

KOŁO ZAKŁADOWE STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH

Na prawach rękopisu

R E F E R A T Y P R O B L E M O W E

Zeszyt 57

Zbigniew Kowalski

ORTOTELEFONICZNE TLUMIENNOŚCI
NIEPUPINIZOWANYCH TORÓW KABLOWYCH

Warszawa - wrzesień 1982

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
BIBLIOTEKA NAUCZNA

Nr S-9175

Zespół Redakcyjny:

dr inż. Stanisław Sołta, mgr inż. Andrzej Stągrowski
mgr inż. Krystyna Frączek

Opracował:

dr inż. Zbigniew Kowalski

Zakład Sieci Telekomunikacyjnych /Z-3/

Instytut Łączności

04-894 Warszawa, ul. Szachowa 1, tel. 128-246

Praca nr RB-1.2.01.f.02

Opiniował: dr inż. Stanisław Sołta

Maszynopis dostarczona dnia 7 września 1982 r.

W referacie przedstawiono metodę wyznaczenia pasmowych tłumienności: falowej i skrośnej czwórników dwójako symetrycznych /energetycznie i opornościowo/ o ściśle monotonicznej częstotliwościowej charakterystyce tłumienności falowej. Wывody teoretyczne zilustrowano wynikami obliczeń pasmowych tłumienności: falowej i skrośnej jednorodnych torów kablowych typu XTKMX w naturalnym pasmie telefonicznym.

Redaktor: mgr K. Juszkiewicz

Montaż tekstu: E. Milkiewicz

Wpłynęło do Działu Wydawniczego Instytutu Łączności
w Warszawie, ul. Szachowa 1 dnia 3.XI.1982 r.

Nakład 40 egz.

Zbigniew Kowalski

ORTOTELEFONICZNE TLUMIENNOŚCI
NIEPUPINIZOWANYCH TORÓW KABLOWYCH

SPIS TREŚCI

	Str.
1. Wprowadzenie	1
2. Oszacowanie pasmowej tłumienności falowej	2
3. Oszacowanie pasmowego przyrostu tłumienności	4
4. Aplikacja teorii. Wnioski	8
Wykaz literatury	12

ORTOTELEFONICZNE TLUMIENNOŚCI
NIEPUPINIZOWANYCH TORÓW KABLOWYCH

1. WPROWADZENIE

Ortotelefoniczną tłumiennością falową, skrośną, ... nazwano /patrz rozdz. 2 referatu [1]/ szczególną postać pasmowej tłumienności tego samego rodzaju określoną w naturalnym pasmie telefonicznym z wagą ustaloną optymalnie z punktu widzenia przyjętego kryterium oceny jakości transmisji sygnałów rozmównych.

Podczas projektowania sieci telefonicznych zachodzi potrzeba obliczania ortotelefonicznej tłumienności skrośnej ogniw sieci, wielkości addytywnej przy łańcuchowym łączeniu tych ogniw.

Celem niniejszego referatu jest przedstawienie metody obliczania ortotelefonicznej tłumienności skrośnej łączy telefonicznych realizowanych systemem naturalnym w niepupinizowanych torach kablowych. Każde takie łącze jest elektrycznym czwórnikiem symetrycznym dwojako: energetycznie i opornościowo /patrz rozdz. 3 podręcznika [4]/ - dlatego w dalszym ciągu referatu będziemy rozważać tłumienności pasmowe takich czwórników.

Jak wykazano w [1], pasmowa tłumienność skrośna \bar{A} obciążonego czwórnika jest równa sumie:

$$\bar{A} = \bar{A}_0 + \bar{\Delta} \quad /1/$$

gdzie \bar{A}_0 jest pasmową tłumiennością falową rozważanego czwórnika, zaś $\bar{\Delta}$ - pasmowym przyrostem tłumienności skrośnej względem falowej, wywołanym niedopasowaniem impedancji obciążenia czwórnika do jego impedancji falowej. W następnych punktach referatu zostanie przedstawiona metoda szacowania każdego z powyższych składników pasmowej tłumienności skrośnej w przypadku, gdy rozważanym czwórnikiem jest niepu-

przekazywany tor kablowy, a pasmem przesyłowym - naturalne pasmo telefoniczne.

2. OSZACOWANIE PASMOWEJ TŁUMIENNOŚCI FAŁOWEJ

Niech będzie dany jednorodny tor kablowy o rezystancji R_1 i pojemności C_1 na jednostkę długości. W naturalnym pasmie telefonicznym o częstotliwościach granicznych $f_d = 0,5$ kHz i $f_g = 3,4$ kHz jednostkowa tłumienność falowa takiego toru wyraża się przybliżoną zależnością^{x/} /patrz rozdz. 7 podręcznika [4] oraz rozdz. 2 monografii [5]/:

$$\alpha \cong \sqrt{\pi f R_1 C_1} \quad /2/$$

Częstotliwościowa charakterystyka tłumienności falowej rozważanego toru o długości l wynosi

$$\varphi_0(f) = l \alpha \cong l \sqrt{\pi f R_1 C_1} \quad /3/$$

zaś jego pasmowa tłumienność falowa

$$\bar{A}_0 = \int_{f_d}^{f_g} g(f) \varphi_0(f) df \cong l \sqrt{\pi R_1 C_1} \int_{f_d}^{f_g} g(f) \sqrt{f} df \quad /4/$$

gdzie g oznacza unormowaną funkcję gęstości wagi w pasmie przesyłowym $[f_d, f_g]$.

Należy zwrócić uwagę, że określona wzorem /3/ charakterystyka tłumienności falowej niepupinizowanego toru kablowego jest ściśle monotoniczną funkcją częstotliwości w całym pasmie przesyłowym, ponieważ:

$$f \in [f_d, f_g] \quad \frac{d\varphi_0}{df} \cong \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\pi R_1 C_1}{f}} > 0 \quad /5/$$

x/ W celu uzyskania najprostszej postaci wzorów, w referacie przyjęto wyrażenie tłumienności w Neperach /tłumienności jednostkowej w Np/km/.

Z powyższego względu istnieje tylko jedna częstotliwość $f_r \in [f_d, f_g]$, przy której punktowa tłumienność falowa rozważanego toru jest równa jego pasmowej tłumienności falowej, tzn.:

$$\varphi_0(f_r) = \bar{A}_0 \quad /6/$$

Częstotliwość f_r można wyznaczyć przez podstawienie wyrażenia /3/ i /4/ do wzoru /6/, skąd otrzymujemy:

$$f_r \cong \left[\int_{f_d}^{f_g} g(f) \sqrt{f} df \right]^2 \quad /7/$$

Ze wzoru /7/ widać, że częstotliwość f_r jest funkcją o argumentie g . Rozważmy przypadek, gdy funkcja gęstości wagi g jest s-parametrowa i wyraża się wzorem /patrz pkt 2 referatu [2]/:

$$g(f) = \frac{1}{f} \sum_{i=0}^s a_i \ln^i f = \frac{1}{f} \left(a_0 + \sum_{i=1}^s a_i \ln^i f \right) \quad /8/$$

gdzie

$$a_0 = \ln^{-1} \frac{f_g}{f_d} - \sum_{i=1}^s \frac{a_i}{i+1} \sum_{j=0}^i \ln^{i-j} f_g \ln^j f_d \quad /9/$$

Podstawiając /9/ i /8/ do /7/ ostatecznie otrzymujemy:

$$f_r \cong \left(o_0 + \sum_{i=1}^s c_i a_i \right)^2 \quad /10/$$

gdzie stałe o wynoszą:

$$o_0 = \frac{\sqrt{f_g} - \sqrt{f_d}}{\ln \sqrt{\frac{f_g}{f_d}}} \quad /11/$$

$$c_1 = \sqrt{f_g} \left(\ln \frac{f_g}{f_d} - 4 \right) + \sqrt{f_d} \left(\ln \frac{f_g}{f_d} + 4 \right) \quad /12/$$

$$c_2 = 2 \left\{ \sqrt{f_g} \left[\ln f_g \left(\frac{1}{3} \ln f_g - 4 \right) - \frac{2}{3} \ln f_d \ln f_g f_d + 8 \right] + \right. \\ \left. - \sqrt{f_d} \left[\ln f_d \left(\frac{5}{3} \ln f_d - 4 \right) + \frac{2}{3} \ln f_g \ln f_g f_d + 8 \right] \right\} \quad /13/$$

Uwzględniając poprzednio podane wartości graniczne pasma przesyłowego telefonii naturalnej, otrzymujemy następujące wartości stałych:

Tablica 1

i	c_i
0	1,067 809 5
1	0,621 533 7
2	-3,353 402 2
...

3. OSZACOWANIE PASMOWEGO PRZYROSTU TŁUMIENNOŚCI

Pasmowy przyrost tłumienności skrośnej względem falowej obciążonego czwórnika można oszacować na podstawie jego p-punktowej aproksymaty:

$$\tilde{\Delta} = \sum_{k=1}^p G_k \cdot \Delta_k \quad /14/$$

stanowiącej średnią ważoną punktowych przyrostów Δ_k tłumienności skrośnej względem falowej przy częstotliwościach f_k , gdzie $k = 1, \dots, p$.

Występujące we wzorze /14/ współczynniki wagowe są równe /patrz pkt 2.1 referatu [3]/:

$$G_k = \frac{\sum_{l=0}^{p-1} a_{l/k} \cdot m_{p-1-l}}{\sum_{l=0}^{p-1} a_{l/k} \cdot i_k^{p-1-l}} \quad /15/$$

gdzie współczynniki $a_{l/k}$ /z indeksami $l = 0, 1, \dots, p-1/$ równo

$$a_{l/k} = (-1)^l \sum_{\substack{(p-1) \\ (1)}}^1 \prod_{\substack{i=1 \\ j_i \neq k \\ j_i=1, \dots, p}}^1 f_{j_i} \quad /16/$$

są sumami $\binom{p-1}{l}$ iloczynów, stanowiących kombinacje bez powtórzeń l elementów z $(p-1)$ elementowego zbioru częstotliwości $\{f_j\}$, gdzie $j \neq k$, przyjmując wszystkie pozostałe wartości $j=1, \dots, p$. Natomiast wielkości m_r /z indeksami $r = 0, 1, \dots, p-1/$ są momentami zwyczajnymi rozkładu wagi w pasmie przesyłowym, określonym wzorem:

$$m_r = \int_{f_d}^f \varepsilon(f) f^r df \quad /17/$$

Gdy funkcja gęstości wagi wyraża się wzorem /8/ i jest określona s parametrami a_i /gdzie $i = 1, \dots, s/$, momenty zwykłe rozkładu takiej wagi mają postać /patrz pkt 3 referatu [2]/:

$$m_r = b_{0,r} + \sum_{i=1}^s b_{i,r} \cdot a_i \quad /18/$$

Występujące w powyższym wzorze współczynniki b wynoszą:

$$b_{0,r} = \frac{f_d^r - f_g^r}{r \ln \frac{f_g}{f_d}} \quad /19/$$

$$b_{1,r} = \frac{1}{r} \left[r^r \left(\frac{1}{2} \ln \frac{f_g}{f_d} - \frac{1}{r} \right) + r^r \left(\frac{1}{2} \ln \frac{f_g}{f_d} + \frac{1}{r} \right) \right] \quad /20/$$

$$b_{2,r} = \frac{1}{r} \left\{ r^r \left[\ln f_g \left(\frac{2}{3} \ln f_g - \frac{2}{r} \right) + \frac{2}{r^2} - \frac{1}{3} \ln f_d \ln f_d f_g \right] + \right. \\ \left. - r^r \left[\ln f_d \left(\frac{2}{3} \ln f_d - \frac{2}{r} \right) + \frac{2}{r^2} - \frac{1}{3} \ln f_g \ln f_g f_d \right] \right\} \quad /21/$$

.....

Uwzględniając poprzednio podane wartości graniczne pasma przesyłowego, otrzymujemy następujące wartości liczbowe współczynników:

Tabela 2

r	$b_{0,r}$	$b_{1,r}$	$b_{2,r}$
1	1,276 903	1,391 334	0,290 097
2	2,362 271	4,203 317	1,513 565
3	5,392 289	11,550 183	5,389 553
4	13,760 230	32,204 456	17,351 486
5	37,429 895	92,132 288	54,235 949
6	106,051 887	269,621 950	168,382 280
7	309,065 632	803,620 037	523,380 898
8	919,470 289	2430,630 965	1633,266 904
9	2778,843 550	7439,605 948	5121,182 005

W przypadku jednorodnego toru kablowego /który jest ozwornikiem symetrycznym dwojako: energetycznie i opornościowo/, występujące we wzorze /14/ punktowe przyrosty tłumienności skrośnej względem falowej przy każdej z częstotliwości f_k /gdzie $k = 1, \dots, p$ / wynoszą $x/$ /patrz pkt 3 referatu 1]/:

x/ Przypominamy, że w celu uzyskania najprostszej postaci wzorów w całym referacie tłumienność jest wyrażona w Neperach, przesuwność w radianach, a tłumowność w radianach hiperbolicznych.

$$\Delta_k = \frac{1}{2} \ln \frac{|1 - q_k^2 e^{-4\Gamma_k}|}{|1 - q_k^2|} \quad /22/$$

gdzie

$$\Gamma_k = 1(\alpha_k + j\beta_k) \quad /23/$$

jest tłumocnością falową rozważanego toru o długości 1 przy częstotliwości f_k , przy czym ^{x/} /patrz rozdz. 7 podręcznika [4] oraz rozdz. 2 monografii [5]/:

$$\alpha_k \cong \sqrt{\pi f_k R_1 C_1} \quad /24/$$

$$\beta_k \cong \sqrt{\pi f_k R_1 C_1} \quad /25/$$

oznaczają odpowiednio jednostkową tłumocność falową oraz jednostkową przesuwocność falową jednorodnego toru kablowego o jednostkowej rezystancji R_1 i jednostkowej pojemności C_1 .

Występujący we wzorze /22/ współczynnik niedopasowania q_k przy częstotliwości f_k jest równy

$$q_k = \frac{W_k - Z_k}{W_k + Z_k} \quad /26/$$

gdzie W_k jest impedancją obciążenia rozważanego toru równą

$$W_k = R_{W,k} + j X_{W,k} \quad /27/$$

gdzie $R_{W,k}$ oraz $X_{W,k}$ są odpowiednio składową rzeczywistą oraz składową urojoną tej impedancji przy częstotliwości f_k .

Impedancją falową rozważanego toru wynosi

$$Z_k = R_{Z,k} + j X_{Z,k} \quad /28/$$

gdzie $R_{Z,k}$ oraz $X_{Z,k}$ są odpowiednio składową rzeczywistą oraz składową urojoną tej impedancji, przy czym przy częstotliwości f_k w naturalnym pasmie telefonioznym zachodzi przy-

x/ patrz odsyłacz na str. 6.

blizona równość /patrz rozdz. 7 podręcznika [4] oraz rozdz. 2 monografii [5]/:

$$R_{Z,k} = -X_{Z,k} \cong \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_1}{\pi f_k C_1}} \quad /29/$$

Dla celów obliczeniowych wzór /22/ można sprowadzić do postaci

$$\Delta_k = \frac{1}{4} \ln$$

$$\frac{[1 - |q_k|^2 e^{-4l\alpha_k} \cos 2(\sigma_k - 2l\beta_k)]^2 + [|q_k|^2 e^{-4l\alpha_k} \sin 2(\sigma_k - 2l\beta_k)]^2}{(1 - |q_k|^2 \cos 2\sigma_k)^2 + (|q_k|^2 \sin 2\sigma_k)^2} \quad /30/$$

gdzie

$$|q_k|^2 = \frac{(R_{W,k} - R_{Z,k})^2 + (X_{W,k} - X_{Z,k})^2}{(R_{W,k} + R_{Z,k})^2 + (X_{W,k} + X_{Z,k})^2} \quad /31/$$

zaś

$$\sigma_k = \arctg \frac{X_{W,k} - X_{Z,k}}{R_{W,k} - R_{Z,k}} - \arctg \frac{X_{W,k} + X_{Z,k}}{R_{W,k} + R_{Z,k}} \quad /32/$$

4. APLIKACJA TEORII. WNIOSKI

Oszacujmy ortotelefoniczną tłumienność falową oraz ortotelefoniczną tłumienność skrośną przy nominalnym obciążeniu $/W = 600 + j 0$ omów/ niepupinizowanych torów kablowych typu XTKOK w funkcji długości tych torów przyjmując, że w naturalnym paśmie telefonicznym dana jest jednoparametrowa funkcja gęstości wagi /patrz pkt 4 referatu [2]/ o postaci:

$$g(f) = \left\{ \begin{array}{ll} 0 & \text{dla } f < 0,3 \text{ kHz} \\ \frac{a_0 + a_1 \ln f}{f} & \text{dla } 0,3 \leq f \leq 3,4 \text{ kHz} \\ 0 & \text{dla } f > 3,4 \text{ kHz} \end{array} \right\} \quad /33/$$

i o wartości parametru:

$$a_1 = -0,093 \quad /34/$$

Przy takiej funkcji gęstości wagi można wyznaczyć częstotliwość równoważną f_r na podstawie wzoru /10/ i wartości współczynników podanych w tabl. 1, a mianowicie:

$$f_r \cong (1,06781 + 0,621\ 533\ 7 \cdot a_1)^2 \quad /35/$$

a przyjmując wartość parametru a_1 podaną we wzorze /34/ otrzymamy

$$f_r = 1,020 \text{ kHz} \quad /36/$$

Ortotelefoniczną tłumienność falową niepupinizowanego toru kablowego o długości 1 można wyrazić wzorem

$$\begin{aligned} \bar{\alpha}_0 &= 1 \cdot \alpha_r = 1 \sqrt{\pi f_r R_1 C_1} = \\ &= 1 \sqrt{\pi f_0 R_1 C_1} \sqrt{\frac{f_r}{f_0}} = 1 \alpha_0 \eta_0 \end{aligned} \quad /37/$$

gdzie α_0 jest jednostkową tłumiennością rozważanego toru kablowego przy podstawowej częstotliwości $f_0 = 0,8 \text{ kHz}$ pasma telefonicznego. Wartości α_0 jednostkowych tłumienności torów kablowych typu XFKMX o różnych średnicach d zyl podano w tabelicy 3.

Tablica 3

d	mm	0,4	0,5	0,6	0,8
α_0	$\mu\text{Np/km}$	188	151	125	93,8

Uwzględniając wartość częstotliwości równoważnej f_r podaną we wzorze /36/ otrzymujemy następującą wartość współczynnika występującego we wzorze /37/:

$$\eta_0 \cong 1,13 \quad /38/$$

Ortotelefoniczną tłumienność skrośną rozważanych torów kablowych można oszacować na podstawie wzoru

$$\begin{aligned}\tilde{\Lambda} &= \bar{\Lambda}_0 + \tilde{\Delta} = 1 \alpha_0 \eta_0 + \sum_{k=1}^P G_k \Delta_k = \\ &= 1 \alpha_0 \left(\eta_0 + \frac{1}{I} \cdot \frac{1}{\alpha_0} \sum_{k=1}^P G_k \Delta_k \right) = 1 \alpha_0 \eta \quad /39/\end{aligned}$$

w którym współczynniki wagowe G_k są określone wzorem /15/, natomiast przyrosty Δ_k - wzorem /30/.

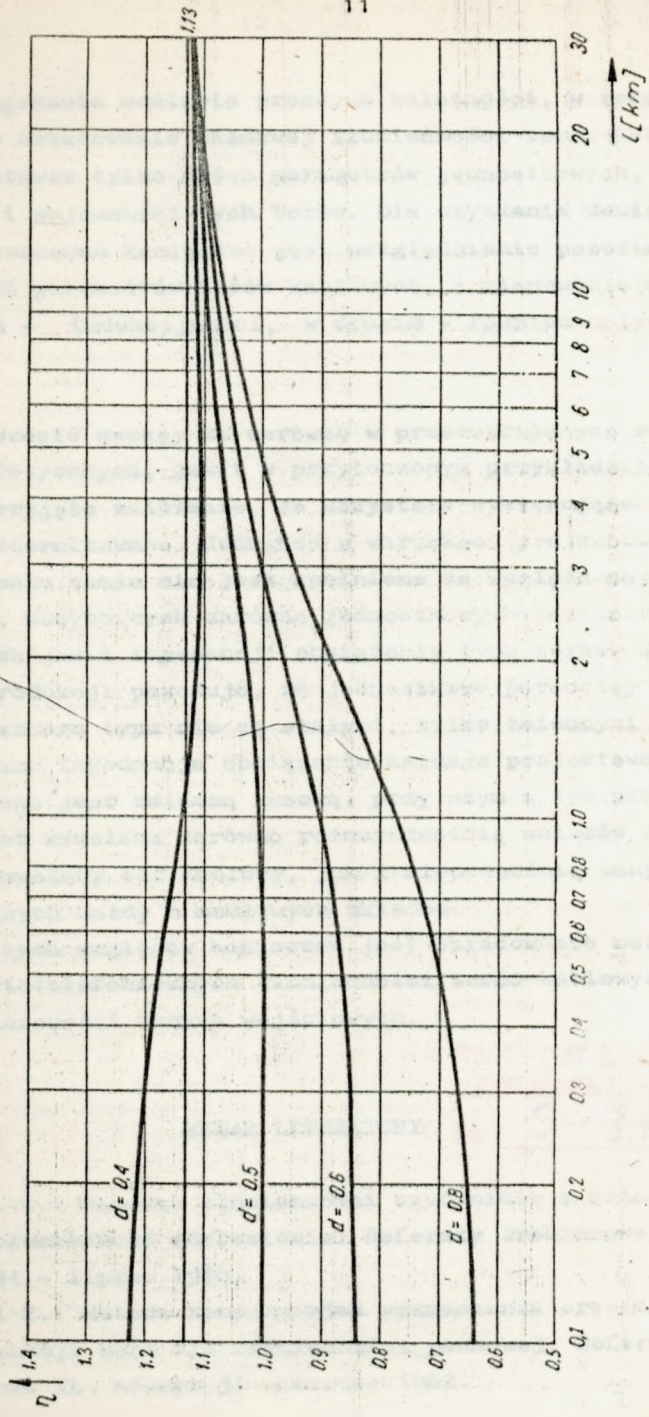
Wartość współczynnika η była obliczana na podstawie względnie najefektywniejszych /patrz pkt 4 referatu [3]/ 9-punktowych aproksymat pasmowych przyrostów tłumienności; parametry tych aproksymat podano w tabelicy 4.

Tabela 4

Punkt k	Częstotliwość f_k [kHz]	Współczynnik wagowy G_k
1	0,330	0,128 818
2	0,460	0,127 005
3	0,550	0,132 817
4	0,800	0,133 546
5	1,020	0,123 885
6	1,480	0,133 707
7	2,000	0,098 494
8	2,660	0,084 389
9	3,240	0,037 339

Wyniki obliczeń wartości współczynnika η w zależności od długości 1 torów kablowych typu XTQM o różnych średnicach żył przedstawiono na rys. 1.

Jak widać ze wzoru /39/ oraz z wykresu, przy wzroście długości toru wartość współczynnika η asymptotycznie dąży do wartości η_0 określonej wzorem /38/.



Rys. 1. Zależność wartości współczynnika η od długości l nieupinizowanych torów kablowych typu XTDX o różnych średnicach d żył przy obciążeniu impedancją $600 \Omega 0^\circ$

W celu uzyskania możliwie prostych zależności, w referacie przyjęto oszacowanie pasmowej tłumienności torów kablowych na podstawie tylko dwóch parametrów jednostkowych, tzn. rezystancji i pojemności tych torów. Dla uzyskania dokładniejszych oszacowań konieczne jest uwzględnienie pozostałych jednostkowych parametrów torów kablowych, a mianowicie: w kroku pierwszym - indukcyjności, w drugim - również upływności.

Należy zwrócić uwagę, że zarówno w przedstawionych rozważaniach teoretycznych, jak i w przytoczonym przykładzie obliczeniowym przyjęto założenie, że wszystkie występujące wielkości są zdeterminowane. Jednakże w warunkach projektowania sieci założenie takie nie jest spełnione ze względu na niepewność danych, dotyczących zarówno jednostkowych parametrów torów kablowych jak i impedancji obciążenia tych torów. Niejednorodność produkcji powoduje, że jednostkowe parametry torów kablowych każdego typu nie są stałymi, tylko zmiennymi losowymi. Tak samo impedancja obciążenia każdego projektowanego toru kablowego jest zmienną losową, przy czym w tym przypadku losowość jest wywołana zarówno różnorodnością układów obciążających rozważany tor kablowy, jak i niepewnością danych charakteryzujących każdy z możliwych układów.

Z powyższych względów konieczne jest opracowanie metody obliczeń ortotelefonicznych tłumienności torów kablowych w przypadku losowości danych wejściowych.

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
BIBLIOTEKA NAUCZAWA

WYKAZ LITERATURY

Nr 5-9175

1. Kowalski Z.: Pasmowe tłumienności czwórników i ortotelefoniczna tłumienność odniesienia. Referaty Problemowe IL, zeszyt 31 - lipiec 1980.
2. Kowalski Z.: Metoda kompensacyjna wyznaczania ortotelefonicznej funkcji wagi dla tłumienności pasmowej. Referaty Problemowe IL, zeszyt 31 - marzec 1982.

3. Kowalski Z.: Metody wyznaczania parametrów punktowych aproksymat tłumionności pasmowej. Referaty Problemowe II, zeszyt 47 - listopad 1981.
4. Nowicki W.: Podstawy teletransmisji. t. I. WKiŁ, Warszawa 197f.
5. Perkowski Z., Łapiński T.: Nowoczesne kable telekomunikacyjne. WKiŁ, Warszawa 1968.

