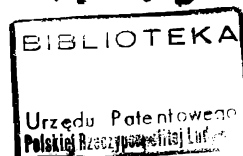


18 czerwca 1927 r.

2

URZĄD PATENTOWY



4046 3/26

RZECZYPOSPOLITEJ POLSKIEJ

OPIS PATENTOWY

Nr 5830.

Kl. 21 a 28.

„Ericsson“ Polska Akcyjna Spółka Elektryczna
(Warszawa, Polska).

System pupinizowania linii elektrycznych.

Zgłoszono 16 stycznia 1926 r.

Udzielono 15 września 1926 r.

Dla racjonalnej pupinizacji linii mamy warunek, że minimum wartości współczynnika tłumienia β będzie osiągnięte, jeżeli linia przez pupinizację, to jest przez wprowadzenie sztucznie dodatkowej indukcyjności, zostanie doprowadzona do stanu zrównoważenia, czyli wartości stałych linii na jednostkę długości będą między sobą w zależności:

$$\frac{R}{L} = \frac{C}{G}$$

Oznaczmy:

C —pojemność linii w μF na km,

G —upływność linii w μS na km,

L —indukcyjność linii w H na km,

R —oporność linii w Ω na km,

L_s —indukcyjność dodatkowa od włączenia cewek Pupina w H na km,

R_e —efektywna oporność cewek Pupina w Ω na $1 H$ indukcyjności cewki,

L_p —indukcyjność jednej cewki w H ,

R_p —oporność omowa jednej cewki Pupina w Ω .

Dla normalnych cewek Pupina oporność wynosi około 30Ω na $1 H$; oporność efektywna przy $500 \sim \text{sek}^{-1}$ i prądzie o natężeniu 1 m A około 40Ω na $1 H$; dla $250 \sim \text{sek}^{-1}$ $R_e 250 = \text{około } 35 \Omega H^{-1}$; dla $1000 \sim \text{sek}^{-1}$ $R_e 1000 = \text{około } 60 \Omega H^{-1}$. Założymy linję z doskonałą izolacją: $G=0$. Przybliżona wartość współczynnika tłumienia dla linii spupinizowanej, traktowanej jako linja ze znaczną indukcyjnością, będzie:

$$\beta = \frac{R + R_e L_s}{2} \sqrt{\frac{C}{L + L_s}} \quad (1)$$

Dla kabli telefonicznych, które technicznie posiadają doskonałą izolację, naturalna indukcyjność L jest nieznaczna w porównaniu do L_s ; ograniczając się do tego rodzaju linii, możemy we wzorze 1 przepuścić L , wówczas otrzymamy:

$$\beta = \frac{R + R_e L_s}{2} \sqrt{\frac{C}{L_s}} \quad (2)$$

Szukając minimum dla β , mamy:

$$\frac{d\beta}{dL_s} = 0; -\frac{R}{2.2} \sqrt{\frac{C}{L_s^3}} + \frac{R_e}{2.2} \sqrt{\frac{C}{L_s}} = 0,$$

Kabel	⊙ 0,5 mm	⊙ 1 mm	⊙ 2 mm
$f = 500 \sim \text{sek}^{-1}$	4,5 H km ⁻¹	1,12 H km ⁻¹	0,282 Ω km ⁻¹
$f = 1000 \sim \text{sek}^{-1}$	3,0 H km ⁻¹	0,75 H km ⁻¹	0,188 Ω km ⁻¹

Kable telefoniczne posiadają zwykle bardzo dobrą izolację; upływność w kablach ułożonych wynosi po kilkoletniej eksploatacji około 0,01 μS km⁻¹; prócz upływności w kablach tych istnieją straty na hysterezę dielektryczną; straty te można określić według wzoru dającego wartość analogiczną do upływności:

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

Dla kabli z papierowo-powietrzną izolacją $C = 0,06 \mu F \text{ km}^{-1}$ $\Delta = 0,005$, a zatem dla częstotliwości:

$$\begin{aligned} f = 500 \sim \text{sek}^{-1} \quad A &= 0,005 \cdot 3140 \cdot 0,06 = \\ &= 0,94 \mu S \text{ km}^{-1} \\ f = 1000 \sim \text{sek}^{-1} \quad A &= 0,005 \cdot 6280 \cdot 0,06 = \\ &= 1,88 \mu S \text{ km}^{-1} \end{aligned}$$

kabel	⊙ 0,5 mm	⊙ 1,0 mm	⊙ 2,0 mm
$f = 500 \sim \text{sek}^{-1}$	3,32 H/Km	0,80 H/Km	0,202 H/Km
$f = 1000 \sim \text{sek}^{-1}$	1,98 H/Km	0,50 H/Km	0,122 H/Km

Przy wyprowadzeniu wzoru 3 i 5 nie braliśmy pod uwagę własność aparatu nadawczego.

Założymy linię z doskonałą izolacją bez strat na hysterezę dielektryczną i aparat nadawczy o stacjonarnym napięciu. Dla li-

$$L_s = \frac{R}{R_e} \quad (3)$$

Dla liczbowego przykładu zakładamy

dla kabla	⊙ 0,5 mm	$R = 180 \Omega \text{ km}^{-1}$
" "	⊙ 1,0 "	$R = 45 \Omega \text{ km}^{-1}$
" "	⊙ 2,0 "	$R = 11,3 \Omega \text{ km}^{-1}$

Stosując normalne cewki Pupina, otrzymamy racjonalną wartość indukcyjności na km:

W powyższym założeniu wzór dla współczynnika tłumienia będzie:

$$\beta = \frac{R + R_e L_s}{2} \sqrt{\frac{C}{L_s}} + \frac{A}{2} \sqrt{\frac{L_s}{C}} \quad (4)$$

$$\frac{d\beta}{dL_s} = 0 - \frac{R}{4} \sqrt{\frac{C}{L_s^3}} + \frac{R_e}{4} \sqrt{\frac{C}{L_s}} +$$

$$\frac{A}{4\sqrt{CL_s}} = 0 \quad L_s = \frac{R}{R_e + \frac{A}{C}} \quad (5)$$

Dla przytoczonego przykładu i częstotliwości:

$$\begin{aligned} f = 500 \sim \text{sek}^{-1} \quad \frac{A}{C} &= 16 \\ f = 1000 \sim \text{sek}^{-1} \quad \frac{A}{C} &= 31 \end{aligned}$$

Racjonalne wartości indukcyjności będą:

nji nieskończenie długiej natężenie prądu nadawczego będzie:

$$I_0 = \frac{V_0}{\sqrt{L/C}}$$

$$J_x = J_0 e^{-\beta x} = \frac{V_0}{\sqrt{\frac{L}{C}}} e^{-\frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \cdot x};$$

Szukamy maximum J_x :

$$\begin{aligned} \frac{dJ_x}{dL} &= 0 \quad \text{skąd} \\ L &= \frac{C^2 R x^2}{4} \end{aligned} \quad (6)$$

Zakładając aparat odbiorczy bez odbicia, możemy punkt obserwacji x traktować jako koniec linii l i gdybyśmy mogli pupinizować kabel bez strat w cewkach Pupina, to racjonalna indukcyjność byłaby:

$$L = \frac{C R^2 l^2}{4} \text{ H km}^{-1} \quad (7)$$

Przykład liczbowy dla kabli: $\odot$ 0,5 mm i długość $l_1 = 10$ km. $\odot$ 40 mm i $l_2 =$

Kabel	$\odot$ 0,5 mm
$f = 500 \sim \text{sek}^{-1}$	0,041 H/km
$f = 1000 \sim \text{sek}^{-1}$	0,041 H/km

Jeżeli uwzględnimy straty w cewkach Pupina i na dielektryczną hysterezę:

$$J_x = \frac{V_0}{\sqrt{\frac{L_s}{C}}} e^{-\left(\frac{R + R_e L_s}{2} \sqrt{\frac{C}{L_s}} + \frac{A}{2} \sqrt{\frac{L_s}{C}}\right) x};$$

$$\frac{dJ_x}{dL_s} = 0,$$

$$L_s = \left[-\frac{\sqrt{C}}{R_e C x + A x} + \sqrt{\frac{C}{(R_e C x + A x)^2 + \frac{R_e}{R_e C + A}}} \right]^2 \quad (10)$$

Z zastrzeżeniem, że aparat odbiorczy jest bez odbicia:

$$L_s = \left[-\frac{\sqrt{C}}{R_e C l + A l} + \sqrt{\frac{C}{(R_e C l + A l)^2 + \frac{R_e}{R_e C + A}}} \right]^2 \quad (11)$$

40 km, a także $\odot = 20$ mm i $l_3 = 160$ km, racjonalna indukcyjność według wzoru 7 byłaby: $L = 0,0485 \text{ H/cm}$.

Uwzględniając straty w cewkach Pupina

$$J_x = \frac{V_0}{\sqrt{\frac{L_s}{C}}} e^{-\frac{R + R_e L_s}{2} \sqrt{\frac{C}{L_s}} \cdot x};$$

$$\frac{dJ_x}{dL_s} = 0,$$

$$L_s = \left(-\frac{1}{x R_e \sqrt{C}} + \sqrt{\frac{1}{R_e^2 C x^2} + \frac{R}{R_e}} \right)^2 \quad (8)$$

Z zastrzeżeniem jak powyżej

$$L_s = \left(\frac{1}{l \cdot R_e \sqrt{C}} + \sqrt{\frac{-1}{R_e^2 C l^2} + \frac{R}{R_e}} \right)^2 \quad (9)$$

Przykład, dane liczbowe te same

	$\odot$ 0,5 mm	$\odot$ 1 mm	$\odot$ 2 mm
$f = 500 \sim \text{sek}^{-1}$	0,041 H/km	0,031 H/km	0,031 H/km
$f = 1000 \sim \text{sek}^{-1}$	0,041 H/km	0,031 H/km	0,026 H/km

Aparaty telefoniczne, pracujące jako nadawcze, posiadają charakterystykę zewnętrzną taką, że w pewnej części, odpowiadającej maximum mocy, można ją uważać za charakterystykę o stałej mocy pozornej; napięcie nadawane w omawianej części charakterystyki zmienia się odwrotnie proporcjonalnie do prądu nadawanego.

$$J_0 = \frac{V_0}{\sqrt{\frac{L}{C}}}; \quad J_x = J_0 e^{-\beta x} = \frac{V_0}{\sqrt{\frac{L}{C}}} e^{-\beta x}$$

$$P_0 = \text{const.} = V_0 \cdot J_0 = \frac{V_0^2}{\sqrt{\frac{L}{C}}};$$

$$V_0 = \sqrt{P_0 \sqrt{\frac{L}{C}}} \quad J_x = \frac{\sqrt{P_0}}{\sqrt{\frac{L}{C}}} e^{-\beta x} \quad (12)$$

Przyпускаjąc, że możemy pupinizować bez strat w cewkach Pupina: $G = 0$,

$A=0$, aparat odbiorczy bez odbicia, szukamy maximum J_x :

$$\frac{dJ_x}{dL_s} = 0, \text{ skąd } L_s = CK^2 x^2 \quad (13)$$

$$L_s = CK^2 l^2 H/\text{km} \quad (14)$$

Przykład:

kabel	⊙ 0,5 mm	⊙ 1,0 mm	⊙ 2,0 mm
l	10 km	40 km	160 km
L_s	0,194 H/km	0,194 H/km	0,194 H/km

Uwzględniając straty w cewkach Pupina i na dielektryczną hysterezę:

$$J_x = \frac{\sqrt{P_o}}{\sqrt{\frac{L_s}{C}}} e^{-\left(\frac{R + R_e L_s}{2} \sqrt{\frac{C}{L_s}} + \frac{A}{2} \sqrt{\frac{L_s}{C}}\right) \cdot X} \cdot \frac{dJ_x}{dL_s} = 0,$$

Kabel	0,5 mm	1 mm	2 mm
1	10 km	40 km	160 km
$f = 500 \sim \text{sek}^{-1}$	0,53 H/km	0,32 H/km	0,019 H/km
$f = 1000 \sim \text{sek}^{-1}$	0,46 H/km	0,26 H/km	0,0109 H/km

Z uwzględnieniem strat na hysterezę dielektryczną:

Kabel	0,5 mm	1 mm	2 mm
1	10 km	40 km	160 km
$f = 500 \sim \text{sek}^{-1}$	0,169 H/km	0,130 H/km	0,074 H/km
$f = 1000 \sim \text{sek}^{-1}$	0,158 H/km	0,106 H/km	0,053 H/km

Najbardziej korzystnymi warunkami pracy aparatów telefonicznych nadawczego i odbiorczego będzie rezonans napięć dla aparatu nadawczego i rezonans prądów dla aparatu odbiorczego między samoindukcją aparatu a relatywną pojemnością końców linii.

Omawiane zjawisko jest przyczyną, dla którego końce linii bywają niedopupinizowane, to jest spupinizowane mniej niż całe linie. Odcinek, nie podlegający pupinizacji, może być określony według przybliżonego wzoru:

$$L_s = \left[- \frac{\sqrt{C}}{2x (R_e C + A)} + \right. \quad (15)$$

$$\left. \sqrt{\frac{C}{4x^2 (R_e C + A)^2} + \frac{RC}{R_e C + A}} \right]^2$$

Jeżeli aparat odbiorczy jest bez odbicia:

$$L_s = \left[- \frac{\sqrt{C}}{2l (R_e C + A)} + \right. \quad (16)$$

$$\left. \sqrt{\frac{C}{4l^2 (R_e C + A)^2} + \frac{RC}{R_e C + A}} \right]^2$$

Przyпускаjąc, że $A = 0$,

$$L_s = \left[- \frac{1}{2l R_e \sqrt{C}} + \sqrt{\frac{1}{4l^2 R_e^2 C} + \frac{R}{R_e}} \right]^2 \quad (17)$$

Przykład dla $A = 0$.

$$l_1 = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L_a C}$$

gdzie L_a jest indukcyjność aparatu.

Konsekwencja z rozważań powyższych: pupinizacja linii jest funkcją nie tylko własności linii, ale i charakterystyki aparatów nadawczego i odbiorczego, niedopupinizowanie końców linii musi być dostosowane do własności aparatów.

Analizując wzory dla racjonalnej pupinizacji, widzimy, że reakcja indukcyjności przy większych częstotliwościach powinna wzrastać mniej niż proporcjonalnie. Sche-

mat urzeczywistniający taki proces może być skonstatowany przez włączenie równoległe do cewki Pupina bezindukcyjnych oporności według załączonego rysunku.

Oporności te umożliwiają nie tylko racjonalną pupinizację, ale ułatwiają nadawanie impulsów przy automatycznej telefonji przez kable pupinizowane i ułatwiają dostosowanie amplifikatorów do pupinizowanych linii kablowych.

Zastrzeżenie patentowe.

System pupinizowania linii elektrycz-

nych, znamieny tem, że w każdy przewód linii równoległe do obu uzwojeń cewek z samoindukcją zostają włączone oporności bezindukcyjne, z pojemnością własną lub bez, w celu racjonalnej pupinizacji, ułatwienia nadawania impulsów przy automatycznej telefonji i łatwiejszego dostosowania amplifikatorów do pupinizowanych linii kablowych telefonicznych i telegraficznych.

„Ericsson”

Polska Akcyjna
Spółka Elektryczna.

