

C  
Nr. 20293.  
Politechnika Warszawska

INŻYNIER-ELEKTRYK ROMAN TRECHCIŃSKI  
PROFESOR POLITECHNIKI WARSZAWSKIEJ

BIBLIOTEKA POLITECHNIKI  
WARSZAWSKIEJ  
Nr. Inwent. 357

# FALE USTALONE W OBWODACH ELEKTRYCZNYCH

WEDŁUG WYKŁADÓW DLA ODDZIAŁU PRĄDÓW SŁABYCH WYDZIAŁU  
ELEKTRYCZNEGO POLITECHNIKI WARSZAWSKIEJ

WYDANO Z ZASIŁKIEM  
POLSKIEJ AKC. SPÓŁKI  
TELEFONICZNEJ

WARSZAWA 1935

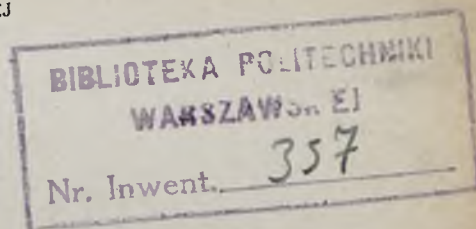
NAKŁADEM KOŁA ELEKTRYKÓW STUD. POLITECHNIKI WARSZAWSKIEJ  
SKŁAD GŁÓWNY W KOMISJI WYDAWNICZEJ TOW. BRATNIEJ POMOCY  
STUDENTÓW POLITECHNIKI WARSZAWSKIEJ, WARSZAWA, UL. POLNA 3

BIBLIOTEKA POLITECHNIKI  
WARSZAWA. E1  
Nr. Inwent. 357

FALE USTALONE  
W OBWODACH ELEKTRYCZNYCH



INŻYNIER-ELEKTRYK **ROMAN TRECHCIŃSKI**  
PROFESOR POLITECHNIKI WARSZAWSKIEJ



# FALE USTALONE W OBWODACH ELEKTRYCZNYCH

WEDŁUG WYKŁADÓW DLA ODDZIAŁU PRĄDÓW SŁABYCH WYDZIAŁU  
ELEKTRYCZNEGO POLITECHNIKI WARSZAWSKIEJ

WYDANO Z ZASIŁKIEM  
POLSKIEJ AKC. SPÓŁKI  
TELEFONICZNEJ

WARSZAWA 1935

NAKŁADEM KOŁA ELEKTRYKÓW STUD. POLITECHNIKI WARSZAWSKIEJ  
SKŁAD GŁÓWNY W KOMISJI WYDAWNICZEJ TOW. BRATNIEJ POMOCY  
STUDENTÓW POLITECHNIKI WARSZAWSKIEJ, WARSZAWA, UL. POLNA 3

cz. 3753



~~G. 293~~

C. 20295

Rozważany obiekt będzie się składał z:

- 1) aparatu nadawczego,
- 2) linii,
- 3) aparatu odbiorczego.

Założono, że elektryczne własności linii są równomiernie rozłożone i niezmiennie, to jest nie zależą ani od miejsca na linii ani od wartości procesów elektromagnetycznych, zachodzących na linii. Założenia te niezawsze są zgodne ze stanem faktycznym i dlatego w pewnych wypadkach będą wprowadzone odpowiednie poprawki.

Oznaczenia:

- $C$  — pojemność linii w F (faradach) na km,  
 $G$  — upływność linii w S (siemensach) na km,  
 $L$  — indukcyjność linii w H (henrach) na km,  
 $R$  — oporność linii w  $\Omega$  (omach) na km,  
 $l$  — długość linii w km.

W pewnym punkcie linii, odległym o  $x$  km od początku (aparatu nadawczego) wartość napięcia w pewnej chwili będzie  $v$  woltów, a wartość prądu  $i$  amperów. Dla dowolnego stanu egzystującej zależności:

$$dv + i R dx + L \frac{di}{dt} dx = 0, \quad \dots 1$$

$$di + v G dx + C \frac{dv}{dt} dx = 0. \quad \dots 2$$

Zakładając, że napięcia i prądy mają przebieg sinusoidalny, zastępując wartości chwilowe napięć i prądów przez wartości maksymalne i traktując je jako wartości wektorowe, otrzymuje się:

$$\frac{d \hat{V}_{m;x}}{dx} + \hat{I}_{m;x} \cdot R + \hat{I}_{m;x} \cdot j \omega L = 0, \quad \dots 3$$

$$\frac{d \hat{I}_{m;x}}{dx} + \hat{V}_{m;x} \cdot G + \hat{V}_{m;x} \cdot j \omega C = 0, \quad \dots 4$$

gdzie:  $\omega = 2\pi f$ ,

$f$  — częstotliwość w  $\sim s^{-1}$ ,

$j = \sqrt{-1}$ .

Ogólna całka równań 3 i 4 będzie:

$$\hat{V}_{m;x} = K_1 e^{+px} + K_2 e^{-px}, \quad \dots 5$$

$$\hat{I}_{m;x} = \frac{-K_1 e^{+px} + K_2 e^{-px}}{\sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}}}, \quad \dots 6$$

gdzie:  $p = \sqrt{(R+j\omega L)(G+j\omega C)}, \quad \dots 7$

$$e = 2,71828 \dots$$

Stałe  $K_1$  i  $K_2$  mogą być określone na podstawie dodatkowych danych. Naprzykład, jeżeli wiadome są na podstawie pomiarów wartości napięcia  $V_{m;0}$  i prądu  $I_{m;0}$  na początku linii, to dla  $x=0$  równania 5 i 6 dadzą:

$$\hat{V}_{m;0} = K_1 + K_2, \quad \dots 8$$

$$\hat{I}_{m;0} = \frac{-K_1 + K_2}{\sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}}}. \quad \dots 9$$

Wyznaczając z równań 8 i 9 wartości  $K_1$  i  $K_2$ , oznaczając przez:

$$\hat{Z} = \sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}} \quad \dots 10$$

i podstawiając w równania 5 i 6, otrzymuje się:

$$\hat{V}_{m;x} = \hat{V}_{m;0} \frac{e^{px} + e^{-px}}{2} - \hat{I}_{m;0} \cdot \hat{Z} \cdot \frac{e^{px} - e^{-px}}{2}, \quad \dots 11$$

$$\hat{I}_{m;x} = \hat{I}_{m;0} \frac{e^{px} + e^{-px}}{2} - \hat{V}_{m;0} \cdot \frac{1}{\hat{Z}} \cdot \frac{e^{px} - e^{-px}}{2}. \quad \dots 12$$

Ponieważ:

$$\sin h px = -j \sin(jpx) = \frac{e^{px} - e^{-px}}{2}, \quad \dots 13$$

$$\cos h px = \cos(jpx) = \frac{e^{px} + e^{-px}}{2}, \quad \dots 14$$

więc równania 11 i 12 mogą być napisane:

$$\hat{V}_{m;x} = \hat{V}_{m;0} \cosh px - \hat{I}_{m;0} \cdot \hat{Z} \sinh px, \quad \dots 15$$

$$\hat{I}_{m;x} = \hat{I}_{m;0} \cosh px - \hat{V}_{m;0} \cdot \frac{1}{\hat{Z}} \cdot \sinh px. \quad \dots 16$$

Oznaczając:

$$\hat{Z}_0 = \frac{\hat{V}_{m;0}}{\hat{I}_{m;0}}, \quad \dots 17$$

można równania 11 i 12 napisać tak:

$$\hat{V}_{m;x} = \frac{\hat{I}_{m;0}}{2} \left\{ (\hat{Z}_0 + \hat{Z}) e^{-px} + (\hat{Z}_0 - \hat{Z}) e^{px} \right\} \quad \dots 18$$

$$\hat{I}_{m;x} = \frac{\hat{I}_{m;0}}{2\hat{Z}} \left\{ (\hat{Z}_0 + \hat{Z}) e^{-px} - (\hat{Z}_0 - \hat{Z}) e^{px} \right\} \quad \dots 19$$

$$\hat{Z}_x = \frac{\hat{V}_{m;x}}{\hat{I}_{m;x}} = \hat{Z} \frac{(\hat{Z}_0 + \hat{Z}) e^{-px} + (\hat{Z}_0 - \hat{Z}) e^{px}}{(\hat{Z}_0 + \hat{Z}) e^{-px} - (\hat{Z}_0 - \hat{Z}) e^{px}} \quad \dots 20$$

Stałe  $K_1$  i  $K_2$  mogą być również określone, jeżeli wartość napięcia na końcu linii  $\hat{V}_{m;l}$  i wartość prądu tamże  $\hat{I}_{m;l}$  są wiadome; tem samym wiadoma będzie pozorna oporność aparatu odbiorczego:

$$\hat{Z}_z = \hat{Z}_l = \frac{\hat{V}_{m;l}}{\hat{I}_{m;l}};$$

wzory 5 i 6 mogą być napisane:

$$\hat{V}_{m;x} = \frac{\hat{I}_{m;l}}{2} \left\{ (\hat{Z}_z + \hat{Z}) e^{p(l-x)} + (\hat{Z}_z - \hat{Z}) e^{-p(l-x)} \right\} \quad \dots 21$$

$$\hat{I}_{m;x} = \frac{\hat{I}_{m;l}}{2\hat{Z}} \left\{ (\hat{Z}_z + \hat{Z}) e^{p(l-x)} - (\hat{Z}_z - \hat{Z}) e^{-p(l-x)} \right\} \quad \dots 22$$

$$\hat{Z}_x = \frac{\hat{V}_{m;x}}{\hat{I}_{m;x}} = \hat{Z} \frac{(\hat{Z}_z + \hat{Z}) e^{p(l-x)} + (\hat{Z}_z - \hat{Z}) e^{-p(l-x)}}{(\hat{Z}_z + \hat{Z}) e^{p(l-x)} - (\hat{Z}_z - \hat{Z}) e^{-p(l-x)}} \quad \dots 23$$

Przyrównując:

$$p = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = j\alpha + \beta, \quad \dots 24$$

otrzymuje się:



$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{2} \left\{ \sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)} - GR + \omega^2 LC \right\}} \dots 25$$

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{2} \left\{ \sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)} + GR - \omega^2 LC \right\}} \dots 26$$

$$e^{\beta x} = e^{j \alpha x + \beta x} = e^{\beta x} (\cos \alpha x + j \sin \alpha x) \dots 27$$

$$e^{-\beta x} = e^{-j \alpha x - \beta x} = e^{-\beta x} (\cos \alpha x - j \sin \alpha x) \dots 28$$

Wprowadzając teraz, odpowiednie przekształcenia do wzorów 18 i 19, otrzymuje się:

$$\begin{aligned} \hat{V}_{m,x} = \frac{\hat{I}_{m,0}}{2} \{ (\hat{Z}_0 + \hat{Z}) e^{-\beta x} (\cos \alpha x - j \sin \alpha x) + \\ + (\hat{Z}_0 - \hat{Z}) e^{\beta x} (\cos \alpha x + j \sin \alpha x) \}, \dots 29 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \hat{I}_{m,x} = \frac{\hat{I}_{m,0}}{2 \hat{Z}} \{ (\hat{Z}_0 + \hat{Z}) e^{-\beta x} (\cos \alpha x - j \sin \alpha x) - \\ - (\hat{Z}_0 - \hat{Z}) e^{\beta x} (\cos \alpha x + j \sin \alpha x) \}. \dots 30 \end{aligned}$$

$e^{-\beta x}$  — jest to współczynnik liczbowy o największej wartości, równej 1 dla  $x=0$  i malejący ze wzrostem  $x$ , czyli z oddalaniem się od początku linii (aparatu nadawczego).

$e^{\beta x}$  — jest to współczynnik liczbowy o najmniejszej wartości, równej 1 dla  $x=0$  i wzrastający ze wzrostem  $x$ .

Wartość  $\beta x$  nazywa się wartością tłumienia linii o długości  $x$  km;  $\beta$  — współczynnikiem tłumienia linii.

$\cos \alpha x - j \sin \alpha x$  — jest to operator o stałej liczbowej wartości, równej 1, wirujący dla wzrastających wartości  $\alpha x$  w kierunku ruchu wskazówek zegara; dla wartości  $\alpha x$ , różniących się od siebie o  $\pm 2\pi$ , operator będzie miał ten sam kierunek; przy wzroście  $\alpha x$  o jedną wartość  $2\pi$  robi on jeden całkowity obrót ( $360^\circ$ ).

$\cos \alpha x + j \sin \alpha x$  — jest to operator o stałej liczbowej wartości, równej 1, wirujący dla wzrastających wartości  $\alpha x$  w kierunku odwrotnym do ruchu wskazówek zegara.

W myśl równania 29, napięcie w dowolnym punkcie linii, w odległości  $x$  km od początku, może być przedstawione jako suma dwóch wektorów, z których pierwszy:

$$\frac{\hat{I}_{m,0}}{2} \cdot (\hat{Z}_0 + \hat{Z}) e^{-\beta x} (\cos \alpha x - j \sin \alpha x)$$

wiruje w czasie w kierunku przeciwnym do ruchu wskazówek zegara, a drugi:

$$\frac{\hat{I}_{m,0}}{2} (\hat{Z}_0 - \hat{Z}) e^{\beta x} (\cos \alpha x + j \sin \alpha x)$$

wiruje w czasie w kierunku ruchu wskazówek zegara.

Jak widać, dany wektor wiruje w odwrotnych kierunkach w czasie i w przestrzeni (wzdłuż linii); jeżeli w pewnym miejscu i o pewnym czasie pierwszy wektor miał pewien określony kierunek, to po pewnym czasie w danym miejscu obróci się o pewien kąt przeciw wskazówkom zegara; dla innego miejsca, oddalonego od pierwszego w kierunku od początku ku końcowi linii, wektor będzie przesunięty o pewien kąt względem wektora w pierwszym punkcie w kierunku wskazówek zegara, ale w czasie będzie wirował przeciw wskazówkom zegara. Stąd wnioskować można, że jeżeli w danej chwili wektor będzie posiadał pewien określony kierunek, to po pewnym czasie wektor o takim samym kierunku może być znaleziony w innym punkcie linii w kierunku jej końca (przy dostatecznej długości linii). Zjawisko to można interpretować tak, że wektor o danym kierunku przesunął się w określonym czasie do innego miejsca, będącego w określonej odległości od pierwszego; z takiego przedstawienia istoty zjawiska wypływa pojęcie szybkości przesuwania się wektora określonego kierunku wzdłuż linii.

Dla procesu sinusoidalnego o częstotliwości  $f \sim s^{-1}$  wektor napięcia w danym miejscu obróci się w przeciągu  $\frac{1}{f}$  sek o  $360^\circ$ ; w tym samym czasie przesunie się on wzdłuż linii na odległość  $\lambda$ , zachowując początkowy kierunek; tak więc i w czasie i w przestrzeni został dokonany pełny obrót, stąd:  $\alpha \lambda = 2\pi$ ,

$$\lambda = \frac{2\pi}{\alpha} \text{ km} \quad \dots 31$$

$\lambda$  — nazywa się długością fali.

$\alpha$  — współczynnikiem długości fali.

Szybkość fali będzie:

$$u = \lambda f = \frac{2\pi f}{\alpha} \text{ km s}^{-1} \quad \dots 32$$

Wektor drugi, zarówno co do swego kierunku, jak i wartości, zachowuje się tak, jakby fikcyjny aparat nadawczy znajdował się na

końcu linii i wirował w czasie według ruchu wskazówek zegara. Fala napięć od tego fikcyjnego źródła, zwana inaczej falą odbitą, biegnie wzdłuż linii od końca ku początkowi, sumując się według prawa superpozycji z falą pierwszą, nazywaną falą bieżącą.

Analogicznie należy rozumieć równanie 30, przedstawiające fale prądów.

Równania 21 i 22 mogą być napisane w zależności od  $\alpha$  i  $\beta$  następująco:

$$\hat{V}_{m;x} = \frac{\hat{I}_{m;l}}{2} \{ (\hat{Z}_z + \hat{Z}) e^{\beta(l-x)} [\cos \alpha(l-x) + j \sin \alpha(l-x)] + (\hat{Z}_z - \hat{Z}) e^{-\beta(l-x)} [\cos \alpha(l-x) - j \sin \alpha(l-x)] \} \dots 33$$

$$\hat{I}_{m;x} = \frac{\hat{I}_{m;l}}{2 \hat{Z}} \{ (\hat{Z}_z + \hat{Z}) e^{\beta(l-x)} [\cos \alpha(l-x) + j \sin \alpha(l-x)] - (\hat{Z}_z - \hat{Z}) e^{-\beta(l-x)} [\cos \alpha(l-x) - j \sin \alpha(l-x)] \} \dots 34$$

Równania 29, 30, 33 i 34 wskazują, że fal odbitych nie będzie, jeżeli;

$$\hat{Z}_z = \hat{Z},$$

wtedy na podstawie równania 23 i  $\hat{Z}_0 = \hat{Z}$ .

$$\hat{\rho}_z = \frac{\hat{Z}_z - \hat{Z}}{\hat{Z}_z + \hat{Z}} \dots 35$$

$\hat{\rho}_z$  nazywa się współczynnikiem odbicia na końcu linii.

Analogicznie współczynnik odbicia na początku linii

$$\hat{\rho}_a = \frac{\hat{Z}_a - \hat{Z}}{\hat{Z}_a + \hat{Z}} \dots 36$$

gdzie  $\hat{Z}_a$  — wektor oporności aparatu nadawczego.

Oznaczenia:

$$\gamma = 0,5 \left( \frac{R}{L} + \frac{G}{C} \right) \dots 37$$

$$\delta = 0,5 \left( \frac{R}{L} - \frac{G}{C} \right) \dots 38$$

$\gamma$  — nazywa się współczynnikiem tłumienia w czasie;

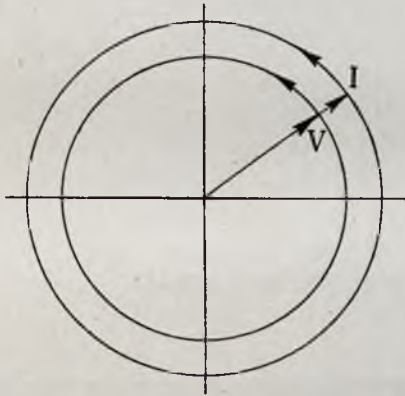
$\delta$  — współczynnikiem deformacji linii.

$\hat{Z}$  — nazywa się opornością falową albo charakterystyką linii.

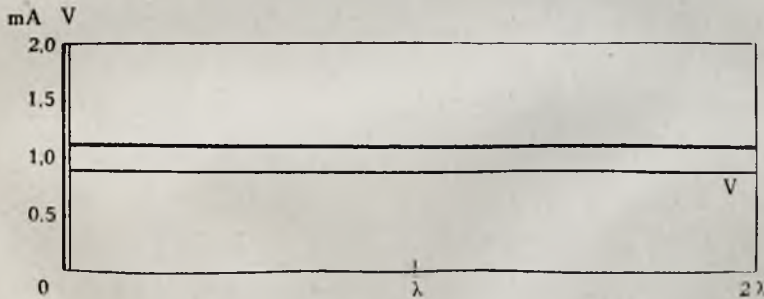
Traktując wielkości napięć i prądów jako wektory, można wzory 11, 12, 15, 16, 18, 19, 21, 22, 29 i 30 stosować nie tylko dla wartości maksymalnych, lecz i dla innych, na przykład dla wartości skutecznych.

I. *Linja bez strat i odbicia.*

Jeżeli:  $R=0$  i  $G=0$ , to linja nie będzie pochłaniała mocy rzeczywistej (nie będzie w niej strat mocy).



Rys. 1.



Rys. 2.

$$\hat{Z} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \Omega \quad \dots 39$$

Charakterystyka linii dla omawianego wypadku będzie miała reakcję omową.

$$\hat{Z}_z = Z \quad \Omega,$$

ponieważ, według założenia:

$$\hat{\rho}_z = 0.$$

$$\alpha = \omega \sqrt{LC}; \quad \dots 40$$

$$\beta = 0; \quad \gamma = 0; \quad \delta = 0.$$

Dla sinusoidalnych przebiegów skuteczna (efektywna) wartość napięcia, względnie prądu, w dowolnym miejscu wzdłuż linii będzie:

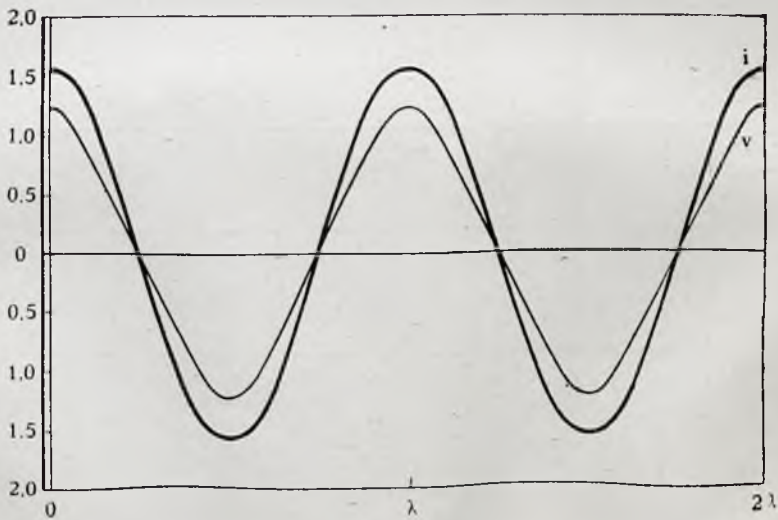
$$\hat{V}_x = \frac{\hat{V}_{m;x}}{\sqrt{2}} = \hat{I}_0 \cdot \hat{Z}, \quad \dots 41$$

$$\hat{I}_x = \frac{\hat{I}_{m;x}}{\sqrt{2}} = \frac{\hat{I}_0}{\hat{Z}}, \quad \dots 42$$

$$\hat{Z}_0 = \hat{Z}, \quad \dots 43$$

$$\hat{I}_0 = \frac{\hat{V}_0}{\hat{Z}_0}. \quad \dots 44$$

Skuteczne wartości napięć i prądów są stale (ciągle) jedne i te same dla wszystkich punktów wzdłuż linii.



Rys. 3.

Na rysunkach 1, 2, 3 pokazane są dla linii o charakterystyce  $\hat{Z} = 800 \Omega$  i długości  $l = 2\lambda$ : wektory wartości skutecznych prądów i napięć, ich wartości skuteczne oraz chwilowe wzdłuż linii w chwili przechodzenia odpowiednich wektorów na początku linii przez wartości maksymalne; moc początkowa 1 mW, wartość napięcia 0,8944 V, prądu 1,118 mA.

## II. Linja bez strat z odbiciem.

Przyjmując jak w rozdziale I:

$$R = 0; \quad G = 0; \quad \hat{Z} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \Omega; \quad \hat{Z}_z \leq \hat{Z}; \quad \hat{Z}_a = \hat{Z};$$

$$\hat{\rho} \leq 0; \quad \hat{\rho}_a = 0; \quad \alpha = \omega \sqrt{LC}; \quad \beta = 0; \quad \gamma = 0; \quad \delta = 0.$$

Generator posiada charakterystykę ( $\hat{Z}_a$ ) równą charakterystyce linii (omową, z absorbcją mocy).

A. Linja w stanie jałowym (końce izolowane).

$$\hat{Z}_z = \infty; \quad \hat{\rho}_z = +1; \quad I_l = 0.$$

Według wzoru 23 dla  $x = 0$ :

$$\hat{Z}_0 = \hat{Z} \frac{e^{pl} + e^{-pl}}{e^{pl} - e^{-pl}}, \quad \dots \quad 45$$

$$e^{pl} = \cos \alpha l + j \sin \alpha l,$$

$$e^{-pl} = \cos \alpha l - j \sin \alpha l,$$

$$\hat{Z}_0 = \hat{Z} \frac{\cos \alpha l}{j \sin \alpha l}.$$

1. Dla linii krótkich ( $l = \text{ca } 0 \text{ km}$ )  $\hat{Z}_0$  będzie duże ( $\hat{Z}_0 = \text{ca } \infty$ ) o reakcji pojemnościowej.

2. Dla  $l = \frac{1}{16} \lambda$ :

$$\cos \alpha l = 0,9240; \quad \sin \alpha l = 0,3826. \quad \hat{Z}_0 = 2,42 \hat{Z} e^{-j 90^\circ} = -j 2,42 \hat{Z}.$$

3. Dla  $l = \frac{1}{8} \lambda$ :

$$\cos \alpha l = 0,7071; \quad \sin \alpha l = 0,7071; \quad \hat{Z}_0 = \hat{Z} e^{-j 90^\circ} = -j \hat{Z}.$$

4. Dla  $l = \frac{3}{16} \lambda$ :

$$\cos \alpha l = 0,3826; \quad \sin \alpha l = 0,9240; \quad \hat{Z}_0 = 0,414 \hat{Z} e^{-j 90^\circ} = -j 0,414 \hat{Z}.$$

5. Dla  $l = \frac{1}{4} \lambda$ :

$$\cos \alpha l = 0; \quad \sin \alpha l = 1; \quad \hat{Z}_0 = 0.$$

$$6. \text{ Dla } l = \frac{5}{16} \lambda;$$

$$\cos \alpha l = -0,3826; \sin \alpha l = 0,9240; \hat{Z}_0 = 0,414 \hat{Z} e^{+j 90^\circ} = +j 0,414 \hat{Z}.$$

czyli reakcja indukcyjna.

$$7. \text{ Dla } l = \frac{3}{8} \lambda;$$

$$\cos \alpha l = -0,7071; \sin \alpha l = 0,7071; \hat{Z}_0 = \hat{Z} e^{+j 90^\circ} = +j \hat{Z}.$$

$$8. \text{ Dla } l = \frac{7}{16} \lambda;$$

$$\hat{Z}_0 = 2,42 \hat{Z} e^{+j 90^\circ} = +j 2,42 \hat{Z}.$$

$$9. \text{ Dla } l = \frac{1}{2} \lambda; \hat{Z}_0 = \infty.$$

$$10. \text{ Dla } l = \frac{9}{16} \lambda;$$

$$\hat{Z}_0 = 2,42 \hat{Z} e^{-j 90^\circ} = -j 2,42 \hat{Z}.$$

czyli reakcja pojemnościowa.

Zakładając dla przykładu SEM generatora, równą

$$2 \times 0,8944 \text{ V} = 1,7888 \text{ V}, \quad \hat{Z}_a = 800 e^{j 0^\circ} \text{ i } \hat{Z} = 800 e^{j 0^\circ},$$

otrzymuje się przy obciążeniu takiego generatora objektem o oporności pozornej  $800 e^{j 0^\circ}$ :

$$1 \text{ mW}, \quad 1,118 \text{ mA} \quad \text{i} \quad 0,8944 \text{ V}.$$

Ten sam generator, dołączony do linii o różnych długościach w stanie otwartym, wytworzy przy:

$$11; \quad l = 0; \quad V_0 = 1,7888 \text{ V}; \quad I_0 = 0 \text{ mA}; \quad 0 \text{ mVA};$$

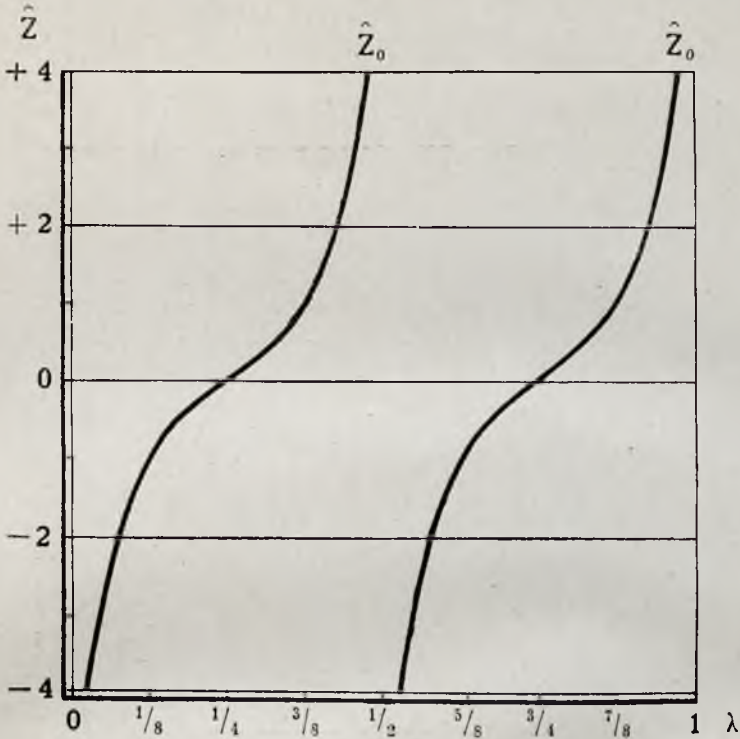
$$12; \quad l = \frac{1}{16} \lambda; \quad V_0 = 1,66 \text{ V}; \quad I_0 = 0,86 \text{ mA}; \quad 1,43 \text{ mVA};$$

$$13; \quad l = \frac{1}{8} \lambda; \quad V_0 = 1,27 \text{ V}; \quad I_0 = 1,59 \text{ mA}; \quad 2,52 \text{ mVA};$$

$$14; \quad l = \frac{3}{16} \lambda; \quad V_0 = 0,69 \text{ V}; \quad I_0 = 2,07 \text{ mA}; \quad 1,43 \text{ mVA};$$

$$15; \quad l = \frac{1}{4} \lambda; \quad V_0 = 0 \text{ V}; \quad I_0 = 2,22 \text{ mA}; \quad 0 \text{ mVA}.$$

Na rysunkach 4 i 5 uwidoczono  $Z_0$  a także  $V_0$ ,  $I_0$  i  $V_0 I_0$ . Spółczynnik mocy ( $\cos \varphi$ ) dla omawianej linii równa się zero i moc pochłaniana jest tylko przez sam generator.



Rys. 4.

B. Linia w stanie zwartym.

$$\hat{Z}_z \doteq 0; \quad \hat{\rho}_z = -1; \quad \hat{V}_l = 0.$$

Według wzoru 23 dla  $x=0$ :

$$\hat{Z}_0 = \hat{Z} \frac{e^{pl} - e^{-pl}}{e^{pl} + e^{-pl}}, \quad \dots 46$$

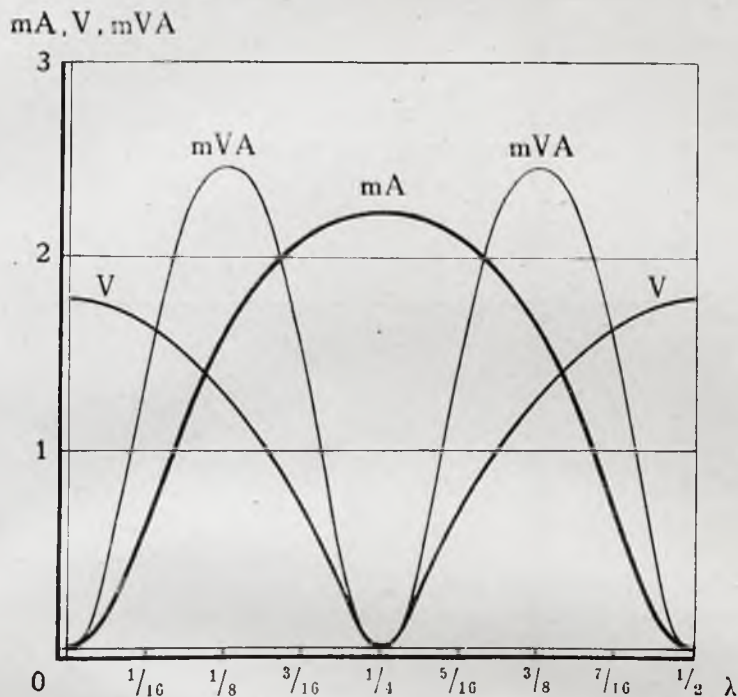
$$\hat{Z}_0 = \hat{Z} \frac{j \sin \alpha l}{\cos \alpha l}.$$

Dla krótkiej linii wartość prądu będzie duża, przy reakcji indukcyjnej; dla  $l = \frac{1}{4} \lambda$  wartość prądu spadnie do zera; dla dłuższej linii nastąpi zwiększenie się wartości prądu, przy reakcji pojemnościowej.



## C. Stan fal stojących.

Na rysunku 6 uwidoczono wartości (efektywne) napięć i prądów wzdłuż linii w stanie jałowym o długości  $1\frac{1}{4}\lambda$ . Jak widać, kolejno co  $\frac{1}{4}\lambda$  występują: albo zanik wartości napięcia



Rys. 5.

( $0; \frac{1}{2}\lambda; 1\lambda$ ), albo zanik wartości prądu ( $\frac{1}{4}\lambda; \frac{3}{4}\lambda; 1\frac{1}{4}\lambda$ ).

W omawianych miejscach można więc: albo przeciąć oba przewody ( $\frac{1}{4}\lambda; \frac{3}{4}\lambda$ ), albo zewrzeć ze sobą oba przewody ( $\frac{1}{2}\lambda; 1\lambda$ ), albo i poprzecinać i pozwierać; linja wtedy porozdziela się na elektrycznie niezależne odcinki, w których zjawiska elektryczne zostaną unieruchomione: sąsiednie odcinki nie będą już na siebie oddziaływały.

Długość niezależnych odcinków równa się  $\frac{1}{4}\lambda$ . Odległość między dwoma punktami, dla których albo wartość prądu jest taka sama (naprzykład, zero albo maksimum) albo wartość napięcia jest taka sama, będzie  $\frac{1}{2}\lambda$ .

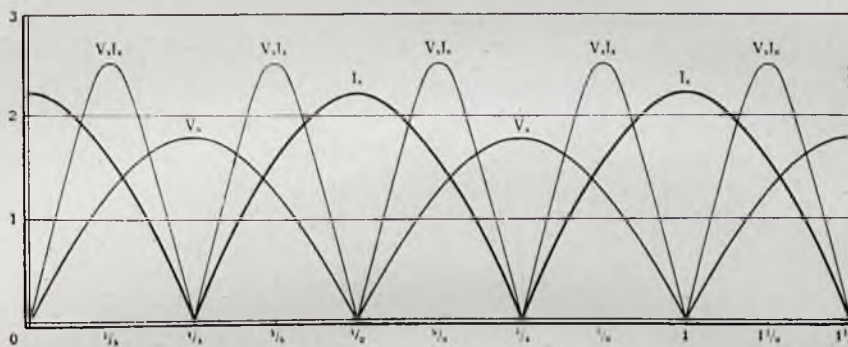
Omawiany stan charakteryzowany jest jako stan fal stojących; pod długością stojącej fali rozumiana jest  $\frac{1}{2}\lambda$ , to jest połowa długości bieżącej fali.

Koniecznym warunkiem utworzenia się stojących fal jest brak strat na linii i w aparacie odbiorczym.

### III. Linja zrównowazona bez odbicia.

Jeżeli wartość współczynnika deformacji będzie równa zero, to linja będzie niezniekształcająca (zrównowazona).

V, mA, mVA



Rys. 6.

$$\delta = 0 \quad \text{to jest:} \quad \frac{R}{L} = \frac{G}{C} \quad \dots 47$$

$$\alpha = \omega \sqrt{LC} \quad \dots 48$$

$$\beta = \sqrt{GR} \quad \dots 49$$

$$\gamma = 0,5 \left( \frac{R}{L} + \frac{G}{C} \right) = \frac{R}{L} = \frac{G}{C} \quad \dots 50$$

$$\hat{Z} = \sqrt{\frac{R}{G}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \dots 51$$

$$\hat{Z}_z = \hat{Z}; \quad \hat{\rho}_z = 0.$$

Według wzoru 23:

$$\hat{Z}_x = \hat{Z},$$

to jest wartość pozornej oporności w dowolnym punkcie linii równa się wartości oporności falowej linii.



Dla linii napowietrznych na izolatorach wartość pojemności na km przy odległości między przewodami ca 300 mm będzie:

1) średnica drutu w mm.	2	3	4	5
2) pojemność w $\mu\text{F km}^{-1}$	5,0	5,4	5,7	6,0
A) dla linii brązowych:				
3) oporność w $\Omega \text{ km}^{-1}$ przy prądzie jednokierunkowym (stałym):	12,2	5,4	3,05	1,95
4) ditto przy prądzie zmiennym; $f = 1000 \sim \text{s}^{-1}$ ; $\Omega \text{ km}^{-1}$ :	12,4	5,53	3,20	2,05
5) indukcyjność w $\text{mH km}^{-1}$ :	2,3	2,1	2,0	1,9
B) dla linii żelaznych:				
6) oporność przy prądzie jednokierunkowym $\Omega \text{ km}^{-1}$ :	80	35,5	20	12,8
7) oporność przy prądzie zmiennym; $f = 1000 \sim \text{s}^{-1}$ ; $\Omega \text{ km}^{-1}$ :	96	45,5	28	19,2
8) indukcyjność $\text{mH km}^{-1}$ :	10,2	10,1	10	10

Dla linii brązowej  $\phi$  3 mm.

$$\dot{Z} = \sqrt{\frac{L}{C}} = 620 \Omega.$$

Dla linii brązowej  $\phi$  4 mm.

$$\dot{Z} = \sqrt{\frac{L}{C}} = 590 \Omega.$$

Dla spełnienia warunku (47) upływność powinna wynosić dla linii 3-milimetrowej  $14,1 \mu\text{S km}^{-1}$ , a dla 4-milimetrowej  $9,2 \mu\text{S km}^{-1}$ .

Dla zwykłych warunków upływność bywa mniejsza i wynosi ca  $1 \mu\text{S km}^{-1}$ ; gdyby jednak upływność wzrosła do tak znacznej wartości, to współczynniki tłumienia byłyby:

9) dla  $\phi$  3 mm :  $\beta = \sqrt{GR} = 8,83 \text{ mNp km}^{-1}$ ;

10) dla  $\phi$  4 mm :  $\beta = 5,42 \text{ mNp km}^{-1}$ .

zaś współczynnik długości fali, oraz  $\lambda$ :

11) dla  $\phi$  3 mm:

$$\alpha = 0,0168;$$

$$\lambda = 373 \text{ km};$$

12) dla  $\phi$  4 mm:

$$\alpha = 0,0168;$$

$$\lambda = 373 \text{ km}.$$

Dla generatora, którego  $Z_a = 600 \Omega$ , nadającego do bezpośrednio przyłączonego aparatu odbiorczego, o oporności  $Z_z = 600 \Omega$ ,  $1 \text{ mW}$  czyli  $0,775 \text{ V}$  i  $1,29 \text{ mA}$ , wartości prądów i napięć w wypadku pracy na linię będą:

13) dla 3 mm linii,  $Z = 620 \Omega$ :

$$I_0 = \frac{1,55}{600 + 620} = \text{ca } 1,27 \text{ mA};$$

$$V_0 = I_0 \cdot Z = 0,787 \text{ V};$$

14) dla 4 mm linii,  $Z = 590 \Omega$ :

$$I_0 = \frac{1,55}{600 + 590} = \text{ca } 1,305 \text{ mA},$$

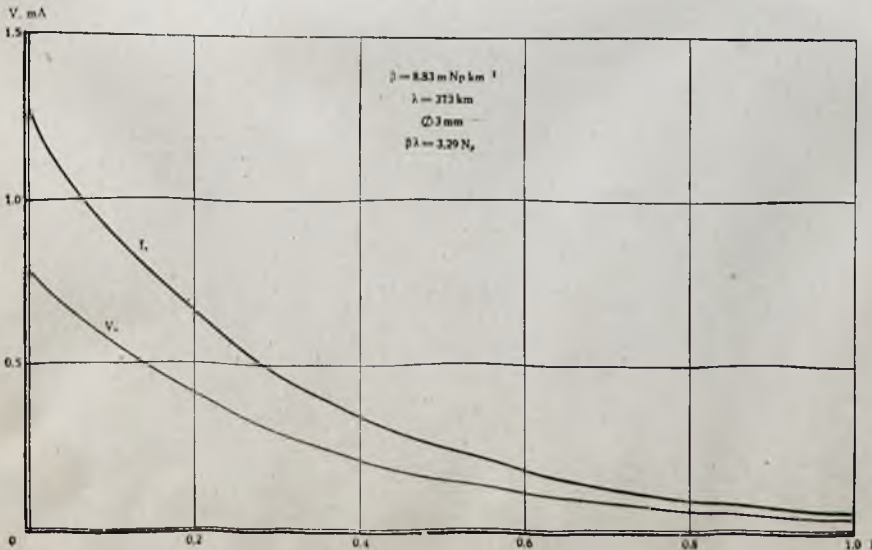
$$V_0 = 770 \text{ mV}.$$

Wartości te będą tłumione wzdłuż linii według:

$$V_x = V_0 e^{-\beta x} \text{ oraz } I_x = I_0 e^{-\beta x};$$

15) dla 3 mm linii oraz  $x = \lambda = 373 \text{ km}$ :

$$V_\lambda = 787 \cdot e^{-3,29} = 787 \cdot 26,84^{-1} = 29,4 \text{ mV};$$



Rys. 7.

$$I_{\lambda} = 1,27 \cdot 26,84^{-1} = 0,0473 \text{ mA} = 47,3 \text{ } \mu\text{A};$$

$$29,4 \text{ mV} \cdot 0,0473 \text{ mA} = 1,39 \text{ } \mu\text{W};$$

16) dla 4 mm linii oraz  $x = \lambda = 373 \text{ km}$ :

$$V_{\lambda} = 770 \cdot e^{-2,02} = 770 \cdot 7,54^{-1} = 102 \text{ mV};$$

$$I_{\lambda} = 1,305 \cdot 7,54^{-1} = 0,173 \text{ mA} = 173 \text{ } \mu\text{A};$$

$$102 \text{ mV} \cdot 0,173 \text{ mA} = 17,3 \text{ } \mu\text{W}.$$

Na rysunku 7 uwidoczniło przebieg wartości napięcia i prądu dla linii 3 mm o długości  $l = \lambda = 373 \text{ km}$  i  $f = 800 \sim \text{s}^{-1}$ .

#### IV. Linja zrównoważona z odbiciem.

$$\delta = 0; \alpha = \omega \sqrt{LC}; \beta = \sqrt{GR}; \gamma = \frac{R}{L} = \frac{G}{C}; \hat{Z} = \sqrt{\frac{R}{G}} = \sqrt{\frac{L}{C}};$$

$$\hat{Z}_z \leq \hat{Z}; \hat{Z}_a = \hat{Z}; \hat{\rho}_a = 0.$$

A. Linja w stanie jałowym.

$$\hat{Z}_z = \infty; \hat{\rho}_z = +1; \hat{I}_l = 0.$$

$$\hat{Z}_0 = \hat{Z} \frac{e^{\beta l} + e^{-\beta l}}{e^{\beta l} - e^{-\beta l}}$$

$$e^{\beta l} = e^{\beta l} \cos \alpha l + j e^{\beta l} \sin \alpha l$$

$$e^{-\beta l} = e^{-\beta l} \cos \alpha l - j e^{-\beta l} \sin \alpha l$$

$$\hat{Z}_0 = \hat{Z} \frac{\cos \alpha l (e^{\beta l} + e^{-\beta l}) + j \sin \alpha l (e^{\beta l} - e^{-\beta l})}{\cos \alpha l (e^{\beta l} - e^{-\beta l}) + j \sin \alpha l (e^{\beta l} + e^{-\beta l})} \dots 53$$

Dla 3 mm brązowej linii:

$$1) l = \frac{1}{16} \lambda = 23,3 \text{ km}; \alpha = 0,0168; \beta = 8,83 \text{ m Np km}^{-1};$$

$$\alpha l = 0,392; \beta l = 0,205; e^{\beta l} = 1,227; e^{-\beta l} = 0,815;$$

$$\sin \alpha l = 0,383; \cos \alpha l = 0,924;$$

$$\hat{Z}_0 = 620 \frac{0,924 \cdot 2,042 + j 0,383 \cdot 0,412}{0,924 \cdot 0,412 + j 0,383 \cdot 2,042} = 690 - j 1160 = 1350 e^{-j59}$$

$$\hat{I}_0 = \frac{1,55}{600 + 690 - j 1160} = \frac{1,55 (1290 + j 1160)}{1290^2 + 1160^2}$$

$$= (0,660 + j 0,592) 10^{-3} = 0,890 e^{+j 42} \cdot 10^{-3};$$

$$I_0 = 0,89 \text{ mA};$$

$$\hat{V}_0 = \hat{I}_0 \cdot \hat{Z}_0 = 0,89 e^{+j 42} \cdot 10^{-3} \cdot 1350 e^{-j 59} = 1,22 e^{-j 17};$$

$$V_0 = 1,22 \text{ V}.$$

Wektor napięcia początkowego opóźnia się względem SEM generatora o ca 17°; wektor prądu poprzedza wektor napięcia o ca 59°, a więc reakcja jest pojemnościowa. Obliczenia są uskutecznione dla przykładu i przez to dokładność obliczeń jest  $\pm 1^\circ$ ; oznaczenie stopni opuszczono przy  $e^{\pm jn}$ .

$$2) \quad l = \frac{1}{8} \lambda = 46,6 \text{ km}; \quad \alpha l = 0,784; \quad \beta l = 0,410; \quad e^{\beta l} = 1,507;$$

$$e^{-\beta l} = 0,666; \quad \sin \alpha l = 0,707; \quad \cos \alpha l = 0,707;$$

$$\hat{Z}_0 = 620 e^{-j 47},$$

$$\hat{I}_0 = 1,39 e^{+j 24} \cdot 10^{-3}; \quad I_0 = 1,39 \text{ mA}.$$

$$\hat{V}_0 = 0,862 e^{-j 23}; \quad V_0 = 0,862 \text{ V}$$

$$3) \quad l = \frac{3}{16} \lambda = 70 \text{ km}; \quad \alpha l = 1,18; \quad \beta l = 0,615; \quad e^{\beta l} = 1,85;$$

$$e^{-\beta l} = 0,54; \quad \sin \alpha l = 0,924; \quad \cos \alpha l = 0,383;$$

$$\hat{Z}_0 = 420 e^{-j 24}$$

$$\hat{I}_0 = 1,56 e^{+j 10} 10^{-3}; \quad I_0 = 1,56 \text{ mA}.$$

$$\hat{V}_0 = 0,65 e^{-j 14}; \quad V_0 = 0,65 \text{ V}.$$

$$4) \quad l = \frac{1}{4} \lambda = 93 \text{ km}; \quad \alpha l = 1,57; \quad \beta l = 0,82; \quad e^{\beta l} = 2,27;$$

$$e^{-\beta l} = 0,44; \quad \sin \alpha l = 1; \quad \cos \alpha l = 0;$$

$$\hat{Z}_0 = 420 e^{j 0}; \quad Z_0 = 420 \Omega$$

$$\hat{I}_0 = 1,53 e^{j 0} \cdot 10^{-3}; \quad I_0 = 1,53 \text{ mA}.$$

$$\hat{V}_0 = 0,643 e^{j 0}; \quad V_0 = 0,643 \text{ V}.$$

$$5) \quad l = \frac{5}{16} \lambda = 117 \text{ km}; \quad \alpha l = 1,96; \quad \beta l = 1,03; \quad e^{\beta l} = 2,79$$

$$e^{-\beta l} = 0,36; \quad \sin \alpha l = 0,924; \quad \cos \alpha l = -0,383;$$

$$\hat{Z}_0 = 515 e^{+j11}.$$

$$\hat{I}_0 = 1,40 e^{-j5} \cdot 10^{-3}; \quad I_0 = 1,40 \text{ mA.}$$

$$\hat{V}_0 = 0,720 e^{+j6}; \quad V_0 = 0,720 \text{ V};$$

reakcja jest indukcyjna; wektor prądu opóźnia się względem napięcia o ca  $11^\circ$  i o ca  $5^\circ$  względem SEM generatora.

$$6) \quad l = \frac{3}{8} \lambda = 140 \text{ km}; \quad \alpha l = 2,35; \quad \beta l = 1,23; \quad e^{\beta l} = 3,42;$$

$$e^{-\beta l} = 0,29; \quad \sin \alpha l = 0,707; \quad \cos \alpha l = -0,707;$$

$$\hat{Z}_0 = 620 e^{+j10}.$$

$$\hat{I}_0 = 1,28 e^{-j5} 10^{-3}; \quad I_0 = 1,28 \text{ mA.}$$

$$\hat{V}_0 = 0,79 e^{+j5}; \quad V_0 = 0,79 \text{ V.}$$

$$7) \quad l = \frac{7}{16} \lambda = 163 \text{ km}; \quad \alpha l = 2,74; \quad \beta l = 1,45; \quad e^{\beta l} = 4,26;$$

$$e^{-\beta l} = 0,24; \quad \sin \alpha l = 0,383; \quad \cos \alpha l = -0,924;$$

$$\hat{Z}_0 = 670 e^{+j5}$$

$$\hat{I}_0 = 1,22 e^{-j2} 10^{-3}; \quad I_0 = 1,22 \text{ mA.}$$

$$\hat{V}_0 = 0,80 e^{+j3}; \quad V_0 = 0,80 \text{ V.}$$

$$8) \quad l = \frac{1}{2} \lambda = 186,5 \text{ km}; \quad \alpha l = 3,14; \quad \beta l = 1,65; \quad e^{\beta l} = 5,21;$$

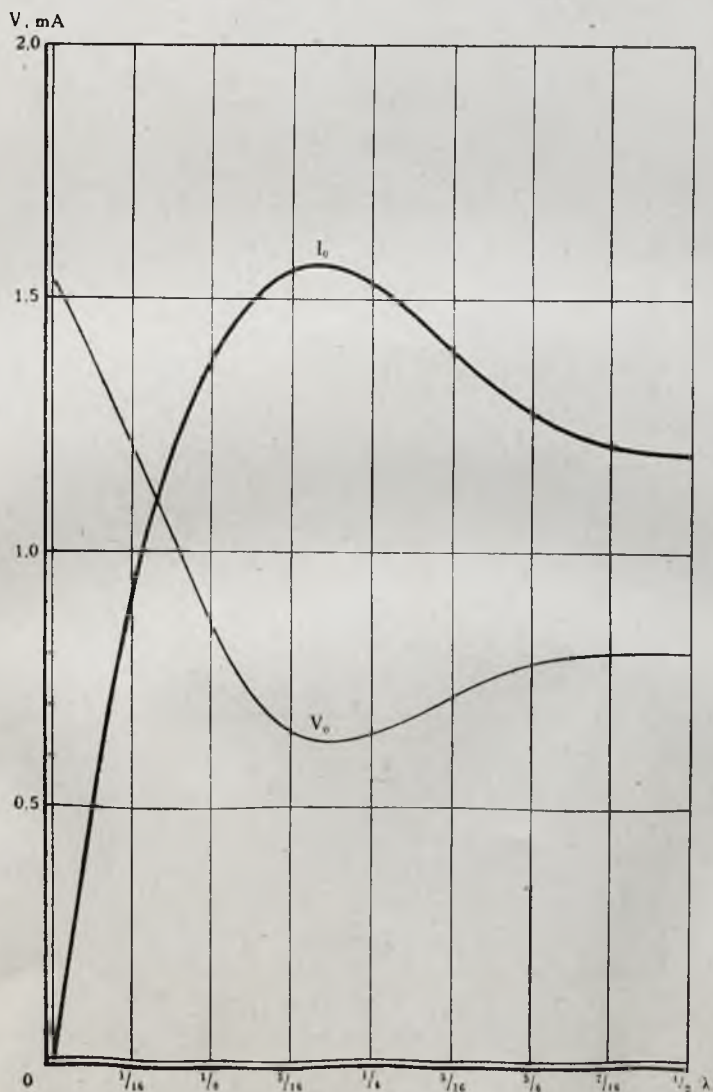
$$e^{-\beta l} = 0,19; \quad \sin \alpha l = 0; \quad \cos \alpha l = -1;$$

$$\hat{Z}_0 = 670 e^{j0};$$

$$\hat{I}_0 = 1,20 e^{j0} 10^{-3}; \quad I_0 = 1,20 \text{ mA.}$$

$$\hat{V}_0 = 0,805 e^{j0}; \quad V_0 = 0,805 \text{ V.}$$

Na rysunkach 8 i 9 pokazane są wartości (skuteczne) napięć, prądów, mocy rzeczywistych ( $mW_0$ ) i pozornych ( $mV_0 I_0$ ) na początku linii ( $x=0$ ) przy różnych jej długościach (aż do  $l = \frac{1}{2} \lambda = 186,5$  km włącznie).



Rys. 8.

Według wzorów 29 i 30 można określić wartości napięć i prądów dla dowolnego punktu danej linii. Poniżej obliczono wielkości powyższe dla kilku punktów omawianej linii o długości  $l = \frac{1}{2} \lambda$ :



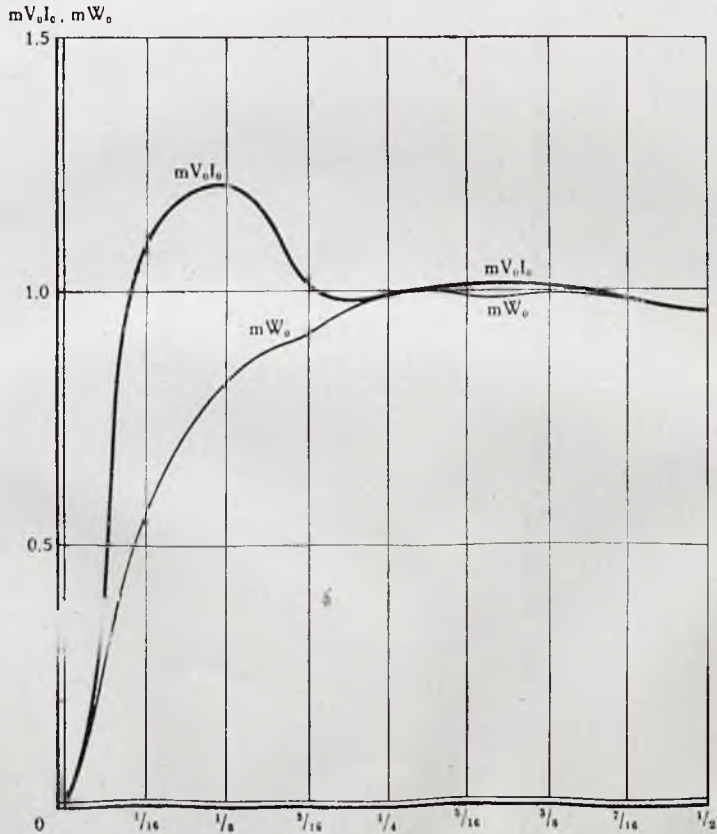
$$9) \quad x = \frac{1}{16} \lambda = 23,3 \text{ km};$$

$$V_x = \frac{1,20}{2} \cdot 10^{-3} \{ (620 + 670) 0,815 (0,924 - j 0,383) + (670 - 620) 1,23 (0,924 + j 0,383) \} = 0,618 - j 0,228 = 0,66 e^{-j20};$$

$$V_x = 0,66 \text{ V.}$$

$$\hat{I}_x = \frac{1,20}{1240} (916 - j 425) = 0,98 e^{-j25}; \quad I_x = 0,98 \text{ mA.}$$

$$\hat{Z}_x = 670 e^{+j5}.$$



Rys. 9.

$$10) \quad x = \frac{1}{8} \lambda = 46,6 \text{ km};$$

$$\hat{V}_x = 0,52 e^{-j40}.$$

$$\hat{I}_x = 0,83 \cdot 10^{-3} e^{-j50}.$$

$$\hat{Z}_x = 625 e^{+j10}.$$

$$11) \quad x = \frac{3}{16} \lambda = 70 \text{ km};$$

$$\hat{V}_x = 0,38 e^{-j62}.$$

$$\hat{I}_x = 0,74 \cdot 10^{-3} e^{-j75}.$$

$$\hat{Z}_x = 515 e^{+j13}.$$

$$12) \quad x = \frac{1}{4} \lambda = 93 \text{ km};$$

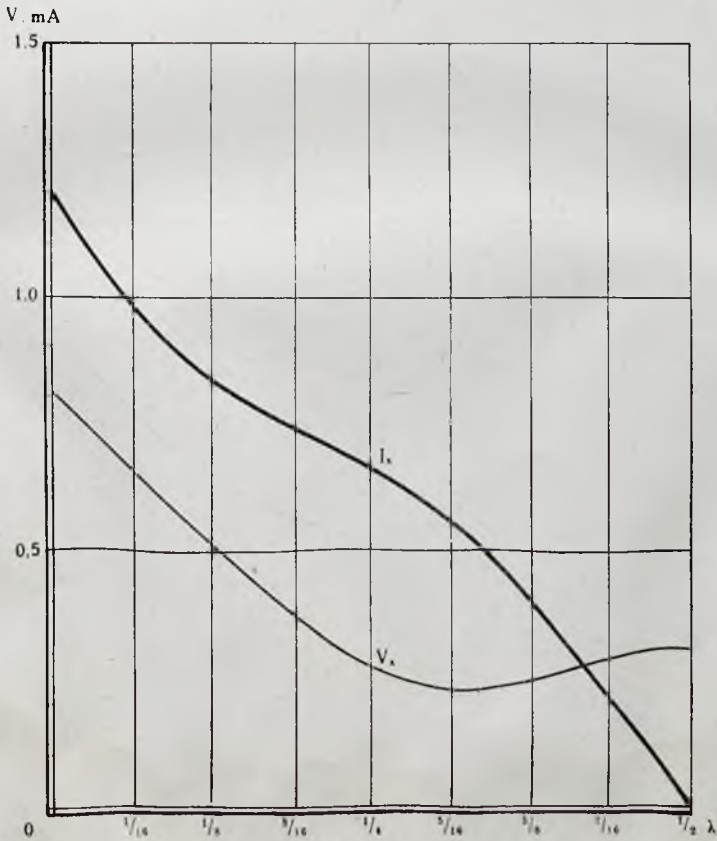
$$\hat{V}_x = 0,27 e^{-j90}.$$

$$\hat{I}_x = 0,66 \cdot 10^{-3} e^{-j90}.$$

$$\hat{Z}_x = 410 e^{j0}.$$

$$13) \quad x = \frac{5}{16} \lambda = 117 \text{ km};$$

$$\hat{V}_x = 0,226 e^{-j128}.$$



Rys. 10.

$$\hat{I}_x = 0,55 \cdot 10^{-3} e^{-j103}$$

$$\hat{Z}_x = 412 e^{-j25}$$

$$14) \quad x = \frac{3}{8} \lambda = 140 \text{ km};$$

$$\hat{V}_x = 0,246 e^{-j160}$$

$$\hat{I}_x = 0,398 \cdot 10^{-3} e^{-j110}$$

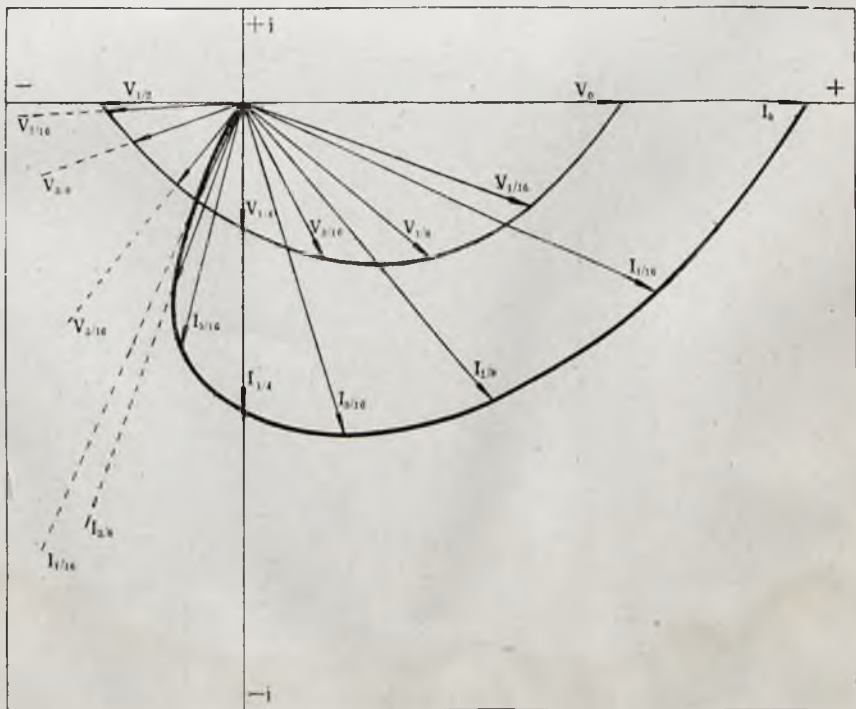
$$\hat{Z}_x = 620 e^{-j50}$$

$$15) \quad x = \frac{7}{16} \lambda = 163 \text{ km};$$

$$\hat{V}_x = 0,29 e^{-j176}$$

$$\hat{I}_x = 0,21 \cdot 10^{-3} e^{-j114}$$

$$\hat{Z}_x = 1370 \cdot e^{-j62}$$



Rys. 11.

$$16) \quad x = \frac{1}{2} \lambda = 186,5 \text{ km.}$$

$$\hat{V}_x = 0,306 e^{-j180}$$

$$\hat{I}_x = 0.$$

$$\hat{Z}_x = \infty.$$

Na rysunkach 10 i 11 uwidoczono wartości napięć i prądów a także ich wektory dla kilku punktów omawianej linii.

B. Linja w stanie zwarcia.

$$\hat{Z}_z = 0; \quad \hat{\rho}_z = -1; \quad \hat{V}_l = 0.$$

Oznaczenia:

$\hat{Z}_{0;0}$  — pozorna oporność dla  $x = 0$  i  $\hat{Z}_z = 0$ ;

$\hat{Z}_{0;\infty}$  — ditto dla  $x = 0$  i  $\hat{Z}_z = \infty$ .

Na podstawie równania 23:

$$\hat{Z}_{0;0} = \hat{Z} \frac{e^{pl} - e^{-pl}}{e^{pl} + e^{-pl}}. \quad \dots 53$$

$$\hat{Z}_{0;\infty} = \hat{Z} \frac{e^{pl} + e^{-pl}}{e^{pl} - e^{-pl}}. \quad \dots 54$$

$$\hat{Z}_{0;0} \cdot \hat{Z}_{0;\infty} = (\hat{Z})^2. \quad \dots 55$$

$$\hat{Z} = \sqrt{\hat{Z}_{0;0} \cdot \hat{Z}_{0;\infty}}. \quad \dots 56$$

$$\hat{Z}_{0;0} = \frac{(\hat{Z})^2}{\hat{Z}_{0;\infty}} \quad \dots 57$$

Na podstawie  $\hat{Z}_{0;\infty}$ , obliczonych w rozdziale A, otrzymuje się:

$$1) \quad x = \frac{1}{16} \lambda = 23,3 \text{ km}; \quad \hat{Z}_{0;0} = 285 e^{+j59}.$$

$$2) \quad x = \frac{1}{8} \lambda = 46,6 \text{ km}; \quad \hat{Z}_{0;0} = 620 e^{+j47}.$$

$$3) \quad x = \frac{3}{16} \lambda = 70 \text{ km}; \quad \hat{Z}_{0;0} = 915 e^{+j24}.$$

$$4) \quad x = \frac{1}{4} \lambda = 93 \text{ km}; \quad \hat{Z}_{0;0} = 915 e^{+j0}.$$

$$5) \quad x = \frac{5}{16} \lambda = 117 \text{ km}; \quad \hat{Z}_{0;0} = 747 e^{-j11}.$$

$$6) \quad x = \frac{3}{8} \lambda = 140 \text{ km}; \quad \hat{Z}_{0;0} = 620 e^{-j10}.$$

$$7) \quad x = \frac{7}{16} \lambda = 163 \text{ km}; \quad \hat{Z}_{0;0} = 575 e^{-j5}.$$

$$8) \quad x = \frac{1}{2} \lambda = 186,5 \text{ km}; \quad \hat{Z}_{0;0} = 575 e^{-j0}.$$

Po znalezieniu  $\hat{Z}_{0;0}$  można określić  $\hat{V}_{x;0}$  i  $\hat{I}_{x;0}$  według wzorów 29 i 30.

#### V. Linja niezrównowazona.

Z danych przytoczonych w rozdziale III, charakteryzujących linie napowietrzne, było widać, że linie te należą do typu niezrównowazonych.

Kąt charakterystyki (kąt falowy) określa się według wzoru:

$$\varphi = 0,5 \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{2\omega\delta}{\omega^2 + \frac{R}{L} \cdot \frac{G}{C}} \quad \dots 58$$

gdzie  $\delta$  — współczynnik deformacji, określony według wzoru 38.

Dla linii bez odbicia kąt oporności pozornej, mierzony w dowolnym jej punkcie będzie równy kątowi falowemu; jeżeli  $\delta$  jest wartością dodatnią, to reakcja będzie pojemnościowa, jeżeli zaś jest wartością ujemną, to reakcja będzie indukcyjna.

Dla 3 mm brązowej linii i  $800 \sim s^{-1}$ :

$$\delta = 0,5 \left( \frac{5,52}{2,1} \cdot 10^3 - \frac{1}{5,4} \cdot 10^3 \right) = 1220.$$

$$\varphi = 0,5 \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{12,2 \cdot 10^6}{25 \cdot 10^6 + 0,49 \cdot 10^6} = \text{ca } 13^\circ.$$

Ze wzrostem częstotliwości  $\varphi$  maleje.

$$\begin{aligned} \hat{Z} &= \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = \sqrt{\frac{5,52 + j10,5}{1 + j27} \cdot 10^6} = \\ &= 10^3 \sqrt{\frac{(5,52 + j10,5)(1 - j27)}{1^2 + 27^2}} = 37 \sqrt{290 - j139} = \\ &= 37 \sqrt{320} e^{-j13} = 660 e^{-j13}. \end{aligned}$$

Według wzorów 25 i 26 otrzymuje się:

$$\alpha = 0.0173,$$

$$\beta = 4,12 \text{ m Np km}^{-1}.$$

Dla obliczeń orientacyjnych stosować można uproszczone wzory, słuszne dla linii ze znaczną indukcyjnością ( $\omega L : R > 3$ )

$$\dot{Z} = \sqrt{\frac{L}{C}}; \quad \dots 59$$

$$\alpha = \omega \sqrt{LC}; \quad \dots 60$$

$$\beta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad \dots 61$$

Określając w ten sposób omówione wartości dla danego przykładu, otrzymuje się:

$$\dot{Z} = 620 \text{ } \Omega;$$

$$\alpha = 0,0168;$$

$$\beta = 4,73 \text{ m Np km}^{-1}.$$

Sposób obliczenia wektorów napięć i prądów dla dowolnego punktu linii nie różni się od wyżej podanego.

Dla linii z małą indukcyjnością i upływnością uproszczone wzory będą:

$$\alpha = \sqrt{\pi f C R} \quad \dots 62$$

$$\beta = \sqrt{\pi f C R} \quad \dots 63$$

$$\dot{Z} = \sqrt{\frac{R}{j \omega C}} \quad \dots 64$$

$$\lambda = 2 \sqrt{\frac{\pi}{f C R}} \quad \dots 65$$

$$u = 2 \sqrt{\frac{\pi f}{C R}} \quad \dots 66$$

Zwrócić należy uwagę, że wzory te są tylko przybliżone, a określane przez nie wielkości posiadają skądinąd pewne nie-

przekraczalne wartości; naprzykład  $u$  nie może być w żadnym razie większe od  $300000 \text{ km s}^{-1}$ .

Linje kablowe będą posiadały cechy linji z małą indukcyjnością i upływnością; upływność nie przekracza tu zwykle  $0,01 \mu \text{ S km}^{-1}$ . Oprócz upływności w kablach są jeszcze i straty dielektryczne, określane według wzoru, dającego wartość, analogiczną do upływności:

$$A = \Delta \cdot \omega \cdot C \mu \text{ S km}^{-1},$$

gdzie:  $\Delta$  — kąt stratności,

$$\omega = 2\pi f,$$

$C$  — pojemność w  $\mu \text{ F km}^{-1}$ .

Dla kabli z papierowo-powietrzną izolacją  $\Delta = 0,005$  z bawełnianą  $\Delta = 0,010$ ; z gutaperkową  $\Delta = 0,024$ .

Wartość  $A$  będzie we wzorach analogiczna do  $G$ , z tą jednak różnicą, że jest ona zależna od częstotliwości, nie może więc być traktowana, jako stała, niezależna od procesów elektrycznych.

Dla kabli sieci miejskich z papierowo-powietrzną izolacją elektryczne wartości dla  $800 \sim \text{s}^{-1}$  i średnicy  $0,6 \text{ mm}$  będą:

$$A = 1,25 \mu \text{ S km}^{-1}; C = 0,05 \mu \text{ F km}^{-1};$$

$$G = 0,002 \mu \text{ S km}^{-1}; L = 0,6 \text{ mH km}^{-1}; R = 130 \Omega \text{ km}^{-1}.$$

Dla kabli międzymiastowych z papierowo-powietrzną izolacją dla  $800 \sim \text{s}^{-1}$  otrzymuje się:

1) Przy średnicy  $0,9 \text{ mm}$ :  $A = 0,8 \mu \text{ S km}^{-1}$ ;

$$C = 0,033 \mu \text{ F km}^{-1}; G = 0,002 \mu \text{ S km}^{-1};$$

$$L = 0,6 \text{ mH km}^{-1}; R = 58 \Omega \text{ km}^{-1};$$

2) Przy średnicy  $1,4 \text{ mm}$ :  $A = 0,85 \mu \text{ S km}^{-1}$ ;

$$C = 0,035 \mu \text{ F km}^{-1}; G = 0,002 \mu \text{ S km}^{-1};$$

$$L = 0,6 \text{ mH km}^{-1}; R = 24 \Omega \text{ km}^{-1};$$

Kable abonenckie z bawełnianą (nicianską) izolacją przy  $800 \sim \text{s}^{-1}$  i o średnicy  $0,6 \text{ mm}$ :

$$A = 3 \mu \text{ S km}^{-1}; C = 0,06 \mu \text{ F km}^{-1}; G = 0,002 \mu \text{ S km}^{-1};$$

$$L = 0,6 \text{ mH km}^{-1}; R = 130 \Omega \text{ km}^{-1},$$

## VI. Określenie wartości stałych linii.

A. Pomiar prądem jednokierunkowym.

1) Dla  $Z_z = 0$  określa się za pomocą pomiaru wartość  $Z_{0;0}$ ;2) dla  $Z_z = \infty$  ditto  $Z_{0;\infty}$ ;3) jako przykład dla 3 mm linii brązowej o długości  $l = 186,5$  km:

$$Z_{0;0} = 945 \Omega \text{ oraz } Z_{0;\infty} = 5720 \Omega;$$

skąd:

$$Z = \sqrt{Z_{0;0} \cdot Z_{0;\infty}} = 2320 \Omega;$$

$$pl = 0,5 \ln \frac{1 + \sqrt{\frac{Z_{0;0}}{Z_{0;\infty}}}}{1 - \sqrt{\frac{Z_{0;0}}{Z_{0;\infty}}}}; \quad \dots 68$$

$$pl = 0,430; \quad p = 2,30 \cdot 10^{-3};$$

$$\frac{R}{G} = Z^2; \quad \dots 69$$

$$RG = p^2; \quad \dots 70$$

$$\frac{R}{G} = 5,4 \cdot 10^6; \quad RG = 5,3 \cdot 10^{-6};$$

$$R = 5,35 \Omega \text{ km}^{-1}; \quad G = 0,99 \mu \text{ S km}^{-1} \sim 1 \mu \text{ S km}^{-1}.$$

B. Pomiar prądem zmiennym.

4) Dla  $\hat{Z}_z = 0$  określa przez pomiar  $\hat{Z}_{0;0}$ ;5) dla  $\hat{Z}_z = \infty$  ditto  $\hat{Z}_{0;\infty}$ ;6) jako przykład dla 3 mm linii brązowej o długości  $l = 186,5$  km oraz  $f = 800 \sim \text{s}^{-1}$ :

$$\hat{Z}_{0;0} = 425 e^{-j9}; \quad \hat{Z}_{0;\infty} = 1030 e^{-j17};$$

skąd:

$$\hat{Z} = \sqrt{\hat{Z}_{0;0} \cdot \hat{Z}_{0;\infty}} = 660 e^{-j13};$$

$$\hat{p}l = 0,5 \ln \frac{1 + \sqrt{\frac{\hat{Z}_{0;0}}{\hat{Z}_{0;\infty}}}}{1 - \sqrt{\frac{\hat{Z}_{0;0}}{\hat{Z}_{0;\infty}}}};$$

$$\ln(4,66 + j0,705) = 1,54 + j(0,15 + 2n\pi);$$



długość linii  $l = 186,5$  km; współczynnik  $\alpha$  powinien mieć orientacyjną wartość taką, aby  $2\alpha l$ , tworząc 1 falę, równało się  $ca 2\pi$ ; w omawianym wypadku będzie to miało miejsce dla  $n = 1$ , czyli:

$$\hat{p}l = 0,77 + j3,21;$$

$$\hat{p} = 0,0041 + j0,0172;$$

$$R + j\omega L = \hat{p} \cdot \hat{Z}; \quad \dots 71$$

$$R + j\omega L = 5,2 + j10,5;$$

$$R = 5,2 \Omega \text{ km}^{-1}; \quad L = 2,1 \text{ mH km}^{-1};$$

$$G + j\omega C = \frac{\hat{p}}{\hat{Z}}; \quad \dots 72$$

$$G + j\omega C = 1 \cdot 10^{-6} + j27 \cdot 10^{-6};$$

$$G = 1,0 \mu\text{S km}^{-1}; \quad C = 5,4 \mu\text{F km}^{-1}.$$

### C. Pemetrowanie.

7) Po znalezieniu dla danej częstotliwości oporności falowej  $\hat{Z}$ , załącza się linię na odbiornik, którego oporność pozorną równa się, przy tej samej częstotliwości, oporności falowej, to jest  $\hat{Z}_z = \hat{Z}$ , i określa się stosunek wartości tensorów napięć lub prądów (czyli np., wartości efektywnych) na początku i końcu linii; wtedy

$$e^{2\beta l} = \frac{V_0}{V_l} = \frac{I_0}{I_l};$$

$$\beta = \frac{1}{l} \ln \frac{V_0}{V_l} = \frac{1}{l} \ln \frac{I_0}{I_l}. \quad \dots 73$$

Dla omawianego przykładu:

$$\frac{V_0}{V_l} = \frac{I_0}{I_l} = 2,16; \quad \ln 2,16 = 0,77;$$

$$\beta = 0,0041;$$

8) Określa się stosunek wartości tensorów (wartości skutecznych) prądów na początku i końcu zwartej (na krótko) linii, to jest

$I_{0;0}; I_{l;0}$ ; stosunek ten można określić albo przez bezpośredni pomiar, albo obliczając tensor operatora:

$$\left( \frac{I_{0;0}}{I_{l;0}} \right)^2 = \left| \frac{\dot{Z}_{0;\infty}}{\dot{Z}_{0;\infty} - \dot{Z}_{0;0}} \right|. \quad \dots 74$$

Według równania:

$$\cos 2\alpha l = 2 \left( \frac{I_{0;0}}{I_{l;0}} \right)^2 - 0,5 (e^{2\beta l} + e^{-2\beta l}) \quad \dots 75$$

określa się  $\alpha$ .

Dla omawianego przykładu:

$$\frac{I_{0;0}}{I_{l;0}} = 1,71; \quad e^{2\beta l} = 4,66; \quad e^{-2\beta l} = 0,21;$$

$$\cos 2\alpha l = 0,97; \quad 2\alpha l = 0,20 + 2n\pi;$$

dla  $n = 1$ :

$$\alpha l = 0,10 + 3,14 = 3,24;$$

$$\alpha = 0,0174.$$

9) Dla celów technicznych pomiarowanie wykonywane bywa nieco inaczej, a mianowicie konwencyjne normalne generatory, dające 1 mW przy  $Z_a = 600, 800$  lub  $1600 \Omega$  na odbiornik o oporności  $Z_z =$  odpowiednio:  $600, 800$  lub  $1600 \Omega$  przy częstotliwości  $f = 800 \sim s^{-1}$  lub  $1600 \sim s^{-1}$  dołącza się do danej linii; jako odbiornik służy galwanometr o oporności  $600, 800$  lub  $1600 \Omega$ .

Jeżeliby linia miała charakterystykę równą dokładnie  $600, 800$  lub  $1600 \Omega$ , to nie byłoby strat na odbicie i galwanometr mógłby być przeskalowany tak, by wskazywał wartość prądu, napięcia lub tłumienia.

Zamiast mierzyć wartość prądu galwanometrem, co przy większych tłumieniach może być utrudnione, można mierzyć przy pomocy odpowiedniego przyrządu, jak np. woltmetru katodowego, napięcie na zaciskach oporności, przedstawiającej aparat odbiorczy. W związku z tym jednak, że rzeczywiste linie posiadają charakterystyki odmienne od konwencyjnych oporności, opisany pomiar jest błędny i może służyć tylko dla porównań.

Normalne generatory dają:

a) generator N 1:

$$1 \text{ mW}; \quad SEM = 1,55 \text{ V}; \quad V_0 = 0,775 \text{ V};$$

$$I_0 = 1,29 \text{ mA}; \quad Z_a = 600 \Omega; \quad Z_z = 600 \Omega;$$

ten sam generator z poziomem  $\pm 1$  Np:

$$7,39 \text{ mW}; \text{ SEM} = 4,22 \text{ V}; V_0 = 2,11 \text{ V};$$

$$I_0 = 3,51 \text{ mA}; Z_a = 600 \Omega; Z_z = 600 \Omega;$$

b) generator N 2:

$$1 \text{ mW}; \text{ SEM} = 1,79 \text{ V}; V_0 = 0,895 \text{ V};$$

$$I_0 = 1,12 \text{ mA}; Z_a = 800 \Omega; Z_z = 800 \Omega;$$

c) generator N 3:

$$1 \text{ mW}; \text{ SEM} = 2,52 \text{ V}; V_0 = 1,26 \text{ V};$$

$$I_0 = 0,79 \text{ mA}; Z_a = 1600 \Omega; Z_z = 1600 \Omega;$$

#### D. Nepermetrowanie.

10) Z badaną linią należy połączyć na początku generator o kontrolowanym napięciu  $V_0$ , oraz na końcu aparat odbiorczy dokładnie bez odbicia; mierzy się  $V_l$  lub  $I_l$ . Taki sam generator o kontrolowanym napięciu  $V_0$  należy doprowadzić do nepermetru z przyłączonym do niego aparatem bez odbicia; mierzy się na wyjściu z nepermetru napięcie  $V_n$  lub prąd  $I_n$ . Włączając w nepermetrze odpowiednie tłumienie, osiąga się równość  $V_n = V_l$ , lub  $I_n = I_l$ , a tem samem równość tłumień, czyli teoretycznie w tych warunkach określa się tłumienie linii.

11) Technicznie jednak pomiar wykonywany bywa w nieco inny sposób. Początek badanej linii nie jest łączony z generatorem o kontrolowanym napięciu  $V_0$ , a tylko z generatorem normalnym; taki sam generator dołącza się i do nepermetru. Jeżeli przy tem zwrócić uwagę na to, że nepermetry wykonywane są zwykle dla charakterystyki opornościowej, zaś linia ma zwykle inną charakterystykę, to jasno widać, że obydwaj generatory, nie pracując na to same obciążenie dają różne napięcia na swych zaciskach. W związku z powyższem, oraz niezupełnem anulowaniem w normalnych warunkach odbić na końcu linii, otrzymane wielkości tłumień, nawet przy dokładnem osiągnięciu  $V_n = V_l$  lub  $I_n = I_l$ , nie dają rzeczywistej wartości tłumienia linii, a tylko konwencyjnie uważane są jako jej tłumienie.

#### VII. Tłumienie i zniekształcenie.

Zwykły aparat telefoniczny przy średniej głośności nadawanej rozmowy ( $1000 \sim \text{s}^{-1}$  i  $1 \mu\text{Bar}$ ) będzie wytwarzał ca  $1 \text{ mW} =$

$= 1000 \mu \text{ W}$ . Przy tłumieniu  $\beta l = 3$  do telefonu aparatu odbiorczego dojdzie ca  $2,5 \mu \text{ W}$ ; sprawność telefonu w aparacie odbiorczym będzie ca  $1\%$ , moc akustyczna wyniesie ca  $25 \text{ m } \mu \text{ W}$  i natężenie dźwięku ca  $29 \frac{\text{m } \mu \text{ W}}{\text{cm}^2}$ ; wartość ta odczuwana jest przez ucho średnio-czułe jako średnio-głośna.

Dla różnych częstotliwości tłumienie będzie różne: dla zwykłych linii napowietrznych wzrost tłumienia ze wzrostem częstotliwości jest nieznaczny; dla linii kablowych wzrasta proporcjonalnie do pierwiastka drugiego stopnia z częstotliwości. Dla pasma częstotliwości akustycznych od 200 do 3200 okresów na sekundę, stosunek wartości współczynników tłumienia dla krańcowych częstotliwości będzie równy 4; powstająca wskutek tego różnica tłumień odczuwana jest jako zmiana tembru (barwy) głosu, zmniejszająca zrozumiałość.

Konwencyjnie przyjmuje się, że różnica tłumień poszczególnych częstotliwości akustycznych nie powinna przekraczać  $1 \text{ Np}$ ; warunek ten interpretowany bywa czasami tak, że różnica tłumienia poszczególnych częstotliwości nie powinna odbiegać więcej niż  $\pm 0,5 \text{ Np}$  od tłumienia konwencyjnej częstotliwości  $800 \sim \text{s}^{-1}$ ;

$$(\omega = 2 \pi f = \text{ca } 5000).$$

Różne tłumienie poszczególnych częstotliwości jest jedną z wielu przyczyn zniekształceń transmisji telefonicznych.

### VIII. Odbicia.

Równania 21, 22 i 23 mogą być również napisane w formie następującej:

$$\hat{V}_{m,x} = \hat{I}_{m,l} \cdot \frac{\hat{Z}_z + \hat{Z}}{2} \{e^{p(l-x)} + \hat{\rho}_z e^{-p(l-x)}\}. \quad \dots 76$$

$$\hat{I}_{m,x} = \hat{I}_{m,l} \cdot \frac{\hat{Z}_z + \hat{Z}}{2 \hat{Z}} \{e^{p(l-x)} - \hat{\rho}_z e^{-p(l-x)}\}. \quad \dots 77$$

$$\hat{Z}_x = \hat{Z} \frac{e^{p(l-x)} + \hat{\rho}_z e^{-p(l-x)}}{e^{p(l-x)} - \hat{\rho}_z e^{-p(l-x)}}. \quad \dots 78$$

gdzie

$$\hat{\rho}_z = \frac{\hat{Z}_z - \hat{Z}}{\hat{Z}_z + \hat{Z}}.$$

według wzoru 35, jest operatorem współczynnika odbicia.

Odbicia w skutku wywołują tłumienie mocy, oraz zniekształcenia, związane z tem; dla poszczególnych częstotliwości współczynniki odbicia mogą mieć różne wartości.

Odbicia występują nietylko na końcu linii, ale także na początku i wogóle w tych punktach, gdzie własności linii ulegają zmianie; ten ostatni wypadek będzie miał miejsce wtedy, gdy dana linia telefoniczna (geograficzna) składa się z poszczególnych odcinków o różnych charakterystykach. Tłumienie mocy (ale nie napięć lub prądów) dwóch odcinków o jednakowych charakterystykach równa się sumie tłumień mocy poszczególnych odcinków; jeżeli zaś charakterystyki są różne, to tłumienie mocy całej będzie większe od sumy tłumień mocy poszczególnych odcinków z powodu dodatkowych tłumień powodowanych odbiciami.

A. Normalny generator N 1, linia zrównoważona.

$$\dot{Z} = 600 e^{j0}; \quad l = 186,5 \text{ km}; \quad \beta = 8,83 \text{ m Np km}^{-1}; \quad \beta l = 1,65;$$

$$e^{\beta l} = 5,21; \quad e^{-\beta l} = 0,19; \quad \alpha l = 3,14;$$

$$\sin \alpha l = 0; \quad \cos \alpha l = -1,0;$$

$$1) \quad \dot{Z}_z = 600 e^{j0}; \quad Z_z = 600 \Omega; \quad V_0 = 0,775 \text{ V}; \quad I_0 = 1,29 \text{ mA};$$

$$V_l = 0,149 \text{ V}; \quad I_l = 0,249 \text{ mA}; \quad W_0 = 1000 \mu\text{W}; \quad W_l = 37,1 \mu\text{W};$$

$$W_g = 2000 \mu\text{W};$$

$$2) \quad \dot{Z}_z = 1200 e^{j0}; \quad Z_z = 1200 \Omega; \quad \rho_z = +0,333;$$

$$\dot{Z}_0 = 600 \cdot \frac{-5,21 - 0,333 \cdot 0,19}{-5,21 + 0,333 \cdot 0,19} = 615 \Omega;$$

$$I_0 = \frac{1,55}{1215} = 1,28 \text{ mA}; \quad V_0 = 0,785 \text{ V}; \quad W_0 = 1005 \mu\text{W};$$

$$W_g = 1985 \mu\text{W};$$

według wzorów 29 i 30:

$$\dot{V}_l = 0,64 \cdot 10^{-3} \cdot \{-1215 \cdot 0,19 - 15 \cdot 5,21\} = -0,199;$$

$$V_l = 0,199 \text{ V};$$

$$\dot{I}_l = -0,64 \cdot 0,00167 \cdot 153 = -0,164; \quad I_l = 0,164 \text{ mA};$$

$$W_l = 32,9 \mu\text{W}.$$

$$3) \quad \dot{Z} = 300 e^{j0}; \quad Z_z = 300 \Omega; \quad \rho_z = -0,333; \quad Z_0 = 585 \Omega;$$

$$I_0 = 1,30 \text{ mA}; \quad V_0 = 0,765 \text{ V}; \quad W_0 = 995 \text{ } \mu\text{ W}; \quad W_g = 2015 \text{ } \mu\text{ W};$$

$$V_l = 0,65 \cdot 10^{-3} \{-1185 \cdot 0,19 + 15 \cdot 5,21\} = -0,099;$$

$$V_l = 0,099 \text{ V}; \quad I_l = 0,33 \text{ mA}; \quad W_l = 32,7 \text{ } \mu\text{ W};$$

4) Stosunek mocy, wchodzącej do aparatu odbiorczego, do wytwarzanej na początku linii, będzie wynosił w wypadku bez odbicia ca 3,7% (mocy wytw.), a w wypadkach z odbiciem ca 3,3% (mocy wytw.). Zmniejszenie wywołane zostało przez straty na odbicie.

B. Normalny generator N1, linja z dwóch odcinków:

$$\text{a) } \dot{Z}_1 = 600 e^{j0}; \quad l_1 = 186,5 \text{ km}; \quad \beta_1 = 8,83 \text{ m Np km}^{-1}; \quad \beta_1 l_1 = 1,65;$$

$$e^{\beta_1 l_1} = 5,21; \quad e^{-\beta_1 l_1} = 0,19; \quad \alpha_1 l_1 = 3,14; \quad \sin \alpha_1 l_1 = 0; \quad \cos \alpha_1 l_1 = -1,0;$$

b) drugi odcinek zmienny (różny) dla poszczególnych wypadków.

$$1) \quad \dot{Z}_2 = 600 e^{j0}; \quad \dot{Z}_2 = 600 e^{j0}; \quad l_2 = 186,5 \text{ km};$$

$$\beta_2 = 8,83 \text{ m Np km}^{-1}; \quad \beta_2 l_2 = 1,65; \quad e^{\beta_2 l_2} = 5,21; \quad e^{-\beta_2 l_2} = 0,19;$$

$$\alpha_2 l_2 = 3,14; \quad \sin \alpha l = 0; \quad \cos \alpha l = -1,0.$$

Cała linja ( $l_1$  i  $l_2$ ) posiada jedną charakterystykę i aparat odbiorczy bez odbicia.

$$V_0 = 0,775 \text{ V}; \quad I_0 = 1,29 \text{ mA}; \quad V_l = 0,0286 \text{ V}; \quad I_l = 0,0477 \text{ mA};$$

$$W_l = 1,36 \text{ } \mu\text{ W}; \quad W_0 = 1000 \text{ } \mu\text{ W}; \quad W_g = 2000 \text{ } \mu\text{ W}.$$

$$2) \quad \dot{Z}_2 = 1200 e^{j0}; \quad \dot{Z}_2 = 1200 e^{j0}; \quad l_2 = 186,5 \text{ km};$$

$$\beta_2 = 8,83 \text{ m Np km}^{-1}; \quad \beta_2 l_2 = 1,65; \quad e^{\beta_2 l_2} = 5,21; \quad e^{-\beta_2 l_2} = 0,19;$$

$$\alpha_2 l_2 = 3,14; \quad \sin \alpha_2 l_2 = 0; \quad \cos \alpha_2 l_2 = -1,0.$$

W punkcie dołączenia odcinka drugiego do pierwszego, odcinek drugi przedstawia oporność  $Z_{l1} = 1200 \text{ } \Omega$ ; stosownie do rozdz. A, p. 2 będzie:

$$V_{l1} = 0,199 \text{ V}; \quad I_{l1} = 0,166 \text{ mA}; \quad W_{l1} = 33,2 \text{ } \mu\text{ W}.$$

$$V_l = V_{l2} = V_{l1} e^{-\beta l} = 0,0382 \text{ V};$$

$$I_l = I_{l2} = I_{l1} e^{-\beta l} = 0,0319 \text{ mA};$$

$$W_l = W_{l2} = 1,215 \text{ } \mu\text{ W}.$$

$$3) \hat{Z}_z = 600 e^{j0}; \hat{Z}_2 = 1200 \Omega; l_2 = 186,5 \text{ km};$$

$$\beta = 8,83 \text{ m Np km}^{-1}; \beta l = 1,65; e^{\beta l} = 5,21;$$

$$e^{-\beta l} = 0,19; \alpha l = 3,14; \sin \alpha l = 0; \cos \alpha l = -1,0;$$

$$\rho_{l_2} = -0,333; Z_{l_1} = 1170 \Omega; \rho_{l_1} = +0,323;$$

$$\hat{Z}_0 = 600 \frac{-5,21 - 0,323 \cdot 0,19}{-5,21 + 0,323 \cdot 0,19};$$

$$Z_0 = 614 \Omega;$$

$$I_0 = 1,28 \text{ mA}; V_0 = 0,785 \text{ V}; W_0 = 1005 \mu \text{ W};$$

$$W_g = 1990 \mu \text{ W}; V_{l_1} = 0,197; I_{l_1} = 0,168 \text{ mA};$$

$$V_l = V_{l_2} = 0,0247 \text{ V};$$

$$I_l = I_{l_2} = 0,0425 \text{ mA};$$

$$W_l = W_{l_2} = 1,05 \mu \text{ W}.$$

4) Stosownie do powyższego stosunek mocy wchodzącej w aparacie odbiorczym do wysyłanej na linię będzie:

a) bez odbicia ca  $1,36^{0/00}$ ;

b) z odbiciem tylko na końcu linii ca  $1,22^{0/00}$ ;

c) z odbiciem w środku (między dwoma różnorodnymi odciwkami) i na końcu linii (u aparatu odbiorczego) ca  $1,05^{0/00}$ .

Straty przez odbicie można zmniejszyć przez wzajemne dopasowanie poszczególnych elementów linii, osiągając to na przykład przy pomocy odpowiednich transformatorów z układami regulującymi; zwrócić należy jednak uwagę, aby straty w samych transformatorach i układach regulujących nie były większe od unikanych w ten sposób strat przez odbicie.

### IX. Przestuch.

W wypadkach, kiedy większa ilość obwodów ułożona jest na wspólnej trasie, jak na przykład przy połączeniach napowietrznych na wspólnych słupach lub obwodach w jednym kablu, to pomiędzy poszczególnymi obwodami można zauważyć wzajemne wpływy elektryczne i magnetyczne, dzielone ogólnie na:

a) elektrostatyczne,

b) elektromagnetyczne i

c) upływnościowe.

Przez podwyższenie oporności izolacji, odpowiednie rozmieszczenie, skrzyżowanie i przeplecenie poszczególnych obwodów, oma-

wiane wpływy zostają zredukowane do takich wartości, aby nie przeszkadzały normalnym procesom elektrycznym; prócz tego dla przeciwdziałania wpływom elektrostatycznym stosowane jest dołączanie balansujących kondensatorów.

Zjawiska przesłuchu nie pozwalają na zastosowanie silnych aparatów nadawczych.

Naprzykład przy wartości tłumienia przesłuchu równej 8 Np. może być stosowany aparat nadawczy o poziomie nadawania 7 Neperów ponad granicę słyszalności w telefonie odbiorczym; wtedy przy tłumieniu w linii do 4 Neperów odbiór jest na poziomie 3 Neperów ponad granicę słyszalności; tem samem osiągnana zostaje jeszcze dostateczna głośność. Gdyby jednak zastosować aparat nadawczy o poziomie nadawania 9 Neperów przy tłumieniu w linii 6 Neperów, to powyższa rozmowa miałaby wprawdzie również 3 Np. ponad granicę słyszalności, ale przesłuch o wartości 1 Nepera ponad granicę słyszalności, utrudniałby w omawianych warunkach wzajemną zrozumiałość; w tym wypadku nie byłby również spełniony zasadniczy warunek zachowania tajemnicy korespondencji telefonicznej.

#### X. Linje ze zwiększoną indukcyjnością.

Wartość współczynnika tłumienia według wzoru 26 była:

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{2} \left\{ (R^2 + \omega^2 L^2) (G^2 + \omega^2 C^2) + GR - \omega^2 LC \right\}} .$$

Dla linii ze stratami dielektrycznymi, określanymi według wzoru 67, wartość współczynnika tłumienia będzie:

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{2} \left\{ (R^2 + \omega^2 L^2) [(A + G)^2 + \omega^2 C^2] + (A + G)R - \omega^2 LC \right\}} \dots 79$$

Jeżeli założyć linję bez strat dielektrycznych ( $A=0$ ) i z doskonałą izolacją ( $G=0$ ), to wzór 79 przekształci się tak:

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{2} \left\{ (R^2 + \omega^2 L^2) \omega^2 C^2 - \omega^2 LC \right\}} ; \text{ więc}$$

$$\beta = \omega \sqrt{\frac{LC}{2}} \sqrt{\sqrt{\frac{R^2}{\omega^2 L^2} + 1} - 1} . \dots 80$$

Wzór 80 wskazuje, że gdyby przy określonych (stałych) wartościach  $R$  i  $C$  można było zwiększyć tylko indukcyjność, to w ten sposób zmniejszyłoby się wartość współczynnika tłumienia.



1. Przykład. Linja kablowa; średnica  $d = 0,9$  mm;  
 $A = 0$ ;  $C = 33 \text{ m } \mu\text{F km}^{-1}$ ;  $G = 0$ ;  $L = 0,6 \text{ mH km}^{-1}$ ;  
 $R = 58 \Omega \text{ km}^{-1}$ ;  $f = 800 \sim \text{s}^{-1}$ .  
 $\beta = 0,068 \text{ Np km}^{-1} = 68 \text{ m Np km}^{-1}$ .
2. Przykład. Linja kablowa;  $d = 0,9$  mm;  
 $A = 0$ ;  $C = 33 \text{ m } \mu\text{F km}^{-1}$ ;  $G = 0$ ;  $L = 18 \text{ mH km}^{-1}$ ;  
 $R = 58 \Omega \text{ km}^{-1}$ ;  $f = 800 \sim \text{s}^{-1}$ .  
 $\beta = \text{ca } 30 \text{ m Np km}^{-1}$ .
3. Przykład. Linja kablowa:  $d = 0,9$  mm;  
 $A = 0$ ;  $C = 33 \text{ m } \mu\text{F km}^{-1}$ ;  $G = 0$ ;  $L = 80 \text{ mH km}^{-1}$ ;  
 $R = 58 \Omega \text{ km}^{-1}$ ;  $f = 800 \sim \text{s}^{-1}$ .  
 $\beta = \text{ca } 19 \text{ m Np km}^{-1}$ .
4. Przykład. Linja kablowa;  $d = 0,9$  mm;  
 $A = 0$ ;  $C = 33 \text{ m } \mu\text{F km}^{-1}$ ;  $G = 0$ ;  $L = 300 \text{ mH km}^{-1}$ ;  
 $R = 58 \Omega \text{ km}^{-1}$ ;  $f = 800 \sim \text{s}^{-1}$ .  
 $\beta = \text{ca } 9,3 \text{ m Np km}^{-1}$ .

Zwiększenie indukcyjności przewodów można osiągnąć sposobami Krarup'a i Pupin'a; oba sposoby wprowadzają, prócz indukcyjności, dodatkowe straty i przez to współczynnik tłumienia nie osiąga nigdy wartości teoretycznie możliwych. W związku z powyższym istnieje również pewna indukcyjność, przy której suma zmniejszenia tłumienia wskutek odpowiedniego zwiększenia indukcyjności i zwiększenia tłumienia przez wprowadzenie dodatkowych obiektów (strat) osiąga minimum; dalsze zwiększanie indukcyjności będzie już szkodliwe. W zastosowaniach technicznych osiągnięcie wskazanego minimum jest utrudnione przez pewne dodatkowe zjawiska i przez to wartość indukcyjności wybierana jest mniejsza, niż ta, jakie wymagałoby osiągnięcie wspomnianego minimum (przewody słabo albo lekko pupinizowane).

#### XI. Kable Krarup'a.

Zwiększenie indukcyjności osiąga się przez owinięcie żyły miedzianej drutem żelaznym (spiralnie) o średnicy od 0,1 mm do 0,3 mm. Wskutek strat na prądy wirowe i histerezę, rosnących

przybliżenie do drugiej potęgi częstotliwości, oporność efektywna wzrasta ze zwiększeniem częstotliwości: przyrost jej jest w przybliżeniu proporcjonalny do drugiej potęgi częstotliwości; jako orientacyjną wartość dla żył miedzianych o średnicy od 0,9 mm do 1,4 mm można uważać: przyrost oporności ca 50 % dla  $3000 \sim \text{s}^{-1}$ ; indukcyjność od 20 do 30 mH km<sup>-1</sup>; charakterystyka przy  $800 \sim \text{s}^{-1}$ , od 600 do 700 omów. Kable systemu Krarup'a znajdują zastosowanie jako podmorskie, jako zakończenia linii napowietrznych (naprzykład w obrębie miast).

## XII. Pupinizacja.

Zwiększenie indukcyjności osiąga się przez załączenie cewek z samoindukcją (cewek Pupin'a) między poszczególne odcinki kabla. Długość odcinka, to jest odległość między dwiema sąsiednimi cewkami, oznaczana przez  $s$ , jest tu wielkością miarodajną; im  $s$  jest mniejsze, tem prawidłowiej przebiegają pewne pożądane procesy, ale tem drożej wypada instalacja. Ogólnie przyjęte są wartości  $s$ : 1,7; 1,83 i 2 km. Cewki Pupin'a charakteryzowane są nominalną wartością indukcyjności przy  $800 \sim \text{s}^{-1}$  i prądzie 1 mA; często stosowane są cewki o następujących wartościach indukcyjności: 10 mH; 30 mH; 85 mH; 140 mH; 250 mH. Dla  $s = 1,7$  km indukcyjności te w odniesieniu do 1 km kabla wyniosą odpowiednio: 6, 18, 50, 80 i 150 mH km<sup>-1</sup>.

6 mH km<sup>-1</sup> — stosuje się dla transmisji radjowych;

18 mH km<sup>-1</sup> — dla odległości ponad 2500 km — lekka pupinizacja;

50 mH km<sup>-1</sup> — dla odległości od 1500 do 2500 km;

80 mH km<sup>-1</sup> — dla odległości do 1500 km normalna pupinizacja.

150 mH km<sup>-1</sup> — dla krótkich linii, zwykle bez amplifikacji (wzmocnienia) — mocna pupinizacja.

Z powodu strat na histerezę i prądy wirowe w żelazie cewek, ich oporność efektywna wzrasta z częstotliwością. Na rysunku 12 uwidoczona jest taka zależność oporności efektywnej dla cewki Pupin'a 85 mH, mierzonej przy prądzie 1 mA; na rysunku 13 — to samo dla cewki o takiej samej indukcyjności, lecz różniące się od pierwszej wymiarami; zależność według rysunku 12 jest dla cewki dużej, a według rysunku 13 — dla małej.

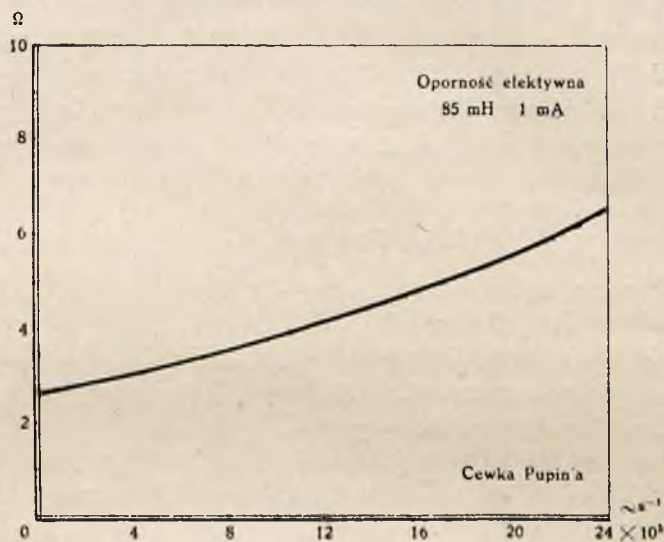
Oznaczenia:

$L_p$  — indukcyjność cewki przy aktualnej częstotliwości;

$R_p$  — oporność efektywna cewki przy aktualnej częstotliwości;

$C_p$  — pojemność między uzwojeniami cewki przy aktualnej częstotliwości;

$s$  — odległość między sąsiednimi cewkami w km;



Rys. 12.

Odporownie dodatkowe indukcyjności, oporności i pojemności kabla na km. wyniosą:

$$L_s = \frac{L_p}{s}; \quad R_s = \frac{R_p}{s}; \quad C_s = \frac{C_p}{s}.$$

W założeniu, że  $L$  jest małe względem  $L_s$ , oraz  $C_s$  małe wobec  $C$ , otrzymuje się w przybliżeniu:

1) częstotliwość graniczną:

$$f_l = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{1}{L_p \cdot C \cdot s}} = \frac{1}{\pi \cdot s} \sqrt{\frac{1}{L_s \cdot C}} \quad \dots 81$$

2) częstotliwość rezonansową:

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_p \cdot C \cdot s}} = \frac{1}{2\pi \cdot s} \sqrt{\frac{1}{L_s \cdot C}} \quad \dots 82$$

Ponieważ indukcyjność pupinizowanej linii jest nierównomiernie rozłożona, więc wzory dla równomiernych linii nie są miarodajne. Można jednak po wprowadzeniu do nich pewnych poprawek otrzymać przybliżone wzory, wystarczające dla zastosowań technicznych.

Oporność falowa w pierwszym przybliżeniu wyniesie:

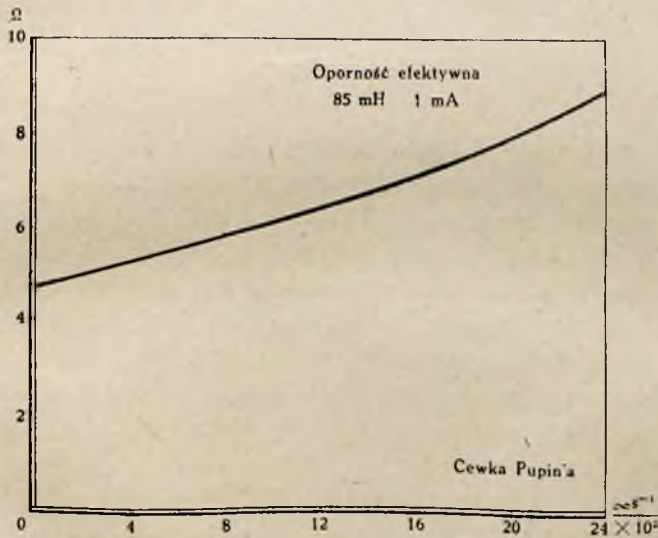
$$Z_1 = \sqrt{\frac{L + L_s}{C + C_s}} \quad \dots 83$$

Oporność falowa w drugim przybliżeniu:

$$Z_2 = \frac{Z_1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_l}\right)^2}} \quad \dots 84$$

gdzie  $f$  — aktualna częstotliwość, a  $f_l$  — graniczna według wzoru 81.  
Dla  $f > f_r$ , ale poniżej  $f_l$ .

$$\alpha = 3 \arcsin \frac{f}{f_l} \quad \dots 85$$



Rys. 13.

Spółczynnik tłumienia w pierwszym przybliżeniu:

$$\beta_1 = \frac{R_1}{2 Z_1} + \frac{A + G}{2} \cdot Z_1 ; \quad \dots 86$$

gdzie

$$R_1 = R_s + R \left[ 1 - \frac{2}{3} \left( \frac{f}{f_l} \right)^2 \right] ; \quad \dots 87$$

ditto, w drugim przybliżeniu:

$$\beta_2 = \beta_1 \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_l}\right)^2}} ; \quad \dots 88$$

ditto, w trzecim przybliżeniu:

$$\beta_3 = K \cdot \beta_2 \quad \dots 89$$

gdzie:

$$K = \sqrt{\frac{2h}{h + \sqrt{1 + h^2}}} \quad \dots 90$$

zaś

$$h = \frac{1}{\beta_1} \cdot \frac{f}{f_t} \cdot \left[ 1 - \left( \frac{f}{f_t} \right)^2 \right] \quad \dots 91$$

Oporność falowa w trzecim przybliżeniu:

$$Z = \sqrt{\frac{R_1 + j\omega L_1}{G_1 + j\omega C_1}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{s^2}{4} (R_1 + j\omega L_1) (G_1 + j\omega C_1)}} \quad \dots 92$$

gdzie:

$$L_1 = L + L_s; \quad G_1 = G + A; \quad C_1 = C + C_s,$$

$R_1$  według wzoru 87.

Przytoczone przybliżone wzory są miarodajne dla częstotliwości mniejszych, od częstotliwości granicznej  $f_t$ ,

Obwody fantomowane (fantom = zjawia) pupinizowane są zwykle lżej od głównych (macierzystych), aby przez cewki dodatkowe nie zwiększyć za dużo tłumienia obwodów macierzystych, wyrównać zaś tłumienia jednych i drugich; ponieważ linje fantomowane posiadają bez pupinizacji mniejsze tłumienie (przy niższej charakterystyce), więc wystarczy słabsza pupinizacja dla zrównania tłumień; różnica w wartości charakterystyk będzie obecnie większa, niż bez pupinizacji.

Jako przykład rozpowszechnionej pupinizacji można uważać dane, umieszczone w tablicy na str. 60 dla  $s = 1,7$  km.

W długich liniach pupinizowanych występują dwa zjawiska:

- 1) czas przebiegu i
- 2) deformacja.

Długie linie są siłą rzeczy, z powodu ich wielkich wartości tłumień, amplifikowane (zaopatrzone we wzmacniaki); występuje wtedy, przy dwukierunkowej komunikacji, jeszcze i zjawisko trzecie:

- 3) echo.

Zjawiska deformacji dzielą się na dwie grupy:

- 4) deformacje powodowane niejednakowymi tłumieniami,
- 5) deformacje powodowane niejednakowymi szybkościami poszczególnych składowych o różnych częstotliwościach.

Urządzenia zmniejszające wpływy tych zjawisk na komunikację telefoniczną są zwykle skombinowane z amplifikatorami i przez to wskazane jest łączne rozpatrzenie tej aparatury.

### XIII. Czas przebiegu.

Szybkość ustalania się fal w określonym punkcie dla linii pupinizowanych jest względnie nieznaczną; na przykład dla obwodu macierzystego kabla 0,9 mm, przy  $s = 1,7$  km,  $L_p = 140$  mH, szybkości te będą:

- 1) dla  $f = 2000 \sim s^{-1}$ ;  $u = 10000$  km s<sup>-1</sup>;
- 2) „  $f = 2500 \sim s^{-1}$ ;  $u = 9600$  km s<sup>-1</sup>;
- 3) „  $f = 3000 \sim s^{-1}$ ;  $u = 8900$  km s<sup>-1</sup>;

Szybkość ustalania się frekwencji niższych od  $f_r$  bywa mniejsza; bardzo małe frekwencje mają znowu większą szybkość. Dla rozmawiających na odległość 1500 km czas przebiegu tam i z powrotem wynosić będzie ca 300 m sek, czyli, że odpowiedź nie będzie mogła być otrzymaną wcześniej, niż po 300 m sek, przytem pod warunkiem, że zapytany natychmiast odpowie; konwencyjnie czas ten jest traktowany, jako najdłuższy dopuszczalny i jeszcze nieprzeszkadzający porozumieniu się zwykłych abonentów telefonicznych. Dla osób często mówiących na wielkie odległości i przywykłych dawać rozmówcy pewien czas po zakończeniu ostatniego (pozornie) słowa można ten konwencyjny czas przekroczyć.

W myśl powyższego przy odległościach większych, niż 1500 km, należy stosować kable lżej pupinizowane; wtedy przy pupinizacji lekkiej szybkość wynosić będzie ca 22000 km sek<sup>-1</sup>, czyli, że konwencyjna granica przebiegu 300 m sek tam i z powrotem osiągnięta będzie dopiero dla linii o długości ca 3500 km; można się spodziewać, że osoby rozmawiające na takie i jeszcze większe odległości będą umiały nieco czekać z daniem odpowiedzi swym rozmówcom.

### XIV. Deformacja przez tłumienia.

Wartość współczynników tłumienia dla linii niezrównoważonych będzie różna dla różnych częstotliwości; ponieważ zaś kable nawet przy normalnej pupinizacji są dalekie od zrównowazenia, to więc i w tym wypadku tłumienie wyższych częstotliwości będzie oczywiście większe.

Naprzykład, dla obwodu macierzystego kabla 0,9 mm, przy  $s = 1,7$  km,  $L_p = 140$  mH, otrzymuje się dla:

$$1) \quad f = 500 \sim s^{-1};$$

$$R_1 = R_s + R \left[ 1 - \frac{2}{3} \left( \frac{f}{f_1} \right)^2 \right] = 4 + 58 \cdot 0,986 = 61,2 \Omega;$$

$$Z_1 = \sqrt{\frac{83 \cdot 10^{-3}}{33 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-6}}} = 1585 \Omega;$$

$$\beta_1 = \frac{61,2}{2 \cdot 1585} + \frac{0,8 \cdot 10^{-6}}{2} \cdot 1585 = 0,02;$$

$$2) \quad f = 1000 \sim s^{-1};$$

$$R_1 = 5 + 58 \cdot 0,944 = 59,7 \Omega;$$

$$\beta_1 = 0,020; \quad \beta_2 = 0,0209;$$

$$3) \quad f = 1500 \sim s^{-1};$$

$$R_1 = 6 + 58 \cdot 0,87 = 57 \Omega;$$

$$\beta_1 = 0,0192; \quad \beta_2 = 0,0213;$$

$$4) \quad f = 2000 \sim s^{-1};$$

$$R_1 = 7 + 58 \cdot 0,775 = 52 \Omega;$$

$$\beta_1 = 0,0176; \quad \beta_2 = 0,0217.$$

Dla kompensacji omawianej deformacji stosuje się urządzenia które w mniejszym stopniu tłumią wyższe częstotliwości, niż niższe i to w odwrotnym stosunku do wzrostu tłumień w linii. W tym celu jako odpowiednia aparatura mogą być stosowane transformatory, mające mniejszą sprawność dla niższych częstotliwości, albo specjalne filtry elektryczne (korektory amplifikacji, wyrównywacze tłumień), bardziej tłumiące niższe częstotliwości, niż wyższe.

#### XV. *Deformacje powodowane różnymi szybkościami.*

Przykład, podany w rozdziale XIII, wskazuje, że poszczególne częstotliwości będą miały różne szybkości ustalania się; omawiana deformacja nie będzie odczuwalna dla stanu ustalonego. Zwykła rozmowa telefoniczna nie zawsze jednak może być rozpatrywana z techniczną tolerancją, jako stan ustalony. Wtedy rozpatrywane zjawisko, zmniejsza zrozumiałość, co wynika ze stosunku czasu rwania określonego dźwięku do różnicy czasów przebiegów, wzdłuż linii poszczególnych częstotliwości.

Konwencyjnie przyjęte jest, że dla zwykłej rozmowy telefonicznej różnica czasu przejścia krańcowych akustycznych częstotliwości ( $200 \sim s^{-1}$  i  $3200 \sim s^{-1}$ ) w porównaniu do średniej o  $800 \sim s^{-1}$  nie powinna przekraczać 30 msek. Różnica szybkości dla kabla 0,9 mm, *m*, norm, wynosi ca  $2000 \text{ km s}^{-1}$ : w tych warunkach najdłuższa linja dla której omawiana deformacja jeszcze nie zmniejszy zrozumiałości będzie ca 600 km. Dla dłuższych linii można stosować aparaturę w postaci specjalnych filtrów (wyrównywaczy szybkości ustalania, korektorów przebiegu). Przy odpowiednim doborze omawianych filtrów wzrost wartości może przebiegać tak, że podczas pewnego określonego czasu wzrost ten jest wolny, a dopiero po tym czasie szybki, przyczem ten określony czas jest w wielkości swej odwrotny do czasów przebiegu poszczególnych częstotliwości i mniej więcej równy różnicom tychże czasów.

#### XVI. *Echo.*

Przy zastosowaniu amplifikatorów w obwodach dwudrutowych, działających dwustronnie, stosowane są gilotynujące transformatory, z ekwiwalentnymi linjami, które anulują wpływ generowanych prądów na tę część aparatury, która służy do odbioru prądów linjowych (przychodzących, wejściowych z linji). Aparatura ta działa z pewną tolerancją: część nadawanych prądów podziela na aparaturę odbiorczą; ta ostatnia wzmocni i nada w stronę odwrotną; przy pewnej niedokładności w gilotynującym urządzeniu pozostanie pewne sprzężenie w samym amplifikatorze i, prócz tego, wszelkie niedokładności w sąsiednich amplifikatorach i odcinkach linjowych wywołają zjawienie się dodatkowych prądów, przez które, w sprzyjających warunkach, mogą powstać zakłócenia w postaci ustalonych generowanych prądów (gwizdy). Omówione zjawiska ustalają pewne granice dla amplifikacji w poszczególnych amplifikatorach, ograniczając zarazem ich liczbę. Na podstawie danych praktycznych przyjmuje się, że wzmocnienie w jednym amplifikatorze nie powinno przekraczać  $1,5 N_p$ , a liczba włączonych amplifikatorów w obwód nie powinna być większa od pięciu, przy warunku obniżenia poziomu transmisji o ca  $3 N_p$ .

Dla linii kablowych, z odległościami pomiędzy poszczególnymi amplifikatorami równymi 150 km, największa odległość między dwoma aparatami telefonicznymi, z uwzględnieniem tłumień w przewodach abonenckich, wyniesie ca 800 km.

Pewne polepszenie pracy linji można osiągnąć przez dołączenie moderatorów sprzężeń, działających w ten sposób, że każde



zjawisko generowania mocy na linię w jedną stronę jest rejestrowane przez aparaturę, zmniejszającą jednocześnie (moderującą, anulującą) amplifikację w odwrotną stronę.

Dla linii ze zmieniającą się charakterystyką, jak na przykład napowietrznych, można stosować aparaturę przedłużającą linię w postaci obwodów łańcuchowych o pozornej oporności, równej średniej wartości charakterystyki linii. Takie obwody dają się dokładniej kompensować niż linie rzeczywiste za pomocą urządzeń gilotynujących i dzięki temu pozwalają nie tylko na skompensowanie podwójnego tłumienia (na początku i na końcu między-amplifikatorowego odcinka) przez podniesienie amplifikacji, ale również jeszcze na podniesienie poziomu transmisji. Wspomniana własność spowodowała zastosowanie takiej aparatury nie tylko na liniach napowietrznych, ale również i na kablowych.

Rozpowszechnione są przedłużenia o tłumieniu do  $0,4 N_p$  przy zwiększaniu amplifikacji ca o  $1 N_p$  co daje podniesienie poziomu transmisji ca o  $0,2 N_p$ , czyli w krańcowym wypadku przy 5 amplifikatorach ogólne zniżenie będzie tylko ca  $2 N_p$ . Pomimo zastosowania omówionych urządzeń, obwody dwudrutowe traktowane są, jako technicznie niedostatecznie pewne i na odległości większe, wymagające więcej niż 5 amplifikatorów, stosowane są obwody czterodrutowe z jednostronnymi amplifikatorami, zaopatrzonymi często w moderatory sprzężeń, anulujące wpływ obwodu dwudrutowego nadawczego na dwudrutowy odbiorczy.

Omówione urządzenie realizuje komunikację telefoniczną o tak dużej ilości amplifikatorów, że nie było można dotychczas skonstatować na egzystujących połączeniach, czy i gdzie leży granica ilości włączonych w obwód amplifikatorów.

Jeżeliby można było czterodrutowy obwód doprowadzać bezpośrednio do aparatu telefonicznego (również czterodrutowego), to omówiony system byłby technicznie dostatecznie pewny bez zniżenia poziomu transmisji; w zwykłych jednakże warunkach czterodrutowe obwody doprowadzane są tylko do stacji międzymiastowych, dalsza zaś komunikacja odbywa się po liniach abonenckich dwudrutowych. W tych warunkach wymagane są tylko dwa urządzenia gilotynujące: na początku i końcu czterodrutowej linii dalekosiężnej, przy przejściach na abonenckie obwody dwudrutowe; przy zastosowaniu moderatorów sprzężeń i przedłużeń ogólne zniżenie poziomu transmisji w tych warunkach zwykle nie przekracza  $3 N_p$ . Dalsze zmniejszenie obniżenia poziomu transmisji jest już utrudnione przez niedokładność gilotynowania przejścia z czterodrutowego obwodu na dwudrutowy, co przy małych obniżeniach

wywołuje zjawisko, nazywane echem, a polegające na tem, że prąd nadany przez ostatni amplifikator jednego kierunku częściowo dostaje się do pierwszego amplifikatora drugiego kierunku, przechodzi z powrotem linję dalekosieżną; podobne zjawisko powtarza się na początku linji, następuje ponowny powrót na koniec linji i tak dalej; w rezultacie odbiorca usłyszy wielokrotnie jeden i ten sam dźwięk, zaś nadawca sam siebie po pewnym czasie. Przy obniżeniu poziomu transmisji o ca 3 Np, już pierwsze echo w zwykłych warunkach będzie stłumione poniżej granicy słyszalności, będzie więc nieodczuwalne. Możliwe jest jednak, że przez zastosowanie ulepszonych szybko działających moderatorów uda się ogólny poziom transmisji obniżyć mniej, niż o 3 Np.

### XVII Obliczenia od odbiornika.

Obliczenia według wzorów 18, 19 i 20 mogą wywołać manipulacyjne trudności, ponieważ różnica dwóch wartości ( $Z_0 - Z$ ) jest mnożona przez względnie dużą wartość  $e^{px}$ , co daje w konsekwencji małą dokładność. Obliczenia według wzorów 21, 22 i 23 nie stwarzają tych trudności i, oprócz tego, pozwalają na dogodnie znalezienie wartości strat przez odbicia.

Jeżeli wartości elektryczne u odbiornika są znane, to nic nie stoi na przeszkodzie do stosowania tych wzorów; jeżeli zaś są dane wartości elektryczne na początku linji, to zapomocą fikcyjnych wartości elektrycznych na końcu linji można znaleźć odpowiednie im wartości na początku linji i metodą przemiany skali znaleźć realne wartości na końcu linji.

### XVIII Obliczenie komunikacji przez linję żelazną.

Założono:

- 1) aparat CB;
- 2) linja od centrali I do Tf1 żelazna o  $\varnothing$  3 mm;  $l = 20$  km;
- 3) transformator;
- 4) linja między centralami żelazna o  $\varnothing$  4 mm;  $l = 100$  km;
- 5) transformator, jak w punkcie 3;
- 6) linja od centrali II do Tf2, jak w punkcie 2;
- 7) aparat, jak w punkcie 1;

Ogólnie przyjęte są 2 sposoby liczenia poziomów transmisji. Pierwszy z nich polega na tem, że poziom aparatu nadawczego traktowany jest, jako poziom zerowy, w tym wypadku niższe poziomu transmisji w aparacie odbiorczym nie powinno przekraczać 3,5 Np.

Drugi sposób liczenia polega na konwencji, że poziom transmisji w aparacie odbiorczym nie powinien być niższy od 50 decibelów ponad granicę słyszalności, czemu przy pełnym tłumieniu między obydwooma aparatami równemu 3,5 Np, odpowiada poziom transmisji w aparacie nadawczym ca 80 decibelów ponad granicę słyszalności. Zwracać należy uwagę, żeby i przy komunikacji dalekosiężnej (międzymiastowej) poziom transmisji w aparacie odbiorczym był również utrzymany na wysokości 50 decibelów.

Obliczenia techniczne dokonywane bywają zwykle dla 400, 800 i 1600  $\sim s^{-1}$  albo 500, 1000 i 1500  $\sim s^{-1}$ ; czasami dla 200, 800 i 3200  $\sim s^{-1}$ ; często jednak podawane są dane tylko dla jednej konwencyjnej frekwencji, a mianowicie 800  $\sim s^{-1}$  lub 1000  $\sim s^{-1}$ .

Omawiany przykład będzie przeliczony dla  $f = 800 \sim s^{-1}$  ( $\omega = \text{ca } 5000$ ); w sposób podany w rozdziale XVII.

Aparat CB przy tej frekwencji posiada pozorną oporność przy odbiorze:

$$\hat{Z}_z = 500 + j 300 = 582 e^{+j 31}; Z_z = 582 \Omega.$$

Pozorna oporność telefonu w aparacie o oporności, mierzonej prądem jednokierunkowym, równej 120  $\Omega$  będzie wynosiła:

$$\hat{Z}_{Te} = 250 + j 300 = 390 e^{+j 50}; Z_{Te} = 390 \Omega.$$

Przy poziomie 50 decibelów ponad granicę słyszalności maksymalne ciśnienie akustyczne będzie ca 0,1  $\mu$  Bara.

Moc efektywna na  $\text{cm}^2$ :

$$N = 0,00116 \cdot 0,1^2 = 11,6 \mu \mu \text{ W cm}^{-2}.$$

Po uwzględnieniu sprawności telefonu, strat na wiry i strat przez szczeliny między muszlą telefonu i uchem, do omawianego telefonu należy doprowadzić moc, równą ca 10  $\mu \mu \text{ W} = 10000 \mu \mu \text{ W}$ , stosownie do zależności, pokazanych na rysunku 14.

Moc, którą należy doprowadzić do aparatu:

$$10000 \mu \mu \text{ W} \frac{500}{250} = 20000 \mu \mu \text{ W}$$

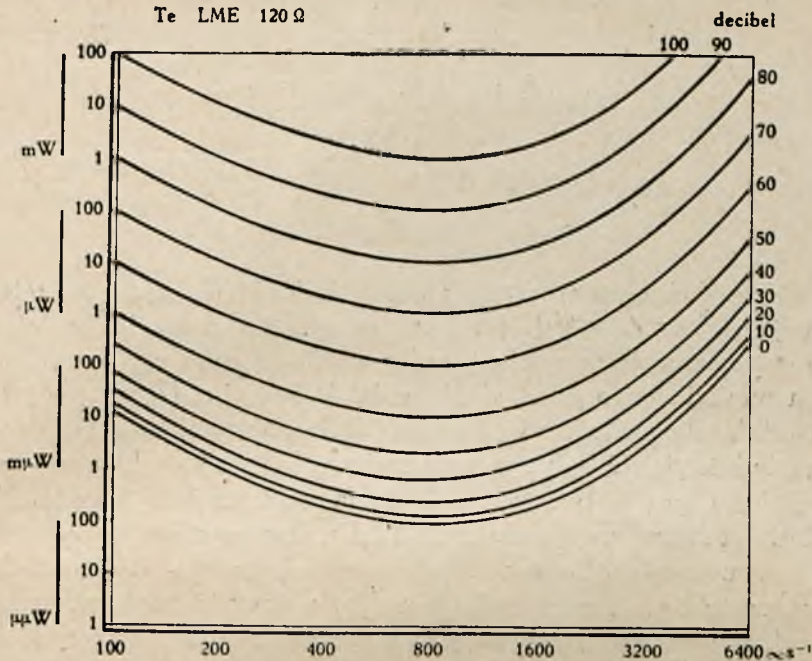
zaś prąd  $I_l$ :

$$I_l^2 \cdot 500 = 20\ 000 \mu \mu \text{ W}; I_l = 6,3 \mu \text{ A}.$$

wtedy:

$$V_l = 6,3 \cdot 582 = 3650 \mu \text{ V}.$$

$$V_l \cdot I_l = 23\ 000 \mu \mu \text{ V A}.$$



Stałe linii żelaznej o  $\varnothing$  3 mm są:

$$C = 5,4 \text{ m } \mu\text{F km}^{-1}, \quad G = 1 \mu\text{S km}^{-1};$$

$$L = 10,1 \text{ mH km}^{-1}, \quad R = 42 \Omega \text{ km}^{-1}.$$

$$\alpha = 2\pi f \sqrt{LC} = 0,037.$$

$$\beta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} = 0,0154 + 0,0007 = 0,0161.$$

$$\lambda = \frac{2\pi}{\alpha} = 170 \text{ km}; \quad u = 136\,000 \text{ km s}^{-1}.$$

$$\hat{Z} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = 1550e^{-j19} = 1470 - j505;$$

$$Z = 1550 \Omega.$$

$$\alpha l = 0,037 \cdot 20 = 0,74; \quad \beta l = 0,0161 \cdot 20 = 0,322; \quad e^{\beta l} = 1,38; \quad e^{-\beta l} = 0,725;$$

$$\cos \alpha l = 0,738; \quad \sin \alpha l = 0,675.$$

Według wzorów 33 i 34 napięcie i prąd, wychodzące z drugiej centrali CB będą:

$$\begin{aligned}
 V_1 &= 3,15 \cdot 10^{-6} \{ (1970 - j205) \cdot 1,38 \cdot (0,738 + j0,675) + \\
 &+ (-970 + j805) \cdot 0,725 \cdot (0,738 - j0,675) \} = \\
 &= 0,0065 + j0,008 = 0,0103 e^{+j31}; \\
 V_1 &= 10,3 \text{ mV.}
 \end{aligned}$$

$$\hat{I}_1 = 4,95 e^{+j35} \cdot 10^{-6}; \quad I_1 = 4,95 \mu\text{A}$$

$$\hat{Z}_1 = 2080 e^{+j16}; \quad Z_1 = 2080 \Omega.$$

Jak widać z powyższego, reakcja indukcyjna aparatu telefonicznego [ $\hat{Z}_2 = 582 e^{+j31}$ ] jest w omawianym punkcie częściowo skompensowana przez reakcję pojemnościową linii, ogólna reakcja w tym punkcie pozostała jednak nadal indukcyjna [ $\hat{Z}_1 = 2080 e^{+j16}$ ]. To ostatnie wskazuje na to, że sama linja obok pojemności posiada pewną indukcyjność, gdyż w przeciwnym wypadku składowa pojemnościowa prądu byłaby w omawianym punkcie większa od składowej indukcyjnej prądu w aparacie, co wynika z następującego rozumowania. Ponieważ linja stanowi ca  $\frac{1}{8}$  długości fali, a więc może być jeszcze traktowana jako obwód skupiony, to orientacyjne dane dla prądu na początku linii można otrzymać, zakładając napięcie ładowania jako równe średniej arytmetycznej krańcowych napięć; wtedy składowa pojemnościowa prądu w omawianym punkcie wyniosłaby:

$$\frac{\frac{10,3 + 3,65}{2}}{1} = 3,8 \mu\text{A}, \quad (\text{przy } f = 800 \sim \text{sek}^{-1}),$$

$$2\pi f \cdot 5,4 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-6} \cdot 20$$

a więc byłaby większa od składowej indukcyjnej prądu w aparacie, równej  $6,3 \cdot \frac{300}{582} = 3,27 \mu\text{A}$ , tem samym reakcja ogólna byłaby pojemnościowa.

Kondensatorowa linja sznurowa systemu CB może być zamieniona przez E Sch (ekwiwalentny schemat). Odpowiedni E Sch dla zwykłej (lokalnej) rozmowy między dwoma abonentami jednej stacji pokazany jest na rysunku 15. Dla trafiku trunkingowego przewiduje się często specjalną SrL, uwidocznioną z odpowiednim E Sch na rysunku 16; schemat ten, dla frekwencji akustycznych ( $200-3200 \sim \text{s}^{-1}$ ), ułatwia obliczenie strat i określenie związanych z układem tłumień. Si 1 i Si 2 wyobrażają pola rozproszenia (magnetycznego) w transformatorze; Si 3 — indukcyjność, przedstawiającą sobą sprzężenie; r 1 — straty w miedzi transformatora

i w kondensatorze;  $r_2$  — w miedzi transformatora;  $r_3$  — w żelazie transformatora.

Stałe linii żelaznej o  $\varnothing$  4 mm są:

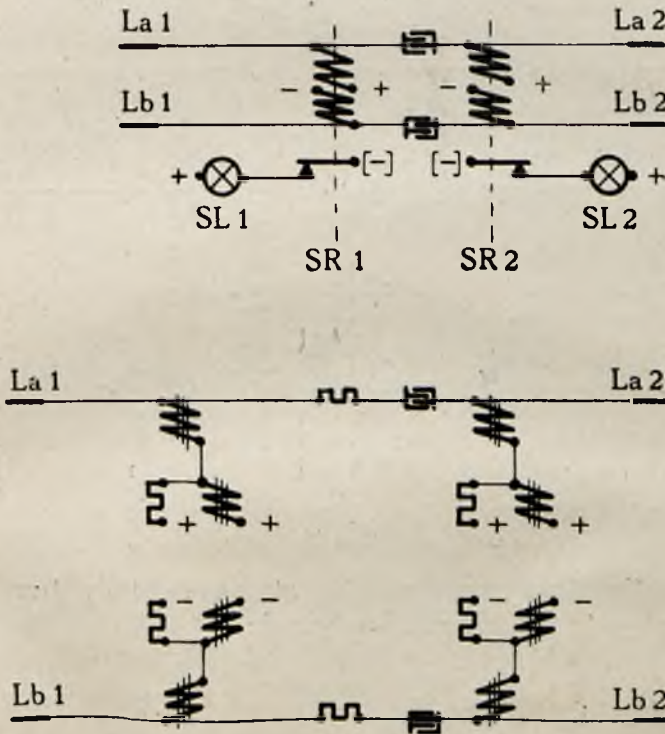
$$C = 5,7 \text{ m} \mu\text{F km}^{-1}; \quad G = 1 \text{ } \mu\text{S km}^{-1};$$

$$L = 10,0 \text{ mH km}^{-1}; \quad R = 27 \text{ } \Omega \text{ km}^{-1}.$$

$$\alpha = 0,038; \quad \beta = 0,0102 + 0,0006 = 0,0108;$$

$$\lambda = 165 \text{ km}; \quad u = 132000 \text{ km s}^{-1}.$$

$$\hat{Z} = 1410 e^{-j13}; \quad Z = 1410 \text{ } \Omega; \quad \hat{Z} = 1380 - j318.$$



Rys. 15.

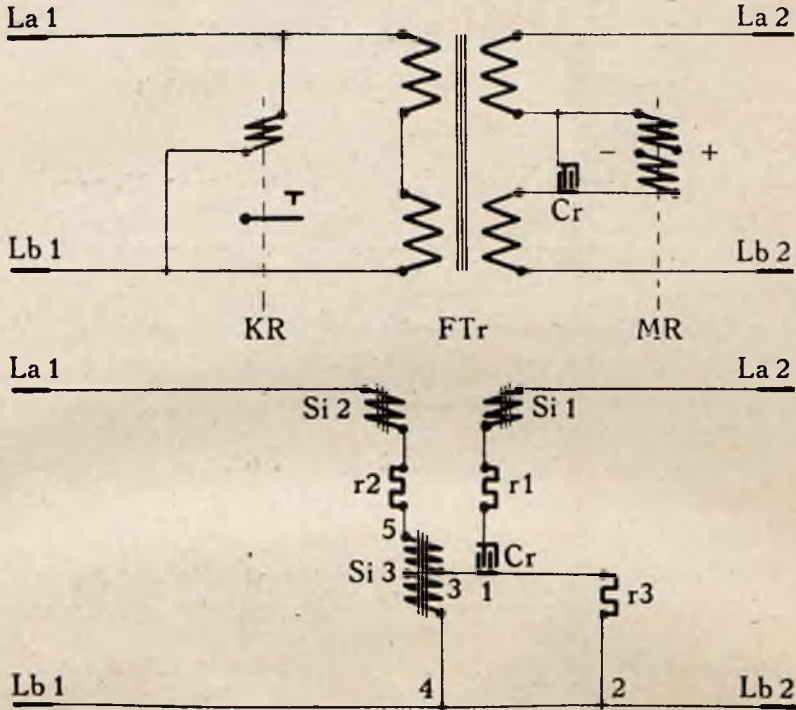
Ze wzrastającą częstotliwością oporności falowe będą się zbliżały:

a) dla linii o  $\varnothing$  3 mm do  $Z = 1365 \text{ } \Omega$  i

b) dla linii o  $\varnothing$  4 mm do  $Z = 1325 \text{ } \Omega$ .

Aparat odbiorczy wprowadza pewne podniesienie oporności pozornej. Ta okoliczność powoduje konieczność stosowania, w celu uniknięcia strat na odbicie, transformatora o określonej przekładni. Taki sam aparat, pracujący jako nadawczy, będzie wymagał transformatora o innej (określonej) przekładni. W wypad-

ku niestosowania żadnych specjalnych urządzeń korygujących dla różnych kierunków rozmowy, a tylko jednego transformatora nieuniknione są pewne straty na odbicie, ponieważ ten ostatni nie jest w stanie dopasować się do zmiennych warunków pracy.



Rys. 16.

Poniżej podane są najczęściej stosowane typy transformatorów, o następujących charakterystykach:

- a) typ 1:  $Z_1 = 800$ ;  $Z_2 = 800$ ;
- b) „ 2:  $Z_1 = 800$ ;  $Z_2 = 1600$ ;
- c) „ 3:  $Z_1 = 800$ ;  $Z_2 = 2400$ ;
- d) „ 4:  $Z_1 = 1600$ ;  $Z_2 = 1600$ ;
- e) „ 5:  $Z_1 = 1600$ ;  $Z_2 = 2400$ ;
- f) „ 6:  $Z_1 = 2400$ ;  $Z_2 = 2400$ ;
- g) „ 7:  $Z_1 = 400$ ;  $Z_2 = 400$ ;
- h) „ 8:  $Z_1 = 400$ ;  $Z_2 = 800$ ;
- i) „ 9:  $Z_1 = 400$ ;  $Z_2 = 1600$ ;
- k) „ 10:  $Z_1 = 400$ ;  $Z_2 = 2400$ .

Powyższe liczby charakteryzują przekładnie i warunki osiągnięcia największej sprawności: zastosowanie niedopasowanych transformatorów zmniejsza sprawność układu (większe straty w samych transformatorach).

Na podstawie odpowiednich obliczeń dla kilku orientacyjnych frekwencji i dwóch kierunków, otrzymuje się szereg warunków dla transformatorów; są one często sprzeczne. Wymagana jest na przykład przekładnia zarazem i większa i mniejsza od jedności, z tego powodu konieczna jest pewna selekcja otrzymanych warunków. Wybór dokonywany bywa zwykle tak, aby dla najtrudniejszych warunków pracy (dla najbardziej oddalonego od stacji abonenta), z uwzględnieniem fonetycznych właściwości najczęściej stosowanego języka (narodowego), osiągnąć najmniejsze odchylenia od konwencyjnych wartości (jaknajdalej od granicznych dopuszczalnych). Statystyka wykazuje, że:

- a) w stronę linii abonenckich najczęściej stosowane są transformatory — o  $Z = 800 \Omega$ ;
- b) w stronę linii połączeniowych napowietrznych brzozywych — o  $Z = 800 \Omega$ ;
- c) w stronę linii napowietrznych żelaznych — o  $Z = 1600 \Omega$ ;
- d) w stronę linii kablowych pupinizowanych  $m$  — o  $Z = 1600 \Omega$ ;
- e) w stronę linii kablowych pupinizowanych  $fm$  — o  $Z = 800 \Omega$ .

Przy wyborze odpowiedniego F Tr liczymy się raczej ze stałą linią dalekosiężną, niż ze zmieniającymi się linjami abonenckimi. Założono, że w rozpatrywanym przykładzie po dokonaniu obliczeń wybór wypadł na F Tr o  $Z_1 = 1600 \Omega$  i  $Z_2 = 800 \Omega$ .

Oporności takiego F Tr będą:  $R_1 = \text{ca } 80 \Omega$ ;  $R_2 = \text{ca } 40 \Omega$ ;

Indukcyjności:  $L_1 = \text{ca } 12 \text{ H}$ ;  $L_2 = \text{ca } 6 \text{ H}$ ;

Spółczynnik transformacji ca 1,41;

Rozproszenie magnetyczne stanowi ca 1‰ aktualnego strumienia.

Wartości obiektów E Sch według rysunku 16 będą:

$$Si 1 = 6 \text{ m H}; \quad r1 = 40 + 4 = 44 \Omega;$$

$$Si 2 = 12 \text{ m H}; \quad r2 = 80 \Omega;$$

$$Si 3 = 12 \text{ H}; \quad r3 = 1 \cdot 10^5 \Omega \text{ (dla } f = 800 \sim \text{s}^{-1}\text{);}$$

$$Cr = 2 \mu\text{F}.$$



Oporność urojona dławika Si 1 :

$$6 \cdot 5000 \cdot 10^{-3} = +j 30 = 30 e^{+j90}$$

Oporność urojona kondensatora Cr:

$$\frac{1}{2 \cdot 10^{-6} \cdot 5000} = -j 100 = 100 e^{-j90}$$

$$\dot{Z}_1 = 2080 e^{+j16} = 2000 + j 574.$$

$$2000 + j 574 + j 30 - j 100 = 2000 + j 504 = 2060 e^{+j14}.$$

Wartość napięcia między punktami 1 i 2:

$$0,0103 e^{+j51} + 4,95 e^{+j35} \cdot 10^{-6} \cdot (44 - j 70) = 0,0065 + j 0,008 + \\ + 0,00038 - j 0,00016 = 0,0069 + j 0,0078 = 0,0104 e^{+j48}.$$

Wartość prądu przepływającego przez r3, i wyobrażającego straty w żelazie wynosi:

$$0,0104 e^{+j48} : 100000 = 0,104 e^{+j48} \cdot 10^{-6};$$

$$0,104 \mu\text{A}.$$

Wartość prądu między punktami 3 i 4, wyobrażająca prąd magnesujący:

$$0,0104 e^{+j48} : 30000 e^{+j90} = 0,35 e^{-j42} \cdot 10^{-6};$$

$$0,35 \mu\text{A}.$$

Suma prądów, rozchodzących się w punkcie 3:

$$4,95 e^{+j35} \cdot 10^{-6} + 0,104 e^{+j48} \cdot 10^{-6} + 0,35 e^{-j42} \cdot 10^{-6} = \\ = (4,39 + j 2,69) 10^{-6} = 5,16 e^{+j32} \cdot 10^{-6};$$

$$5,16 \mu\text{A}.$$

Wartość prądu przyływającego z La 1:

$$5,16 e^{+j32} \cdot 10^{-6} \cdot \frac{1}{1,41} = 3,66 e^{+j32} \cdot 10^{-6};$$

$$3,66 \mu\text{A}.$$

Wartość napięcia między punktami 4 i 5 :

$$0,0104 e^{+j48} \cdot 1,41 = 0,0147 e^{+j48};$$

$$14,7 \text{ mV}.$$

Wartość napięcia między La 1 i Lb 1:

$$\begin{aligned} & 0,0147 e^{+j48} + 3,66 e^{+j32} \cdot 10^{-6} (80 + j60) = \\ & = 0,0147 e^{+j48} + 0,000366 e^{+j69} = 0,01 + j0,0112 = \\ & = 0,015 e^{+j48}; 15 \text{ mV}. \end{aligned}$$

Pozorna oporność między La 1 i Lb 1:

$$\frac{0,015 e^{+j48}}{3,66 e^{+j32} \cdot 10^{-6}} = 4100 e^{+j16} = 3940 + j1130.$$

Moc, doprowadzana do La 1 i Lb 1:

$$0,015 \cdot 3,66 \cos 16^\circ = 0,0527 \mu \text{ W}.$$

Moc, nadawana z La 2 i Lb 2:

$$0,0103 \cdot 4,95 \cos 16^\circ = 0,049 \mu \text{ W}.$$

Sprawność układu według rysunku 16:

$$0,049 : 0,0527 = 0,93.$$

Dla linii żelaznej o  $\varnothing$  4 mm przy  $l = 100$  km:

$$\begin{aligned} \alpha l &= 3,8; \beta l = 1,08; \cos \alpha l = -0,794, \\ \sin \alpha l &= -0,61; e^{\beta l} = 2,94; e^{-\beta l} = 0,34. \end{aligned}$$

Napięcie i prąd na początku linii (za wyjściowym F Tr) według wzorów 33 i 34:

$$\begin{aligned} \hat{V} &= 1,83 e^{+j32} \cdot 10^{-6} \{ (4100 e^{+j16} + 1410 e^{-j13}) \cdot 2,94 \cdot (-1 e^{+j38}) + \\ & + (4100 e^{+j16} - 1410 e^{-j13}) \cdot 0,34 \cdot (-1 e^{-j38}) \} = \\ & = 1,83 e^{+j32} \cdot 10^{-6} \{ 5380 e^{+j9} \cdot 2,94 \cdot (-1 e^{+j38}) + \\ & + 2950 e^{+j29} \cdot 0,34 \cdot (-1 e^{-j38}) \} = \\ & = -29000 e^{+j79} \cdot 10^{-6} - 1830 e^{+j23} \cdot 10^{-6} = -30,2 e^{+j76} \cdot 10^{-4}; \end{aligned}$$

$$V = 30,2 \text{ mV}.$$

$$\hat{I} = \frac{1,83 e^{+j32} \cdot 10^{-6}}{1410 e^{-j13}} \{ 5380 e^{+j9} \cdot 2,94 \cdot (-1 e^{+j38}) -$$

$$- 2950 e^{+j29} \cdot 0,34 \cdot (-1 e^{-j38}) \} = + 20 e^{-j85} \cdot 10^{-6};$$

$$I = 20 \mu \text{ A}; \hat{Z}' = 1510 e^{-j19} = 1430 - j492.$$

Moc nadawana z wyjściowego F Tr na linię:

$$604 \cos 19^\circ = 572 \text{ m} \mu W = 0,572 \mu W.$$

Stosunek mocy, odbieranej z linii (dochodzącej do odbiorczego F Tr) do mocy, nadawanej na linię (za nadawczym F Tr) wynosi  $0,0527 \mu W : 0,604 \mu W = 0,087$ ; a zatem ca 91% mocy nadawanej zostało pochłonięte (stracone) w linii.

Reakcja w omawianym punkcie linii jest pojemnościowa.

Nadawczy F Tr jest dołączony symetrycznie: zaciski La1 i Lb1 z charakterystyką  $Z = 1600$  są dołączone do linii, a La2 i Lb2 z charakterystyką  $Z = 800$  do przewodów abonenta.

Napięcie między punktami 4 i 5 będzie:

$$\begin{aligned} & -30,2 e^{+j76} \cdot 10^{-3} + 20 e^{-j85} \cdot 10^{-6} \cdot (80 + j60) = \\ = & -30,2 e^{+j76} \cdot 10^{-3} + 2 e^{-j48} \cdot 10^{-3} = (-6 - j30,8) \cdot 10^{-3} = \\ & = -31,4 e^{+j79} \cdot 10^{-3}; \\ & 31,4 \text{ mV}. \end{aligned}$$

Napięcie między punktami 3 i 4:

$$\begin{aligned} & -314 e^{+j79} \cdot 10^{-3} : 1,41 = -22,3 e^{+j79} \cdot 10^{-3}; \\ & 22,3 \text{ mV}. \end{aligned}$$

Prąd magnesujący:

$$\begin{aligned} & -22,3 e^{+j79} \cdot 10^{-3} : 30000 e^{+j90} = -0,745 e^{-j11} \cdot 10^{-6}; \\ & 0,745 \mu A. \end{aligned}$$

Prąd wyobrażający straty w żelazie:

$$\begin{aligned} & -22,3 e^{+j79} \cdot 10^{-3} : 100000 e^{j0} = -0,223 e^{+j79} \cdot 10^{-6}; \\ & 0,223 \mu A. \end{aligned}$$

Prąd linjowy transformowany:

$$\begin{aligned} & +20 e^{-j85} \cdot 10^{-6} \cdot 1,41 = -28,2 e^{-j85} \cdot 10^{-6}; \\ & 28,2 \mu A. \end{aligned}$$

Prąd wejściowy z La2:

$$\begin{aligned} & -(0,745 e^{-j11} + 0,223 e^{+j79} - 28,2 e^{-j85}) \cdot 10^{-6} = \\ & = (1,66 - j28,2) \cdot 10^{-6} = 28,3 e^{-j87} \cdot 10^{-6}; \\ & 28,2 \mu A. \end{aligned}$$

Napięcie między La2 i Lb2;

$$\begin{aligned} & - 22,3 e^{+j79} \cdot 10^{-3} + 28,2 e^{-j87} \cdot 10^{-6} \cdot 82,5 e^{-j58} = \\ & = - 24 e^{+j75} \cdot 10^{-3}; \\ & \quad 24 \text{ mV.} \end{aligned}$$

Moc pochłaniana przez FTr (wyjściowy):

$$680 \cos 18^\circ = 645 \text{ m}\mu\text{W.}$$

Sprawność układu (według rysunku 16) podczas nadawania:

$$572 : 645 = 0,89$$

Pozorna oporność przed FTr:

$$\hat{Z}'' = 850 e^{-j18} = 808 - j 262$$

Napięcie i prąd w aparacie nadawczym, według wzorów 33 i 34:

$$\begin{aligned} \hat{V} &= 14,1 e^{-j87} \cdot 10^{-6} \{ (850 e^{-j18} + 1550 e^{-j19}) \cdot 1,38 e^{+j42} + \\ & \quad + (850 e^{-j18} - 1550 e^{-j19}) \cdot 0,725 e^{-j42} \} = \\ &= 14,1 e^{-j87} \cdot 10^{-6} \{ (2276 - j 767) \cdot 1,38 e^{+j42} + \\ & \quad + (- 660 + j 243) 0,725 e^{-j42} \} = \\ &= 14,1 e^{-j87} \cdot 10^{-6} \{ 2400 e^{-j19} \cdot 1,38 e^{+j42} - 703 e^{-j20} \cdot 0,725 e^{-j42} \} = \\ &= 14,1 e^{-j87} \cdot 10^{-6} \{ 3310 e^{+j23} - 510 e^{-j62} \} = \\ &= 14,1 e^{-j87} \cdot 10^{-6} \cdot 3440 e^{+j30} = 48,5 e^{-j57} \cdot 10^{-3}; \\ & \quad 48,5 \text{ mV.} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \hat{I} &= \frac{14,1 e^{-j87} \cdot 10^{-6}}{1550 e^{-j19}} \{ (850 e^{-j18} + 1550 e^{-j19}) \cdot 1,38 e^{+j42} + \\ & \quad - (850 e^{-j18} - 1550 e^{-j19}) \cdot 0,725 e^{-j42} \} = \\ &= \frac{14,1 e^{-j87} \cdot 10^{-6} \cdot 3530 e^{+j14}}{1550 e^{-j19}} = 32,1 \cdot 10^{-6} e^{-j54}; \end{aligned}$$

32,1  $\mu\text{A}$ .

$$\dot{Z}_0 = 1510 e^{-j3}; \quad Z_0 + 1510 \Omega$$

Moc pozorna, nadawana przez ATf:

$$48,5 \cdot 32,1 = 1560 \text{ m}\mu\text{V A}$$

Moc rzeczywista, nadawana przez ATf:

$$1560 \cdot \cos 3^\circ = 1555 \text{ m}\mu\text{W.}$$

Sprawność całego układu, czyli stosunek mocy odbieranej do mocy nadawanej:

$$20 \text{ m}\mu\text{W} : 1555 \text{ m}\mu\text{W} = 0,0129 = 12,9\%$$

Z generowanej przez ATf mocy 1555 m $\mu$ W do FTr1 dochodzi 645 m $\mu$ W (41,5%); na FL zostaje nadane 572 m $\mu$ W (36,8%); 52,7 m $\mu$ W dochodzi do FTr2 (3,9%); 49,0 m $\mu$ W zostaje nadane przez FTr2 (3,62%), 20,0 m $\mu$ W dochodzi do PTf (1,48%).

Tłumienie mocy 77,5, co odpowiada 4,35 Np

$$\text{Tłumienie napięcia } \frac{48,5 \cdot 10^{-3}}{3,65 \cdot 10^{-3}} = 13,3, \text{ co odpowiada } 2,6 \text{ Np}$$

$$\text{Tłumienie prądu } \frac{32,1 \cdot 10^{-6}}{6,3 \cdot 10^{-6}} = 5,1, \text{ co odpowiada } 1,63 \text{ Np}$$

Różnica w tłumieniu napięcia i prądu wskazuje na niedopasowanie układu; przerabiając obliczenie dla różnych częstotliwości i różnych (zmiennych) linii abonenckich osiąga się szereg rezultatów, które pozwalają wybrać racjonalny typ *F Tr*.

Tablica I. Pupinizacja kabli dla  $s = 1,7 \text{ km}$ .

$\varnothing$ mm	Obwód	Pupini- zacja	$f_l$ $\sim s^{-1}$	$\beta$ mNp km $^{-1}$	Z $\Omega$	$L_p$ mH	$C_1$ m $\mu$ F km $^{-1}$
0,9 mm	m	norm,	3450	20	1550	140	33,5
0,9 mm	fm	"	4300	20	800	56	54,0
1,4 mm	m	"	3400	10	1500	140	35,5
1,4 mm	fm	"	4300	10	760	56	57,5
0,9 mm	m	l	7700	33	700	30	33,5
0,9 mm	fm	"	9300	33	440	12	54,0
0,9 mm	fm	rd	19000	34	430	10	54,0

$\beta, Z$  i  $L_p$  przy  $800 \sim s^{-1}$

## T R E Ś Ć

	Str.
I. Linja bez strat i odbicia . . . . .	11
II. Linja bez strat z odbiciem . . . . .	12
III. Linja zrównoważona bez odbicia . . . . .	17
IV. Linja zrównoważona z odbiciem . . . . .	19
V. Linja niezrównoważona . . . . .	29
VI. Określenie wartości stałych linii . . . . .	31
VII. Tłumienie i zniekształcenie . . . . .	34
VIII. Odbicia . . . . .	35
IX. Przesłuch . . . . .	38
X. Linje ze zwiększoną indukcyjnością . . . . .	39
XI. Kable Krarup'a . . . . .	40
XII. Pupinizacja . . . . .	41
XIII. Czas przebiegu . . . . .	45
XIV. Deformacja przez tłumienia . . . . .	45
XV. Deformacje powodowane różnymi szybkościami . . . . .	46
XVI. Echo . . . . .	47
XVII. Obliczenia od odbiornika . . . . .	49
XVIII. Obliczenia komunikacji przez linję żelazną . . . . .	49

---

6 90013  
BIBLIOTEKA GŁÓWNA  
Politechniki Warszawskiej

NP. 2273



400000000135856

