyty duch żyje w słabnącem ciele, przerastając je niepomiernie i zmusza ś. p. inż. Zajdlera do dalszej pracy — naukowej. Stojąc na czele nowoutworzonego Biura Studiów Min. P. i T., a następnie na czele Instytutu Teletechnicznego, pracuje i nadal wytrwale. Postępująca jednak choroba podcięła wreszcie silny organizm i w połowie ub. r. złożyła ś. p. Zmarłego do łoża, z którego już nie powstał.

„Te prace, o których wspominałem, a których dokonał ś. p. inż. Zajdler, były tylko nieznaczną

częstką działalności tego niezmordowanego człowieka. Porywa go praca społeczna. Jako nieprzeciętny naukowiec wyklada — podczas swej pracy w Łodzi — fizykę w Łódzkiej szkole włókienniczej, a następnie, będąc współtwórcą Państwowej Szkoły Teletechnicznej w Warszawie, wyklada również i tam, starając się w świetny sposób wyjaśnić słuchaczom tajemnice fizyki.

„Pozatem — jest ś. p. inż. Kazimierz Zajdler jednym z założycieli Stowarzyszenia Teletechników Polskich, które specjalnie umiłował i którego był przez dłuższy czas prezesem. Wśród teletechników polskich zdobył sobie imię człowieka dzielnego, dobrego i koleżeńskiego. Jego przemily łagodny uśmiech, który stale na ustach jego gościł,

będzie tkwił na zawsze w pamięci każdego, kto miał możność z nim obcować. Młodzi teletechnicy nie odczuwali — mimo różnicy wieku — żadnej odrębności światopoglądów Zmarłego a swoich, tak świeżym i młodzieńczym był zawsze jego umysł. Na wieńcu, który Stowarzyszenie Teletechników złożyło na trumnie Zmarłego, jest napis „Nieodżałowanemu zacnemu *koledze*”; mieliśmy śmiałość tak nazwać ś. p. inżyniera Zajdlera, gdyż stale podkreślał, iż jest zawsze kolegą naszym, kolegą nas — młodszych. I rzeczywiście — postępował z nami jak troskliwy i doświadczony starszy kolega, darząc nas cennymi radami życiowymi i wskazówkami.

Mając zawsze na celu dobro teletechniki polskiej, pragnie ś. p. Kazimierz Zajdler dać jej więź i spójnie wewnętrzną, dać jej własny polski język. A że pracy się nie bał, więc, tworząc rzecz poprostu z niczego, zbiera grono oddanych współpracowników, tworzy komisję słowniczą Stowarzyszenia Teletechników Polskich i prowadzi z niezwykłym zapałem zamierzoną ogromną pracę.

„Już też, jeśli chodzi o Stowarzyszenie, nie odmawiał mu ś. p. Kazimierz Zajdler nigdy dobrej rady i pomocy, a będąc współtwórcą jedyne w Polsce fachowego pisma teletechnicznego, p. t. „Przegląd Teletechniczny”, zostaje przewodniczącym jego Komitetu Redakcyjnego, pełniąc ten obowiązek aż do chwil ostatnich.

„To, że Przegląd Teletechniczny cieszy się dzisiaj zasłużoną dobrą opinią w kraju i zagranicą, jest w nienajmniejszej mierze zasługą Zmarłego.

„Ś. p. Inżynier Kazimierz Zajdler był przez całe swoje życie przedewszystkiem polskim teletechnikiem i ja, jako prezes Stowarzyszenia Teletechników Polskich, żegnając drogiego kolegę, odchodzącego od nas nazawsze, stwierdzam, że ś. p. inżynier Kazimierz Zajdler dobrze się zasłużył teletechnice polskiej”.



## Ś. P. INŻ. ALEKSANDER NOWICKI.

W dniu 14 września r. b. zmarł w Warszawie inżynier elektryk ś. p. Aleksander Nowicki, b. Prezes Koła Teletechników przy Stowarzyszeniu Techników Polskich, członek-założyciel Stowarzyszenia Teletechników Polskich.

Zmarły należał do najstarszej generacji polskich elektrotechników. Urodzony w 1865 roku w powiecie Słonimskim ziemi Grodzieńskiej, ukończył w 1886 roku Białostocką Szkołę Realną, poczem wstąpił do utworzonej w tym roku w Petersburgu Szkoły Technicznej, przemianowanej później na Instytut Elektrotechniczny. Szkołę ukończył w 1889 roku, następnie po złożeniu specjalnego projektu otrzymał w 1893 roku stopień inżyniera telegrafów, zmieniony w 1899 roku na stopień inżyniera elektryka.

Po ukończeniu studjów Zmarły pracował w różnych miejscowościach Rosji w Zarządzie Poczty i Telegrafów. Jako sumienny wykonawca robót budowlanych, Zmarły prędko zdobył uznanie swych zwierzchników. Polecano mu najbardziej trudne i odpowiedzialne roboty, np. w 1895—1896 roku budowę odcinka linii telegraficznej na brzegu Murmańskim, wówczas zupełnie bezludnym i mało dostępnym, w 1898 roku budowę pierwszej w Rosji dalekosieżnej linii telefonicznej pomiędzy Petersburgiem



i Moskwą oraz jej eksploatację w pierwszym okresie i t. p. W 1904 roku został wyznaczony jako jeden z pierwszych inżynierów na wyższe w hierarchii służbowej stanowisko Naczelnika Okręgu Poczty i Telegrafów w Rostowie nad Donem, a później w 1906 roku przeniesiony na także stanowisko w Rydze. Nominację otrzymał, pomimo że nigdy nie ukrywał, że jest Polakiem nietylko z pochodzenia ale i z przekonań.

W 1920 roku wrócił do Polski i objął stanowisko Dyrektora Międzymiastowej Stacji Telefonów w Warszawie, na którym pozostał do wyjścia na emeryturę w 1932 roku.

Zmarły przyjmował czynny udział w organizacjach fachowych. Był jednym z najbardziej gorliwych organizatorów stowarzyszenia korporacyjnego inżynierów elektryków w Petersburgu. Również w Warszawie przyczynił się do organizacji Stowarzyszenia Teletechników i brał czynny udział w jego życiu. Był też ceniony i

lubiany przez wszystkich, którzy się z nim zetknęli w życiu zawodowym lub towarzyskim. Zawsze chętnie okazywał pomoc swym młodszym kolegom, zwłaszcza Polakom, nie żałując ani swego czasu, ani trudu.

W pogrzebie wzięła udział delegacja Zarządu oraz liczne grono członków Stow. Telet. Polskich.

## PRZEGLĄD PISM.

### SKROTY.

- A. P. T. T. Annales des Postes, Télégraphes et Téléphones.  
E. E. Electrical Engineering.  
J. I. E. E. Journal of the Institution of Electrical Engineers.  
J. T. Journal des Télécommunications.  
M. R. Marconi Review.  
O. E. L'Onde Electrique.  
P. I. R. E. Proceedings of the Institute of Radio Engineers.  
P. O. J. Post Office Electrical Engineers Journal.  
T. E. T. Telegraphen und Fernsprechtechnik.  
W. E. Wireless Engineer and Experimental Wireless.

### TEORJA.

- Emisja elektronowa. Saul Dushman. E. E. 53, 1054, 34.  
Zasadnicze wiadomości o emisji ciał rozżarzonych.  
O obliczaniu oporu falowego, tłumienia i przesunięcia fazy czwórników z oporami omowemi. F. Vilbig. T. F. T. 23, 185, 34.

### POMIARY I WZORCE.

- Heterodynowy pojemnościomierz. W. C. Lister. W. E. XI, 425, 34.  
Woltomierz lampowy z lampą ekranowaną bez zewnętrznego oporu upływowego w obwodzie siatki. R. King. O. I. R. E. 22, 771, 34.  
Pomiary małej częstotliwości przy pomocy elektrycznie wzbudzonej struny. E. Williams. P. I. R. E. 22, 794, 34.  
Falomierz heterodynowy. E. Chatel. O. E. 13, 231, 34.

### TELEFONJA AUTOMATYCZNA.

- System telefonji automatycznej Siemens Nr. 17. S. W. Broadhurst i A. F. E. Ewans. P. O. J. 26, 248, 34.  
Opis nowego systemu używającego tylko wybieraków obrotowych o dużej szybkości ruchu i wspólnych urządzeniach kierujących.  
Automatyzacja okręgu Burton-on-Trent systemem Bypass. A. G. Lyddall i J. H. Russell. P. O. J. 26, 261, 34.  
Obliczanie prawdopodobieństwa oczekiwania. C. D. Crommelin. P. O. J. 26, 266, 34.  
Obsługa grup abonentowych. H. O. Ellis i B. Winch. P. O. J. 25, 278, 34.  
Opis systemu obsługi grup składających się najwyżej z dziesięciu abonentów. Wszyscy abonenci są połączeni do lokalnej podcentrali abonentowej, zaś ta jest połączona z główną centralą CB lub automatyczną przy pomocy czterodrutowej linii. System zapewnia indywidualne dzwonienie i indywidualne liczenie rozmów dla każdego abonenta.  
Urządzenia do automatycznej kontroli zespołów przełącznikowych uruchamianych prądami o częstotliwościach mownych. J. S. Young. P. O. J. 26, 305, 34.

### TELEFONJA MIĘDZYMIASTOWA.

- Postępy w budowie łącznic międzymiastowych. J. H. Douglas. P. O. J. 26, 255, 34.

Opis angielskich łącznic sznurowych dla ruchu szybkiego. System sygnalizacji na częstotliwościach fonicznych dla linii międzymiastowych. T. H. Flowers. P. O. J. 26, 282, 34.

### LINJE DALEKOSIĘŻNE.

Angielsko-francuski telefoniczny kabel podmorski (1933). E. M. Richards. P. O. J. 26, 291, 34.

Konstrukcja, założenie i własności elektryczne.

Zagadnienie transmisji telefonicznej. Własności zasadniczych czynników w transmisji telefonicznej. R. M. Chamney. P. O. J. 26, 301, 34.

Pierwszy z cyklu artykułów, których zadaniem będzie przedstawienie ogólne obecnego stanu techniki transmisji telefonicznej.

O konstrukcji kabla na wielką częstotliwość. H. Jannes i P. Marzin. A. P. T. T. 23, 605, 34.

### RADJO.

Pomiary stałych elektrycznych ziemi na falach krótkich metodą oznaczania pochylenia pola elektrycznego przychodzącej fali. R. H. Barfield J. I. E. E. 75, 214, 34.

Emisja specjalnych sygnałów radiowych dla studjów jonosfery. H. A. Thomas. J. I. E. E. 75, 240, 34.

Opis aparatury skonstruowanej i używanej w National Physical Laboratory.

Lampa żarząca jako środek sprzężenia międzylampowego. H. Smith i E. G. Hill. W. E. XI, 359, 34.

Nowy sposób budowy wzmacniaczy prądu stałego.

Automatyczna regulacja siły głosu. W. T. Cocking. W. E. XI, 406, 34.

Przeгляд zasadniczych metod kompensacji fadingu w odbornikach.

Kondensatory obrotowe o różnych „prawach” na szerokie zakresy. W. H. F. Griffiths. W. E. XI, 415, 34.

Analiza kształtu krzywej. L. S. A. Sims. W. E. XI, 419, 34.

Łączenie kilku odborników na wspólną antenę. M. Reed. W. E. XI, 428, 34.

O oporze promieniowania. N. Wells. M. R. 47, 13, 34.

Wydajność optyczna a wyrazistość szczegółów w systemach telewizyjnych. M. R. 47, 21, 34.

Usunięcie synchronizacji heterodyny z falą nośną w odbornikach superheterodynowych. Paul. W. Klipsch. P. I. R. E. 22, 699, 34.

Strojenie oporowe. S. Cabot. P. I. R. E. 22, 709, 34.

Obwody drgań kontrolowane kwarcem. H. R. Meahl. P. I. R. E. 22, 723, 34.

Dynatron pracujący na charakterystyce siatki wewnętrznej i duodynatron. Tatu Hayasi. P. I. R. E. 22, 751, 34.

Powstawanie harmonicznych i modulacja skrośna w lampach katodowych z obciążeniem oporowym. D. C. Espley. P. I. R. E. 22, 781, 34.

Modulator ze zjonizowanym gazem dla fal bardzo krótkich. E. G. Linder i I. Wolff. P. I. R. E. 22, 791, 34.

Spółczynnik absorpcji fal elektromagnetycznych przez gaz zjonizowany zależy od stopnia jonizacji. Opisowana metoda polega na przepuszczaniu uprzednio skoncentrowanej wiązki fal krótkich (rzędu kilku cm) przez naczynie napełnione szlachetnym gazem, którego stopień jonizacji jest zależny od modulującego napięcia małej częstotliwości przyłożonego pomiędzy elektrody wlotowe w to naczynie.

O przyczynach wędrowek fali dudniowej nadajników synchronicznych. P. R. Avendt. T. F. T. 23, 198, 34.

Oscylatory symetryczne i multiwibrator. J. Mercier. O. E. 13, 197, 34.

O rozchodzeniu się fal w zakresie długości od 150 m do 2000 m na zasadzie konferencji w Madrycie i w Lucernie. O. E. 13, 220, 34.

Sprawozdanie ze stanu obecnego naszych wiadomości o rozchodzeniu się fal w podanym wyżej zakresie.

Stala czasu i selektywność obwodów sprzężonych poprzez lampy katodowe. G. Fayard. O. E. 13, 225, 34.

Promienie kosmiczne. L. Leprince — Ringuet. A. P. T. T. 23, 639, 34.

### ELEKTROAKUSTYKA.

Duża sprawność wzmacniaczy małej częstotliwości. E. K. Sandeman. W. E. XI, 351, 34.

Opis wzmacniaczy małej częstotliwości budowanych w t. zw. klasie D.

Przyrząd do pomiarów ciśnienia fali dźwięku w powietrzu. W. West. P. O. J. 26, 260, 34.

Rozważania dotyczące konstrukcji głośników elektrodynamicznych. J. D. Seabert. P. I. R. E. 22, 738, 34.

Przyczynek do badań słuchawek telefonicznych. M. Marinisco. A. P. T. T. 23, 631, 34.

### TELEGRAFJA.

Translacja telegraficzna dla dalekopisów abonentowych. H. G. Davis i J. A. S. Martin. P. O. J. 26, 243, 34.

Szczegółowe schematy i opis.

System Marconiego telegraficznego przesyłania obrazów. J. W. Eastman i J. F. Hatch. M. R. 47, 1, 34.

### ROŻNE.

Nowy odbornik ssący poczty pneumatycznej z rurami płaskimi. A. Heyde. T. F. T. 23, 200, 34.

Zjazd Komisji Rzeczoznawców Międzynarodowego Komitetu Doradczego dla Spraw Telefonii Dalekosiężnej w Sztokholmie. T. F. T. 23, 202, 34, oraz J. T. 1, 205, 34.

Zjazd Międzynarodowego Komitetu dla spraw Zaborzeń Radjotechnicznych (Paryż, 28 — 30 czerwca 1934). J. T. 1, 212, 34.

Definicje charakterystyk lamp katodowych. J. T. 1, 214, 34.

Statut Międzynarodowej Unii Radjofonicznej. (U. I. R.) J. T. 1, 222, 34.

Telefonja nośna na liniach wysokiego napięcia. J. Garczynski. A. P. T. T. 23, 658, 34.

## NOWINY TELETECHNICZNE.

### TELEFONICZNY ZEGAR MOWIĄCY SYSTEMU ERICSSONA.

Dążąc do zwiększenia ruchu telefonicznego i wprowadzenia coraz nowych udogodnień dla abonentów, a przez to powiększenia ich liczby, zarządy telefonów w większych miastach wprowadzają w ostatnich czasach coraz powszechniej telefoniczne podawanie czasu przy pomocy automatycznych zegarów mówiących. Przed paru miesiącami uruchomiono zegar taki w Warszawie, a inowacja ta spotkała się z ogromnym zainteresowaniem szerokiej mas publiczności jak również i specjalistów-teletechników, którym nie od rzeczy będzie podać choćby pobieżne informacje.

Zegar mówiący, zainstalowany w Warszawie, systemu Ericssona, oparty jest na zasadach filmu dźwiękowego. Wyrazy, które mają być wypowiedane, nagrane są w postaci kół koncentrycznych na filmie, stanowiącym płaską okrągłą tarczę; tarcza ta umieszczona jest pomiędzy dwiema tarczami z przezroczystego szkła, które ściśle do niej przylegają i chronią ją od uszkodzeń; sam film nie podlega podczas obrotu tarczy ani tarczi ani żadnym odkształceniom, a wobec tego nie podlega zużyciu — teoretycznie jest niemal wieczny, o ile tylko wieczny jest materiał, z którego został wykonany.

Nagranie polega na zmianie zaczerpnienia koła — podobnie

jak i w niektórych systemach filmów dźwiękowych. Naprzeciw danego koła, na którym jest zarejestrowane słowo np. „ośma”, umieszczona jest żarówka typu samochodowego z prostym włók-nem; promienie przez nią wysyłane przepuszcza się przez wąską szparę, a następnie soczewkę, poczem padają one na film, oświetlając na nim pasek o szerokości 0,02 mm i długości 2,5 mm. Po przejściu przez film promienie padają na komórkę fotoelektryczną, wywołując powstawanie w niej siły elektromotorycznej. Ponieważ tarcza obraca się, więc zmiany w zaciernieniu powodują zmienne natężenie światła, a przez to i siłę elektromotoryczną zmienną. Po wzmocnieniu prąd wysłany zostaje do abonentów, którzy w danym momencie połączeni są z zegarem.

Wielkość naświetlanego na filmie obrazu, ściślej mówiąc jego szerokość, ma ogromny wpływ na dobroć odtworzenia mowy; im obraz ten jest węższy, a szybkość przesuwania filmu większa, tem wyższe częstotliwości mogą być odtwarzane; dla celów zegara telefonicznego oczywiście wymagania mogą być niższe niż przy filmie dźwiękowym, gdzie zależy na jaknajpełniejszym złudzeniu prawdy, jednak i tu wymagania są dość wysokie.

Zastosowany przy zegarze wzmacniak jest 4-lampowy; za-rzenie lamp odbywa się z baterji 24-woltowej, natomiast źródłem prądu anodowego jest silniczek napędowy zegara, pracujący równocześnie jako przetwornica. We wzmacniaku użyte są lampy, zwykle stosowane we wzmacniakach telefonicznych, gdyż zapewniają one większą niż radiowe jednorodność i dłużej mogą pracować; to jest powodem, dla którego wzmacniak posiada aż 4 lampy, podczas gdy przy zastosowaniu lamp radiowych liczba stopni wzmocnienia mogłaby być mniejsza.

Moc wyjściowa wzmacniaka jest 50 miliwatów; liczba równocześnie załączonych abonentów może dojść do 150, o ile — jak to ma miejsce zwykle — nie jest ograniczona liczbą obwodów, prowadzących do zegara, załączonego np. jak abonent z grupy PBX. Opór wyjściowy wzmacniaka jest 4 omy, czyli równa się oporowi równoległe połączonych 150 obwodów abonentowych. Niski opór wzmacniaka usuwa szkodliwy wpływ włączania się i wyłączania abonentów podczas audycji, co mogłoby być szkodliwe dla abonentów pozostałych. Poza tem jeśli któryś z abonentów zacznie mówić do mikrofonu w swym aparacie, inni abonenci tego nie usłyszą, gdyż obwód abonenta zakłócającego jest niemal zwarty przez wzmacniak; tłumienie wynosi w tym wypadku 4,6 — 5 neperów.

Zegar mówiący posiada 5 tarcz filmowych i 5 układów optycznych; 3 tarcze służą do rejestrowania minut (0 — 19, 20 — 39 i 40 — 59), 2 tarcze do rejestrowania godzin (0 — 11 i 12 — 23). Zarejestrowany wyraz zajmuje na tarczy — jak już było wspomniane — pierścień kołowy o szerokości kilku milimetrów; pierścienie takich musi być po 20 na tarczach minut i po 12 na tarczach godzin. Tarcze te osadzone są na wspólnej osi, wykonującej 54 obr./min. Ten sam silnik, który obraca tarcze, przesuwa również układy optyczne, naświetlające kolejno właściwe pierścienie; tak np. układ optyczny pierwszej tarczy minut przesuwa się co minutę, natomiast układ optyczny tarczy godzin przesuwa się co godzinę; układy optyczne przesuują się zawsze w kierunku do osi. Skomplikowane urządzenie mechaniczne dba o to, by jedynie właściwe układy optyczne były czynne, natomiast na nieczynnych tarczach światło pada na nieprzezroczysty ekran, zasłaniający tarczę. Naświetlenie tarczy godzin odbywa się przez 1 sekundę, następnie w ciągu 2-jej sekundy naświetlona jest tarcza minut, poczem następuje przerwa 8-sekundowa, gdyż czas podawany jest co 10 sekund.

W Warszawie czas podawany jest z dokładnością do 1 minuty, gdyby trzeba było podawać również i sekundy (0, 10, 20, 30, 40 i 50) liczba tarcz musiałaby być powiększona o 1.

Zegar mówiący jest stale synchronizowany z zegarem głównym, który wysyła doń co minutę impuls korekcyjny; zresztą zegar ten nie pretenduje do nadzwyczajnej dokładności, co wynika stąd choćby, że nie są podawane sekundy. Dokładność jednak nie jest potrzebna przy zegarze, przeznaczonym nie do regulowania chronometrów, lecz do informowania o czasie.

Warto wspomnieć, że w bardzo podobny sposób mogą być również rozwiązane sygnały w centralach automatycznych; zamiast sygnału dzwonięcia abonent mógłby słyszeć słowo „dzwoni się”, zamiast sygnału zajętości — słowo „zajęty”. Główną przeszkodą są oczywiście utrudnienia w korzystaniu z telefonów z taką sygnalizacją dla cudzoziemców.

[Ericsson R. 2, 1934].

## KONCERN PHILIPSA W NIEMCZECH.

Zakłady Philipsa uzyskały prawo na wykonanie i sprzedaż w Niemczech 30 000 sztuk radioodbiorników, opłacając tę kon-

cesję udzieleniem przemysłowi niemieckiemu licencji na wszystkie posiadane patenty. Układ ten pomoże przemysłowi niemieckiemu w zdobyciu nowych rynków eksportowych, gdyż odpadną niektóre skrupowania patentowe. Dla produkcji aparatów w Niemczech zakłady Philipsa wydzierżawiły nieczynną fabrykę w Akwiz-granie, pracującą dotąd w innej gałęzi przemysłu; fabryka ta ma być większa niż należąca również do Philipsa fabryka lamp radiowych Valvo w Hamburgu. Zakłady Philipsa spodziewają się — sądząc z rozmachu, z jakim organizowana jest nowa fabryka — wzrostu przydziału aparatów, sprzedawanych w Niemczech w la tach następnych. Fabryka w Akwizgranie ma wyrabiać narazi-tylko 2 typy aparatów superheterodynowych. Zarówno persone<sup>e</sup> jak i kierownictwo fabryki składać się ma wyłącznie z obywateli niemieckich; części składowe aparatów mają być pochodzili niemieckiego.

[Tel. Pr. 16, 1934]a

## TELETECHNIKA W JUGOSŁAWJI.

Liczba aparatów telefonicznych w Jugosławji wynosiła na 1 stycznia 1933 r. — 45 543, z czego 24 705 przyłączone były do central automatycznych; liczba aparatów, zainstalowanych u abonentów wynosiła w tym samym czasie 39 101, z czego 21 465 korzystało z central automatycznych; liczba abonentów telefonicznych wynosiła 30 947, z czego 29 880 było w miatach, a za-ledwie 1067 na wsi. Liczba rozmów telefonicznych wynosiła 1250, z czego 94 były przyłączone do central automatycznych.

Ogólna długość linii telefonicznych wynosiła 21 567 km; długość przewodów telefonicznych — 96 371 km.

W roku 1932 uruchomiono następujące połączenia przy pomocy telefonji nośnej: Zagrzeb — Wildon — Wiedeń, Białogród — Szegedyn — Budapeszt, Białogród — Sarajewo, Białogród — Sofja i Białogród — Saloniki. Wybudowano również szereg krótszych obwodów napowietrznych.

Liczba obwodów zagranicznych wzrosła w r. 1932 o następujące połączenia: Białogród — Berlin, Białogród — Stambul, Białogród — Praga, Białogród — Saloniki, Białogród — Sofja, Białogród — Zagrzeb — Wiedeń, Białogród — Wiedeń (przez Budapeszt), Zagrzeb — Berlin, Zagrzeb — Praga, Zagrzeb — Zurich i Budapeszt — Sofja (przez Białogród). Obecnie Jugosławja posiada ruch telefoniczny z następującymi krajami: Italja, Niemcy, Rumunja, Grecja, Szwajcaria, Francja, Holandia, Wielka Brytania, Polska, Gdańsk. Łotwa, Litwa, Norwegja, Portugalia, Hiszpanja, Gibraltar, Turcja, Danja, Szwecja, Belgja, Bułgarja, Węgry, Czechosłowacja i Austrja.

Jugosławja pośredniczy w ruchu telefonicznym w następujących relacjach: Wielka Brytania — Grecja, Węgry — Bułgarja, Grecja i Turcja, Austrja — Bułgarja, Grecja i Turcja, Szwecja — Bułgarja, Gdańsk — Bułgarja, Niemcy — Bułgarja, Grecja i Turcja, Litwa — Grecja, Danja — Bułgarja i Turcja, Egipt — Grecja.

Liczba rozmów międzymiastowych krajowych zmniejsza się od r. 1929 i wynosiła 3 709 803, natomiast liczba rozmów zagranicznych wzrosła w porównaniu z poprzednim rokiem o 4%, osiągając niemal stan z okresu najlepszej konjunktury, i wynosi 518 314, z czego 8,6% przypada na rozmowy tranzytowe. Do rozwoju ruchu tranzytowego przyczyniła się niewątpliwie budowa urządzeń telefonji nośnej i wzmacniaków sznurowych, zapewniających spełnienie obecnych wymagań technicznych.

Udział telefonów w ogólnych dochodach zarządu pocztowego wynosił 24,6%; udział ten stale zwiększa się od kilku lat, co wynika nie tylko ze wzrostu znaczenia telefonów, lecz również i ze spadku wpływo w innych działach resortu pocztowego.

[Tel. Pr. 15, 1934]a

## STATYSTYKA RUCHU CENTRAL AUTOMATYCZNYCH W SZTOKHOLMIE.

Sztokholm posiada obecnie 6 central automatycznych o łącznej pojemności 157 000 numerów; najstarsza z nich „Norra Vasa” uruchomiona była w styczniu 1924 r., najmłodsza „Ostermalm” — w kwietniu 1933 r.; największa jest centrala „Söder” o pojemności 40 000 numerów. Liczba abonentów przyłączonych wynosiła na 1 I 1934 — 100 956 czyli zapas wolnych numerów sięgał 36% pojemności. Wszystkie centrale są systemu maszynowego L. M. Ericssona.

Dla zorientowania się w przebiegu połączeń prowadzi się w Sztokholmie stałą obserwację ruchu, polegającą na kontroli połączeń od chwili zajęcia rejestru do chwili rozpoczęcia rozmowy lub otrzymania sygnału zajętości czy też powieszenia słuchawki przez abonenta wywołującego wobec niezgłoszenia się abonenta wywoływane go. W razie połączenia błędnego sprawdza się ratelymiast, czy przyczyną jest fałszywe wybranie numeru

T A B L I C A I.

Rok	Liczba wywołań kontrolowanych	Połączenia właściwe				Błędne wybieranie numeru	Błędy central	
		rozmowy	zmieniane numery i t. d.	abonent nie zgłasza się	Zajęte		znalezione	nieznalezione
1931	241 466	190 078	1 113	20 568	20 906	8 123	316	362
%		78,718	0,461	8,518	8,658	3,364	0,131	0,150
1932	434 403	345 113	2 720	35 231	38 207	12 171	440	521
%		79,446	0,626	8,111	8,795	2,802	0,101	0,120
1933	644 830	520 214	4 102	48 375	58 957	12,268	416	498
%		80,675	0,636	7,502	9,143	1,902	0,065	0,077

T A B L I C A I I.

	N a z w a c e n t r a l i				
	Centralen	Kungsholmen	Söder	Södra Vasa	Östermalm (1.4-31.12)
Liczba załączonych abonentów . . . . .	16 083	15 437	25 594	20 072	16 629
Liczba wywołań . . . . .	78 284 443	28 363 718	46 786 226	35 001 584	29 181 490
Liczba uszkodzeń usuniętych . . . . .	2 906	1 052	1 484	1 262	1 102
Uszkodzenia na 10000 wywołań . . . . .	0,39	0,37	0,32	0,36	0,38
Uszkodzenia na 1 abonenta . . . . .	0,18	0,07	0,06	0,06	0,07
Uszkodzenia na 1 dzień . . . . .	8,0	2,9	4,1	3,5	4,0
Liczba wywołań na abonenta w dzień powszedni (8—21) max.	15,5	5,8	5,7	5,4	7,6
min.	11,3	4,2	4,4	4,0	4,9
Liczba wywołań na abonenta w godz. najw. ruchu max.	2,29	0,80	0,70	0,78	1,04
min.	1,82	0,60	0,58	0,52	0,73

T A B L I C A I I I.

	N a z w a c e n t r a l i				
	Centralen	Kungsholmen	Söder	Södra Vasa	Östermalm (1.4-31.12)
Liczba załączonych abonentów . . . . .	16 083	15 437	25 594	20 072	16 629
Liczba pracowników męczyzn . . . . .	13	11	14	12	13
„ „ kobiet . . . . .	5	4	5	4	4
Liczba godzin roboczych . . . . .	41 750	34 297	46 931	38 323	27 359
Liczba godzin roboczych na 1 abonenta rocznie	2,60	2,22	1,84	1,91	1,65

przez abonenta czy też wadliwe działanie organów centrali. Do obserwacji ruchu służą specjalne stoły obserwacyjne, a liczba skontrolowanych połączeń wynosi setki tysięcy rocznie.

W okresie 1931 — 33 na podstawie obserwacji ruchu otrzymano dane statystyczne, zebrane w tablicy I.

Jak widać winę niedojścia do skutku połączenia ponosi w ogromnej większości wypadków zajętość lub niezgłaszanie się abonenta wywołanego, pewien procent strat daje błędne wybieranie numeru, natomiast z winy urzędzeń centrali traci się za ledwie 2 rozmowy na 1000.

Liczba uszkodzeń zależy oczywiście od natężenia ruchu. Druga tabliczka podaje statystykę ruchu i uszkodzeń w poszczególnych centralach w r. 1933.

Z liczby wywołań na abonenta łatwo zorientować się, że centrala „Centralen” posiada wielki odsetek telefonów biurowych i urzędowych, inne natomiast mają raczej abonentów prywatnych.

Ciekawa jest również statystyka robocizny na konserwację central ujęta w tablicy III.

Roczne zużycie prądu na 1 abonenta wynosiło przeciętnie 3 kilowatogodziny. [Ericsson R. 2, 1934].

#### KROTKOFALOWE OBWODY RADJOTELEFONICZNE W ANGLJI.

Angielski zarząd pocztowy postanowił włączyć niektóre wyspy angielskie, znajdujące się w pobliżu wybrzeży francuskich, do ogólnej państwowej sieci telefonicznej przy pomocy obwodów radjotelefonicznych krótkofalowych. Jeszcze w roku bieżącym ma być uruchomione połączenie tego rodzaju pomiędzy Anglią a wyspą Guernsey; stacja angielska ma być wybudowana nie w Dartmouth, które jest najbliższym punktem od wyspy Guernsey, lecz dalej na wschód na Dorset Downs na wysokości 75 m nad poziomem morza; zastosowane będą fale o długości od 5 do 7 metrów

Podobne urządzenie próbnie pracuje już od pewnego czasu pomiędzy Cardiff i Weston-super-Mare na odległości 25 km. Połączenie z Guernsey jest o tyle interesujące, że w tym wypadku odległość wynosi aż 120 km.

W początku przyszłego roku w analogiczny sposób ma uzyskać połączenie z państwową siecią telefoniczną wyspa Jersey.

[T. F. T. 8, 1934].

## STATYSTYKA RADJOABONENTÓW.

Poniżej podajemy liczby radioabonentów w różnych państwach według stanu z końca czerwca 1934 r. (o ile inaczej nie zaznaczono obok nazwy państwa) oraz dla porównania dane na 1 marca 1933 r.; liczby te zebrane zostały przez Międzynarodową Unję Radjofoniczną.

Liczba radioabonentów na r.III 1933 na r.VII 1934

Belgia . . . . .		534 939
Czechosłowacja . . . . .	472 187	621 124
Dania . . . . .	497 235	534 782
Finlandja . . . . .	119 930	122 719
Francja . . . . .		I 587 247
Gdańsk W. M. . . . .		22 680
Hiszpanja . . . . .		208 768
Holandja . . . . .	560 151	540 567
Irlandja . . . . .	31 094	52 453
Italia . . . . .	305 120	395 000
Litwa . . . . .	13 504	19 342
Łotwa . . . . .	44 811	55 239
Norwegja (I.VIII 34) . . . . .	124 402	144 650
Polska . . . . .	296 255	301 418
Portugalja . . . . .		23 260
Szwajcaria (I.VIII 34) . . . . .	231 400	326 232
Szwecja . . . . .	608 624	707 565
Węgry . . . . .	321 976	334 478
Wielka Brytania (I.VIII 34) . . . . .	5 262 953	6 395 561
Japonja (I.VI.34) . . . . .		I 760 345
Kanada . . . . .		432 477
Marokko . . . . .		20 079
Nowa Zelandja (I.IV 34) . . . . .		119 762

W liczbie radioabonentów szwajcarskich zawarte jest 30 066 abonentów, którzy nie mają właściwych odbiorników, lecz otrzymują transmisję audycji radiowych po drutowych obwodach telefonicznych. Również i w Gdańsku są tacy abonenci w liczbie 3 638. [J. T. 8. 1934].

## MAŁE CENTRALE AUTOMATYCZNE W NIEMCZECH.

Niemiecki zarząd pocztowy opracował nowy typ małych central automatycznych publicznych o pojemności do 300 numerów; nowy typ otrzymał nazwę skróconą „VStW 34”. Jako przekaźniki linjowe zastosowano zamiast przekaźników stopniowych przekaźniki podwójne, posiadające wspólne jarzmo, lecz dwa osobne rdzenie i kotwiczkę; wymiary przekaźników podwójnych są niewielkie, a więc nie powodują one nadmiernego powiększenia miejsca potrzebnego na urządzeniu centrali. W porównaniu z przekaźnikami stopniowymi przekaźniki podwójne mogą być zaopatrzone w większą liczbę zespołów sprężyn, co upraszcza rozwiązania schematowe.

Abonenci uzyskują dostęp do obwodów sznurowych centrali przy pomocy szukaczy linjowych, wykonanych jako wybieraki obrotowe o pojemności 2 × 25 abonentów. W warunkach normalnych pracuje rozdzielnik zgłoszeń, który wyznacza szukacz, mający obsłużyć abonenta, zgłaszającego się do centrali; gdy jednak rozdzielnik się uszkodzi, następuje samoczynne przełączenie na układ przekaźników szeregowych wraz z równoczesnym alarmem. Powrót do rozdzielnika zgłoszeń wykonywa się ręcznie przez przerzucenie odpowiedniego przełącznika.

Jako wybierak grupowy zastosowany jest wybierak obrotowy o pojemności pola stykowego 2 × 17. W montażu wybieraków linjowych nowością stanowi włączenie przenośnika (w systemie D. R. P. w obwodzie sznurowym znajduje się przenośnik) do zespołu przekaźników wybieraka; zespół ten jest wymienny.

Zamiast dotychczasowych szafek badaniowych wprowadzono uproszczone urządzenie badaniowe, składające się z omiarmy, lampki wywoławczej, przycisków i przełączników pomiarowych i manipulacyjnych, ze sznura z wtyczką i zwykłego aparatu telefonicznego, postawionego na pulpicie, umocowanym z boku stojaków.

W centralkach o pojemności do 200 numerów stosuje się baterje o pojemności pola stykowego 60 amperogodzin; w razie rozszerzenia centrali powyżej 200 numerów baterje pozostawia się początkowo bez zmiany, a dopiero po ich zużyciu wymienia się je na nowe o większej pojemności.

Centralkę składa się ze stojaków o pojemności 30 lub 50 abonentów; na 50 abonentów przypada 5 wybieraków linjowych. Wysokość stojaków wynosi 2000 mm, szerokość — 506 mm. Stojaki ustawia się w jednym rzędzie, o ile tylko pozwalają na to warunki lokalowe; stojaki pomocnicze, zawierające maszyny

dzwonne, przetwornice do ładowania, urządzenia alarmowe i sygnalizacyjne, translacje, mostki zasilające dla centralek abonentowych, przełącznicę główną it. d. stawia się obok stojaków głównych, również w jednym rzędzie.

Centralka o pojemności do 30 numerów składa się ze stojaka głównego, o wymiarach 2000 × 756 mm i ze stojaka baterijnego o wymiarach 1660 × 400 × 1295 mm. Jeśli stojaki te umieszczone są przy samej ścianie, stojak główny wykonywa się jako obracający się dookoła jednej z krawędzi, aby umożliwić dostęp do końcówek lutowniczych. Stojak baterijny stawia się w tem samym pomieszczeniu co i główny. [S. B. B. 8, 1934].

## KONCERN ERICSSONA W MEKSYKU.

Od r. 1926 koncern Ericssona posiada koncesję telefoniczną w Meksyku, obejmującą zarówno sieci miejskie jak i międzymiastowe. W chwili obecnej 85% telefonów automatycznych i 15% ręcznych znajduje się w posiadaniu t. zw. „Empresa de Telefonos L. M. Ericsson”. W zakresie telefonji międzymiastowej na szczególne pokreślenie zasługuje szerokie stosowanie urządzeń telefonji nośnej, oczywiście systemu Ericssona. Jeśli chodzi o połączenia międzynarodowe Meksyku koncern pracuje w porozumieniu z American Telephone and Telegraph Co.

Kapitał akcyjny „Empresa de Telefonos L. M. Ericsson” wynosi 21,6 milionów koron szwedyckich; dywidenda w r. 1930 wynosiła 8%; bilans roku 1932 zamknięto po raz pierwszy stratą w wysokości przeszło pół miliona koron; w r. 1933 strata zmniejsza się do 300 000 koron.

Liczba abonentów wzrosła w przeciągu r. 1933 o 8% i wynosi obecnie 54 650, z czego 32 600 w mieście Mexico.

Spadek waluty meksykańskiej w porównaniu ze szwecją spowodował pewne straty, wobec czego koncern prowadzi z rządem meksykańskim pertraktacje o zgodę na podniesienie taryf telefonicznych; jak dotąd pertraktacje te nie doprowadziły do celu.

W związku ze znaną sprawą Kreugera i zastawu akcji Ericssona w amerykańskim koncernie Standarda, ten ostatni przy przeprowadzeniu układów z Ericssonem zastrzegł dla siebie pewne wpływy w koncesji meksykańskiej. [T.F.T. 8, 1934]

## PROJEKTY UPAŃSTWOWIENIA TELEFONÓW W KONSTANTYNOPOLU.

Sieć telefoniczna w Konstantynopolu znajduje się w rękach towarzystwa prywatnego, kontrolowanego od r. 1931 przez koncern International Telephone and Telegraph Co. (Standard). Rząd turecki prowadzi obecnie pertraktacje z tym koncernem w sprawie przejścia sieci przez zarząd pocztowy. Koncesja udzielona została w r. 1911, a termin jej upływa dopiero w r. 1941. Rząd turecki obawia się, by wskutek projektowanej automatyzacji Konstantynopola wartość książkowa sieci nie była zbyt wysoka w chwili nadejścia terminu wykupu, i usiłuje już obecnie przeprowadzić wykup lub też conajmniej stworzyć korzystniejsze dla siebie warunki na czas dalszego trwania koncesji. Największą trudność pertraktacji polega według informacji prasy na tem, że rząd pragnie zapłacić cenę wykupu w walucie tureckiej. [T.F.T. 8, 1934]

## IKONOSKOP.

Wynaleziony przez amerykańskiego profesora Zworykina, ikonoskop stanowi rodzaj lampy katodowej, stosowanej do nadawania obrazów telewizyjnych. Najwyższą jego zaletą jest niezwykle subtelny podział obrazu na punkty świetlne; pasek o szerokości 1 mm dzielony jest przezeń na 10 linii. Posiada on poza tem zdolność podobnego funkcjonowania, jak oko ludzkie, gdyż „przeogląda” obraz w sposób ciągły i posiada do pewnego stopnia właściwości przechowywania obrazu, który zanika dopiero po jakimś (oczywiście bardzo krótkim) czasie.

Oparty jest całkowicie na zasadach elektrycznych i nie posiada bezwładności, gdyż niema w nim żadnych części ruchomych. Główną część stanowi mozaika fotoelektryczna, na którą rzucany jest obraz; wymiary mozaiki są 10 × 12,5 cm. Na powierzchni jej znajdują się 3 miliony maleńkich komórek fotoelektrycznych, w kształcie kulek, zawierających cezum. Te komórki ułożone są na izolacyjnej warstwie miki, której odwrotna strona przez powłoczenie warstwą metalu uczyniona jest przewodnikiem. W ten sposób każda komórka współ z metalową warstwą stanowi kondensator, którego dielektrykiem jest mika. Pojemność tych kondensatorów wynosi setki mikromikrofaradów na cm<sup>2</sup>, zaś czułość komórek jest taka sama jak najnowszych komórek z tlenkiem cezjum.

Jeśli na taką mozaikę rzucić — przy pomocy układu optycznego — obraz, z poszczególnych komóreczek płyną prądy, których natężenie zależy od stopnia naświetlenia danego miejsca obrazu. Prądy te ładują kondensatorki, przy czym ładunek jest większy tam, gdzie prąd jest większy. Obraz zostaje więc zamieniony na pewien układ ładunków elektrostatycznych.

W tem samym szkłe, co i mozaika, znajduje się również system elektrod, rzucających na mozaikę ciekłą wiązkę elektronów; wiązka ta przy pomocy cewek odchyłających przesuwa się po mozaice w kierunkach prostopadłych. Gdy elektrony padają na mozaikę, następuje zneutralizowanie ładunku odpowiednich kondensatorków. Prądy wyładowania są po odpowiednim wzmocnieniu przesłane do odbiornika, gdzie modulują wiązkę promieni katodowych, poruszającą się po ekranie, w dokładnym synchronizmie z nadajnikiem; na ekranie powstaje obraz zgodny z pierwotnym.

Ikonoskop rozwiązuje jedno z najważniejszych i najtrudniejszych zagadnień telewizji; każdy punkt dostarcza dostateczną ilość światła, prąd fotoelektryczny może być dostatecznie wzmocniony. Prof. Zworykin twierdzi, że obraz, aby robił na widzach właściwe wrażenie musi być rozkładany na 70 000 punktów świetlnych; jeśli na sekundę ma być przesłane 20 obrazów, to czas, przypadający na przesłanie jednego punktu wynosi zaledwie 1/1 400 000 sek. Natężenie prądu, dostarczanego przez komórkę fotoelektryczną, zależy od iloczynu czasu przez natężenie światła, przeto przez odpowiednie wzmocnienie światła można skompensować krótki okres trwania; jednak w aparatach, opartych na mechanicznym rozkładzie obrazu na punkty świetlne, dotąd nie udało się tego osiągnąć. Ikonoskop widzi równocześnie całą scenę, jest przeto teoretycznie — według prof. Zworykina — tyle razy wydajniejszy od innych aparatów, ile punktów zawiera się w obrazie; już obecnie, choć nie osiągnięto takiej kolosalnej różnicy wydajności, ikonoskop jest jakoby tysiące razy lepszy niż aparaty z wirującą tarczą z otworkami.

Ekran nadawczy ma wymiary stosunkowo niewielkie, (10 × 12,5 cm), jednak ekran odbiorczy może być znacznie większy; zresztą z jednego ekranu obraz może być zawsze przetrzucony na inny ekran w dowolnym powiększeniu, o ile tylko jest dostatecznie wyraźny.

Prof. Zworykin jest współpracownikiem towarzystwa RCA-Victor Co., należącego do koncernu Radio Corporation of America. [Tel. Pr. 7, 1934]

### SPRAWOZDANIE INTERNATIONAL TELEPHONE AND TELEGRAPH CORPORATION (ITT) ZA ROK 1933.

Po 3-ach latach zlej konjunktury rok 1933 był pierwszym rokiem wyraźnej poprawy. Podczas gdy w 1932 koncern I. T. T. (Standard) poniósł poważne straty finansowe (3 934 960 dolarów), rok sprawozdawczy zamknięto czystym zyskiem w wysokości 694 126 dolarów. Wpływy brutto, które w r. 1932 wyniosły 67 526 839 dolarów, w r. 1933 wzrosły o 9,5% do sumy 73 959 948 dolarów. Wzrost wpływów tłumaczy się w znacznej części spadkiem dolara, wskutek czego wpływy w walutach zagranicznych zostały wyżej przerechowane; niezależnie jednak od tego dało się odczuć znaczne ożywienie we wszystkich dziedzinach, objętych działalnością koncernu, z wyjątkiem fabrykacyjnej. Najwyraźniej zaznaczyło się ożywienie w dziale telefonicznym, który wogóle najdłżej poddał się destrukcyjnym wpływom kryzysu gospodarczego.

Wkłady kapitałowe koncernu w poszczególnych towarzystwach wynoszą:

Compania Telefonica Nacional de Espana (hiszpańskie towarzystwo, eksploatujące sieć telefoniczną) . . . . .	59 846 809 dol.
L. M. Ericsson Telephone Company Ltd. . . . .	7 358 330 dol.
Nippon Electric Company Ltd. (Japonja) . . . . .	2 979 339 dol.
Commercial Pacific Cable Company . . . . .	1 958 074 dol.
Mexican Telegraph Company . . . . .	1 074 200 dol.
Cuban American Telephone and Telegraph Company . . . . .	1 011 000 dol.
Sumitomo Electric Wire and Cable Works Ltd. (Japonja) . . . . .	792 730 dol.
Inne . . . . .	2 663 727 dol.
<b>Razem . . . . .</b>	<b>77 684 209 dol.</b>

Investycje kapitałowe I. T. T. rozdzielają się na poszczególne dziedziny działalności koncernu, jak następuje:

towarzystwa telefoniczne (wraz z radiotelefonją) . . . . .	59,84%
towarzystwa telegraficzne, kablowe i radiotelegraficzne . . . . .	20,30%
fabryki . . . . .	18,65%
inne . . . . .	1,21%

Interesujący jest podział procentowy inwestycji I. T. T. pomiędzy różne kraje:

Argentyna . . . . .	25,77%	Szwecja . . . . .	1,82%
Stany Zjednoczone . . . . .	21,27%	Węgry . . . . .	1,40%
Hiszpanja . . . . .	15,49%	Brazylja . . . . .	1,30%
Meksyk . . . . .	5,05%	Belgia . . . . .	1,20%
Chile . . . . .	4,92%	Japonja . . . . .	1,10%
Anglja . . . . .	4,26%	Chiny . . . . .	0,88%
Niemcy . . . . .	3,46%	Peru . . . . .	0,78%
Francja . . . . .	3,35%	Urugwaj . . . . .	0,75%
Kuba . . . . .	3,12%	Portorico . . . . .	0,70%
Rumunja . . . . .	2,10%	Inne kraje . . . . .	1,22%

I. T. T. eksploatuje sieci telefoniczne w Argentynie, Brazylji, Chile, Chinach, Kubie, Hiszpanji, Meksyku, Peru, Portorico, Rumunji i Urugwaju. Ogólna liczba aparatów telefonicznych w tych sieciach wzrosła w ciągu r. 1933 o 11664, osiągając liczbę 815 123. Czysty zysk tych towarzystw (nie licząc hiszpańskiego) wyniósł 4 706 289 dolarów czyli o 46% więcej niż w roku poprzednim.

Fabryki I. T. T. znajdujące się w Europie, Japonji, Chinach i Australji dały czysty zysk w wysokości 2 116 524 dol (876 212 dol. w r. 1932).

Towarzystwa telegraficzne, kablowe i radiotelegraficzne dały straty w wysokości 1 796 530 dol. (3 015 936 dol. strat w r. 1932).

[E. F. D. 36, 1934].

### TELEFONICZNE INSTALACJE ABONENTOWE W NIEMCZECH.

Ostra walka konkurencyjna pomiędzy prywatnymi firmami, które od r. 1900 posiadają w Niemczech prawo instalacji urządzeń abonentowych, przyłączanych do państwowej sieci telefonicznej, doprowadziła do nader niezdrowych stosunków w tej dziedzinie; odbiło się to niekorzystnie zarówno na samych firmach, wykonywujących i wydzierżawiających urządzenia abonentowe, jak i na abonentach.

Poczta niemiecka w porozumieniu z zainteresowanymi firmami przeprowadziła ostatnio akcję sanacyjną, której wyrazem są nowe przepisy o instalacjach abonentowych, wprowadzone z dniem 10 maja r. b. Ustalono nowe opłaty i warunki instalowania urządzeń abonentowych, stanowiących własność poczty bądź też samych abonentów; opłaty te obowiązują zarówno zarząd pocztowy, jak i prywatne firmy (w zakresie urządzeń szeregowych oraz automatycznych o pojemności do 10 obwodów miejskich i 100 aparatów).

Ustalono wszystkie przedewszystkiem normalne typy urządzeń szeregowych i automatycznych. W warunkach dotychczasowych nie mogło być mowy o seryjnym wykonywaniu instalacji, gdyż ze względu na konkurencyjnych podsuwano klienteli coraz to nowe, wręcz fantastyczne niekiedy „udogodnienia”. Przy opracowaniu normalnych typów uwzględniono uprawnione wymagania abonentów, biorąc jednak pod uwagę również stronę gospodarczą i techniczną ich rozwiązania. W wypadkach uzasadnionych specjalnymi warunkami ruchu dopuszczalne są odchylenia od wykonania normalnego za dodatkową opłatą; fantazje klienteli natomiast nie są brane pod uwagę.

Skasowano wszelkie dotychczas obowiązujące opłaty instalacyjne wstępne, oczywiście kosztem powiększenia opłat abonentowych. Okres obowiązkowej opłaty instalacji abonentowej skrócono do najdalszych granic, wyznaczonych przez ścisłą kalkulację. Okres ten wynosi dla małych urządzeń (urządzenia szeregowo na 1 obwód miejski i 5 aparatów) oraz centralki automatyczne na 1 obwód miejski i 10 aparatów) — 5 lat, dla większych urządzeń — 10 lat. Rozszerzenia instalacji powodują przedłużenie okresu gwarancyjnego jedynie wtedy, gdy związane są z większymi kosztami; tak np. dodanie aparatu w ramach pojemności centralki nie wywołuje bynajmniej przedłużenia okresu gwarancyjnego; o ile zachodzi taki wypadek, abonent ma prawo zapłacić jednorazowo pewną sumę, pokrywającą niezamortyzowaną wskutek krótszego czasu używania część kosztów nowych urządzeń. Dopuszczalne jest również zmniejszenie instalacji przy równoczesnym obniżeniu opłat, jeśli zabrane części np. aparaty telefoniczne mogą być zużytkowane w innej instalacji.

Układ nowej taryfy jest możliwie prosty, pamiętać jednak należy o wielkiej różnorodności urządzeń abonentowych, co z konieczności bardzo komplikuje sprawę. Przy centralkach automatycznych uwzględniono zasadnicze cechy działania i udogodnienia, co przy równoczesnym wprowadzeniu typów normalnych (nie pod względem wykonania, lecz wytycznych przy projektowaniu) stwarza podstawy do uproszczenia strony konstrukcyjnej i do seryjnej produkcji.

Ceny, płacone przez klientów, pragnących nabyć urządzenia na własność, są w pewnym stosunku do ustalonych opłat rocznych. Sprzedaż na raty możliwa jest tylko w stosunku do większych urządzeń (opłata roczna conajmniej 650 marek); okres spłaty nie może być dłuższy niż 4 lata. Zaostrzono przepisy o konserwacji urządzeń, stanowiących własność abonenta, by uniknąć szkodliwego oddziaływania wadliwych instalacji na sieć państwową. Przewidziane jest koncesjonowanie firm prywatnych, zajmujących się instalowaniem i konserwacją urządzeń abonentowych.

Nowe przepisy nie dotyczą się urządzeń abonentowych z obsługą ręczną, wielkich prywatnych central automatycznych oraz urządzeń najmniejszych. Łącznice ręczne uważa się dziś w Niemczech za całkowicie przestarzałe i nie instaluje się ich niemal wcale. Duże centrale automatyczne ze względów technicznych nie dają się jeszcze sprowadzić do jednolitych typów. Przy urządzeniach najmniejszych (aparacie główny z dodatkowym) warunki pocztowe, w szczególności roczny okres umowy, były nie do przyjęcia dla firm prywatnych. Nowe przepisy nie dotyczą również urządzeń już istniejących, gdyż ich posiadacze związani są umowami dzierżawnymi, bądź też opłacili znaczne stosunkowo sumy tytułem opłat instalacyjnych, mają więc prawo do mniejszych opłat abonamentowych. Z biegiem czasu jednak stopniowo wszystkie urządzenia abonentowe podciągane będą pod działanie nowych przepisów. [E. T. Z. 28, 1934].

### TELETECHNIKA NA WYSTAWIE „STULECIE POSTĘPU“ W CHICAGO.

W ramach wszechświatowej wystawy w Chicago, której zadaniem było pokazanie szerokim masom postępów technicznych ludzkości w ciągu ostatniego stulecia, teletechnika zajęła bardzo poważne miejsce. W gmachu telekomunikacji wystawy zorganizowały „Bell System“ (American Telephone and Telegraph Co.), Western Union Telegraph Co. i International Telephone and Telegraph Co. Największe zainteresowanie widzów wzbudziły pokazy z zakresu telefonji; wystawiono tu specjalnie opracowane urządzenia, przeznaczone nie do pracy, lecz do wyjaśnienia zasad i zjawisk, z którymi spotykamy się w telekomunikacji.

Pokaz nie miał charakteru muzealnego, lecz ożywiony był przez liczne doświadczenia, w których zwiedzający brali czynny i bezpośredni udział. Tak np. stale cisnęły się tłumy do sali, w której demonstrowano złudzenia akustyczne. Na scenie znajdował się tam manekin „Oskar“, który w uszach miał założone mikrofony; mikrofony te połączone były ze słuchawkami, rozdawanymi widzom; lewy mikrofon połączony był z lewymi muszlami słuchawek, prawy — z prawymi muszlami. Na początku pokazu rozsuwała się kurtyna i na chwilę tylko pokazywano manekin widzom, potem kurtyna znów zasłusowała się. Demonstrator udzielał przedewszystkiem fachowych wyjaśnień, których widzowie wysłuchiwali za pośrednictwem „uszu mikrofonowych Oskara“; potem pochylał się do lewego ucha Oskara i szeptał „Przepraszam czy to Pan upuścił?“ i zaraz potem do prawego ucha: „Może Pan będzie łaskaw posunąć się“. Słyszac te słowa tylko przez jedną muszlę słuchawek, widzowie mieli złudzenie, że to mówi sąsiad i ku wielkiemu zadowoleniu galerji jak na komendę wstawali lub schylali się. Proste to doświadczenie, oparte na plastyczności słyszenia, wskazuje, jak umiano na wystawie popularyzować i czynić żywym zasady fizyczne.

Dla zapoznania publiczności z telefonją dalekosiężną udzielano bezpłatnych rozmów międzymiastowych; ilość osób zgłaszających się z prośbą o te rozmowy, była tak wielka, że zadośćuczynienie wszystkim prośbom było poważnym zagadnieniem eksploatacyjnym. Na mapie Stanów Zjednoczonych wskazane były 55 miast, z którymi można było odbywać rozmowy bezpłatne. Publiczność czekała na rozmowy w kolejkach po 50 — 60 osób. Rozmowy prowadzono z zamkniętej kabiny, przysłuchiwało się jednak zawsze po kilkadziesiąt osób, które ze słuchawkami na uszach mogły stwierdzić jakoś porozumienia; przed rozpoczęciem rozmowy powiadamiano o tym „podśluchu“ obydwóch rozmawiających. Liczba bezpłatnych rozmów międzymiastowych wyniosła w ciągu 5 1/2 miesięcy trwania wystawy około 25 000; przysłuchiwało się im około miliona osób. Podczas rozmowy wyświetlano na mapie całą trasę, po której rozmowa przebiegała.

Pokaz telefonji automatycznej polegał na uruchomieniu specjalnej centrali systemu przyjętego w dużych miastach w Ameryce (Panel); przy pomocy specjalnej sygnalizacji lampkowej demonstrowano pracę poszczególnych organów centrali podczas połączenia. Zastosowanie rejestrów pozwoliło tak zwolnić proces łączenia, by widzowie mogli śledzić poszczególne etapy.

Z zakresu radjotelefonji wielkie zainteresowanie budziły de-

monstracje szyfrowania rozmów telefonicznych przy pomocy zmiany częstotliwości i przestawiania grup częstotliwości pomiędzy budowy mowy ludzkiej i sposoby „przewracania jej do góry nogami“; również i w tych doświadczeniach brała udział publiczność; słowa, mówiące do mikrofonu, słyszane były przez głośnik naprzemian normalnie i w zasyfrowanej formie.

Obserwując prace łącznic ręcznych, miejskich i międzymiastowych, zwiedzający zapoznali się z organizacją centrali telefonicznej, ze sposobami notowania zgłoszeń i czasu trwania rozmowy, sposobem wykonywania połączenia i mogli przekonać się, jak niekiedy ciężka i nerwowa jest praca telefonistek narażonych w dodatku na zatargi z publicznością.

W dziale telegraficznym wystawiono dalekopisy i urządzenie telegrafji wielokrotnej na falach nośnych o częstotliwościach akustycznych.

Zamiana fal głosowych na elektryczne, wyjaśniona przy pomocy oscylografu, budziła wielkie zainteresowanie, szczególnie wśród publiczności bardziej uświadomionej w sprawach technicznych.

W okresie trwania wystawy hale telekomunikacji zwiedziło ogółem 6 350 000 osób; personel, obsługujący wystawione urządzenia i udzielający wyjaśnień, składał się z 25 osób, które przeszły specjalne wykszolenie. [B. T. Q. P. 1, 1934].

### POSTĘPY TELEWIZJI W STANACH ZJEDNOCZONYCH AM. POŁN.

Telewizja w Stanach Zjednoczonych poczyniła znaczne postępy, wydaje się jednak wątpliwe, by już w przyszłym roku mogły rozpocząć się regularne nadawania telewizyjne na wzór radjofonicznych. Głównymi przeszkodami: są niedostateczna dotąd wyrazistość obrazów, wysoki koszt odbiorników, ograniczony zasięg przy nadawaniu na falach ultrakrótkich, wysoki koszt instalacji stacji nadawczych i trudność pokrycia wydatków inwestycyjnych i eksploatacyjnych. Niezbędnymi warunkami do rozwoju telewizji są: ulepszenia lamp katodowych, zwiększenie naświetlenia, umożliwienie projekcji obrazów powiększonych, budowa nowych obwodów, nadających się do transmisji częstotliwości w zakresie do 2 000 000 okr./sek, umożliwienie nadawania scen przy oświetleniu naturalnem, ostateczne wypracowanie odbiorników dla fal ultrakrótkich.

Prace poszczególnych laboratoriów są osłonięte mgłą tajemnicy, jednak powszechnie przypuszcza się, że poza murami laboratoriów wre gorączkowa praca, niejednokrotnie uwieńczona jeśli nie całkowitem, to przynajmniej częściowem powodzeniem. Poza laboratorjami fabrycznymi również i National Broadcasting Co. pracuje nad telewizją.

W Los Angeles (Kalifornia) 2 stacje towarzystwa Don Lee nadają obecnie filmy kinematograficzne równoległe z audycjami radjofonicznymi; jedna z tych stacji pracuje na fali 107 m (2800 kilocykli); obsługiwać ma ona całą Kalifornję, gdyż odbierana jest w promieniu 560 km bez wyraźniejszego występowania zjawiska przygasania (fading). Druga stacja pracuje na fali 6,75 metrów.

Zjednoczone laboratorja telewizyjne w San Francisco i Filadelfji, dysponujące łącznie około 100 patentami, rozpoczną w najbliższym czasie nadawanie obrazków 300-linjowych (90 000 punktów) z szybkością kinową 24 obrazków na sekundę; długość obranej fali wynosi 5 metrów.

Doświadczenia, przeprowadzone w Bostonie podczas pracy na fali 5,35 m (56 000 kc), wykazały, że przy pogodzie dżdżystej lub przy mgle, natężenie sygnałów odbieranych wybitnie rośnie wraz z mocą stacji nadawczej, że natomiast przy pięknej pogodzie związek pomiędzy natężeniem odbioru a mocą nadawania jest o wiele mniej wyraźny.

Ogółem 28 stacji radjofonicznych w Stanach Zjednoczonych bierze udział w próbnym nadawaniu telewizyjnym. Wykorzystuje się następujące zakresy częstotliwości: 1 600 000 — 1 700 000 kc (17,6 — 18,7 cm), 2 000 000 — 2 300 000 kc (13 — 15 cm), 2 750 000 — 2 850 000 kc (10,5 — 10,9 cm), 43 000 — 46 000 kc, (6,5 — 7 m), 60 000 — 80 000 kc (3,75 — 5 m). Jak widać zwrócono uwagę na fale centymetrowe, na których znacznie łatwiej jest zdobyć „miejsce“ potrzebne dla nadawania telewizyjnego, wymagających bardzo szerokiego widma modulacyjnego.

Komitet, utworzony przez instytucje zainteresowane w rozwoju telewizji, zażądał od Komitetu Radjo-Elektrycznego zarezerwowania dla telewizji zakresu częstotliwości od 40 000 do 110 000 kc (2,7 do 7,5 m). [T. F. T. 4, 1934].