ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 2004
Seria: GÓRNICTWO z. 260 Nr kol. 1649

Kazimierz MIŚKIEWICZ
Politechnika Śląska, Gliwice

RÓWNOWAŻNIKI TOROWE DLA KOPALNIANYCH SIECI TELEKOMUNIKACYJNYCH

Streszczenie. Równoważnik torowy jest jednym z istotnych elementów układów rozgałęźnych stosowanych tam, gdzie tor z dwukierunkową transmisją jest rozgałęziany na dwa tory odrębne dla obu kierunków transmisji. Dla prawidłowej pracy układu rozgałęźnego charakterystyka częstotliwościowa równoważnika torowego powinna być dopasowana do charakterystyki częstotliwościowej impedancji falowej kabla telekomunikacyjnego. W referacie przedstawiono metodę obliczania impedancji operatorowej równoważnika torowego oraz obliczania wartości elementów równoważnika dla schematu szeregowego i drabinkowego. Pokazano wpływ zmian parametrów jednostkowych kabla na dopasowanie równoważnika.

BLANCED NETWORKS FOR MINING TELECOMMUNICATION CABLES

Summary. The paper presents designing method of balanced network for mining telecommunication cables of wire diameter 0.8 mm. The method is illustrated by example of two order balanced network designing. The paper describes sensivity of terminal unbalance to parameters of telecommunication cables.

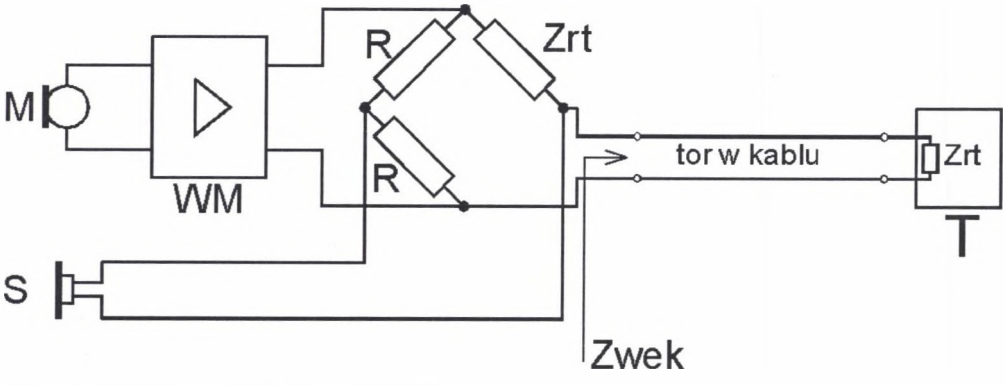
1. Wprowadzenie

W systemach telekomunikacyjnych mamy do czynienia na ogół z dwukierunkową transmisją sygnałów. Taka dwukierunkowa transmisja występuje często w tym samym torze kabla telekomunikacyjnego. W wielu urządzeniach występuje konieczność rozdzielenia transmitowanego sygnału na dwa oddzielne tory, odrębne dla każdego kierunku transmisji. Tego rodzaju sytuacja występuje w wyposażeniach analogowych abonenckich cyfrowych central telefonicznych, aparatach telefonicznych, wzmacniakach (układach wzmacniających sygnały w obu kierunkach transmisji) [1]. Rozdzielenie kierunku transmisji jest możliwe

przez zastosowanie układów rozgałęźnych. Istotnym elementem każdego układu rozgałęźnego jest tzw. równoważnik torowy, czyli dwójnik, którego charakterystyka częstotliwościowa impedancji jest równa lub ewentualnie „zbliżona" do impedancji wejściowej toru kablowego [4].

2. Sformułowanie problemu

Rozpatrzmy przykład układu rozgałęźnego w telefonie (rys. 1).



Rys. 1. Przykład układu rozgałęźnego w telefonie
Fig. 1. Example of branch-joint in telephone

Sygnał z mikrofonu M po wzmocnieniu we wzmacniaczu WM jest podawany na układ mostkowy (R, R, **Zrt**, impedancja wejściowa toru kablowego **Zwek**). W przypadku mostka zrównoważonego (**Zrt**=**Zwek**) sygnał z mikrofonu nie przedostaje się do słuchawki S. W przeciwnym przypadku część sygnału z wyjścia wzmacniacza mikrofonowego przedostaje się do słuchawki. Impedancję **Zrt** nazywamy równoważnikiem torowym. Impedancja wejściowa toru kablowego obciążonego na końcu impedancją falową jest równa impedancji falowej **Zf**. Zrównoważenie układu rozgałęźnego powinno być zapewnione w całym przedziale częstotliwości, w którym pracuje układ rozgałęźny (dla telefonii 0,3 – 3,4 kHz).

Problem projektowania równoważnika torowego polega na określeniu jego schematu i wartości jego elementów, tak aby charakterystyka częstotliwościowa impedancji równoważnika **Zrt** była „zbliżona" do charakterystyki częstotliwościowej impedancji falowej **Zf** stosowanych kabli.

3. Impedancja operatorowa równoważnika torowego

Impedancja falowa kabli jest określona zależnością [4]

$$\mathbf{Zf} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \tag{1}$$

gdzie R, L, G, C – odpowiednio jednostkowa rezystancja, indukcyjność, upływność, pojemność kabla.

Impedancja falowa jest przybliżana impedancją równoważnika torowego w postaci funkcji wymiernej

$$\mathbf{Zrt} = \frac{1 + A_1 s + A_2 s^2 + A_3 s^3 + \ldots A_n s^n}{0 + B_1 s + B_2 s^2 + B_3 s^3 + \ldots B_n s^n} \tag{2}$$

w ten sposób, aby dla n częstotliwości f_1, f_2, ...f_n (czyli w tzw. węzłach aproksymacji) impedancja falowa była równa impedancji równoważnika torowego, tzn.

$$\bigwedge_{i\in(1,n)} \mathbf{Zrt}(j\omega_i) = \mathbf{Zf}(j\omega_i) \tag{3}$$

Przyjęcie wyrazu wolnego w mianowniku równego 0 jest równoznaczne z tym, że dla prądu stałego równoważnik stanowi przerwę.

Zależność (3) daje układ 2n równań z 2n niewiadomymi (A_1 ....A_n, B_1 ....B_n,)

Oznaczmy Rf+jXf=Zf. Otrzymamy wtedy (podstawiając s=jω) n zależności w postaci:

$$\frac{1 + A_1 j\omega_i + A_2 (j\omega_i)^2 + A_3 (j\omega_i)^3 + \ldots A_n (j\omega_i)^n}{0 + B_1 j\omega_i + B_2 (j\omega_i)^2 + B_3 (j\omega_i)^3 + \ldots B_n (j\omega_i)^n} = Rf(j\omega_i) + jXf(j\omega_i) \tag{4}$$

Oznaczmy

$$\Omega = \begin{bmatrix} j\omega_1 & (j\omega_1)^2 & (j\omega_1)^n \\ j\omega_2 & (j\omega_2)^2 & (j\omega_2)^n \\ & & \\ j\omega_n & (j\omega_n)^2 & (j\omega_n)^n \end{bmatrix} \quad A = \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ \\ A_n \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \\ \\ B_n \end{bmatrix} \quad Rf = \begin{bmatrix} Rf_1 \\ Rf_2 \\ \\ Rf_n \end{bmatrix} \quad Xf = \begin{bmatrix} Xf_1 \\ Xf_2 \\ \\ Xf_n \end{bmatrix} \tag{5}$$

Wstawiając (5) do (4), otrzymamy:

$$1 + \Omega \times A = (\Omega \times B) \cdot (Rf + jXf) \tag{6}$$

Po przekształceniu (6) otrzymamy:

$$\begin{bmatrix} Re(\Omega) & -Re(\Omega)\cdot Rf + Im(\Omega)\cdot Xf \\ Im(\Omega) & -Re(\Omega)\cdot Xf - Im(\Omega)\cdot Rf \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{7}$$

Współczynniki A licznika i B mianownika impedancji można obliczyć z zależności:

$$\begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Re(\Omega) & -Re(\Omega)\cdot Rf + Im(\Omega)\cdot Xf \\ Im(\Omega) & -Re(\Omega)\cdot Xf - Im(\Omega)\cdot Rf \end{bmatrix}^{-1} \times \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{8}$$

Nowicki zaleca wybór częstotliwości f_i obliczanych wg wzoru [4]:

$$f_i = \frac{fd + fg}{2} - \frac{fd - fg}{2}\cos\left[\frac{2i-1}{2n}\pi\right] \tag{9}$$

gdzie fd i fg to dolna i górna częstotliwość pasma, dla której jest obliczana impedancja równoważnika torowego. Dla telefonii wystarczy przyjąć fd=300Hz i fg=3400Hz.

Jako miarę dopasowania impedancji równoważnika torowego do impedancji falowej toru przyjęto maksymalną wartość modułu (w rozpatrywanym pasmie częstotliwości) współczynnika niedopasowania **q** równego:

$$\mathbf{q} = \frac{\mathbf{Zrt} - \mathbf{Zf}}{\mathbf{Zrt} + \mathbf{Zf}} \tag{10}$$

Jeżeli tor kablowy o długości l i tamowności falowej jednostkowej γ jest obciążony impedancją równoważnika torowego **Zrt**, to impedancja wejściowa kabla **Zwek** jest określona zależnością:

$$\mathbf{Zwek} = \mathbf{Zf} \cdot \frac{\mathbf{Zrt} \cdot \cosh\gamma l + \mathbf{Zf} \cdot \sinh\gamma l}{\mathbf{Zrt} \cdot \sinh\gamma l + \mathbf{Zf} \cdot \cosh\gamma l} \tag{11}$$

W takim przypadku współczynnik niedopasowania równoważnika torowego do impedancji wejściowej toru jest równy

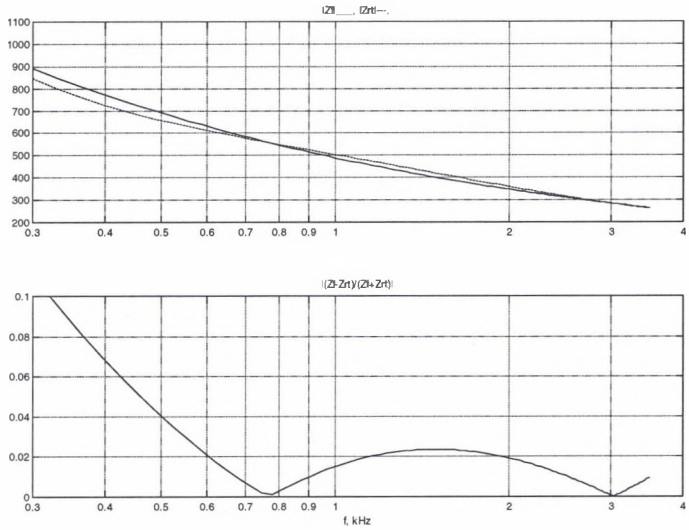
$$\mathbf{q} = \frac{\mathbf{Zrt} - \mathbf{Zwek}}{\mathbf{Zrt} + \mathbf{Zwek}} \tag{12}$$

4. Równoważnik torowy 2 rzędu

Dla 2 węzłów aproksymacji obliczono transmitancję równoważnika torowego kabla o parametrach jednostkowych (R=75Ω/km, L=0.7mH/km, C=50nF/km, G=0). Transmitancja ma postać:

$$Zrt(s) = \frac{1 + 5.12 \cdot 10^{-4} s + 1.57 \cdot 10^{-8} s^2}{8.26 \cdot 10^{-7} s + 9.62 \cdot 10^{-11} s^2} \tag{13}$$

Charakterystykę częstotliwościową impedancji falowej Zf kabla, impedancji równoważnika torowego Zrt oraz współczynnika niedopasowania q przedstawiono na rys. 2.



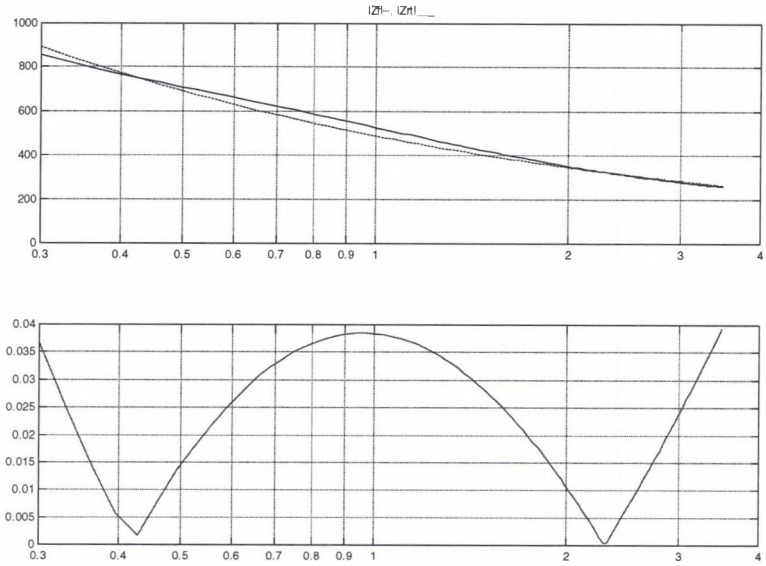
Rys. 2. Charakterystyka częstotliwościowa impedancji falowej Zf, impedancji równoważnika torowego Zrt oraz współczynnika niedopasowania q dla dwóch węzłów aproksymacji
Fig. 2. Frequency characteristic of wave impedance Zf, balaced network impedance Zrt and unbalance coefficient for two approximation nodes

Z przedstawionych charaketrystyk widać duże niedopasowanie dla zakresu częstotliwości poniżej 500 Hz. Modyfikacja położenia węzłów aproksymacji (metodą prób) pozwoliła na wyrównanie maksymalnych wartości współczynnika niedopasowania q w poszczególnych przedziałach. Dla zmodyfikowanego położenia węzłów aproksymacji (częstotliwości 430 i 2400 Hz) otrzymano impedancję równoważnika torowego w postaci:

$$Zrt = \frac{1 + 7.96 \cdot 10^{-4} s + 3.21 \cdot 10^{-8} s^2}{1.03 \cdot 10^{-6} s + 1.75 \cdot 10^{-10} s^2} \tag{14}$$

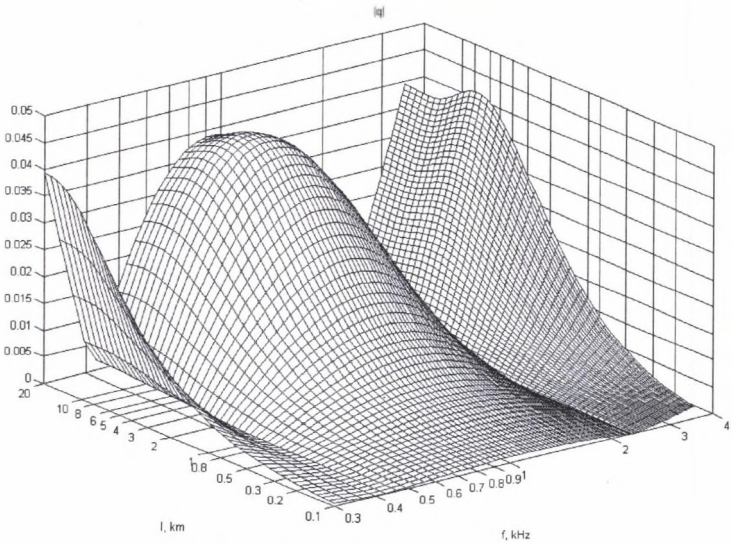
Modyfikacja położenia węzłów aproksymacji pozwoliła na uzyskanie maksymalnych wartości współczynnika niedopasowania mniejszych od 0,04 (rys.3).

W przypadku kabli o długościach mniejszych od 10 km obciążonych na końcu równoważnikiem torowym **Zrt** charakterystyka częstotliwościowa współczynnika niedopasowania q impedancji wejściowej toru oraz impedancji **Zrt** zależy od długości kabla (rys. 4). Dla małych długości wartości q są małe. Jest to w przybliżeniu dopasowanie równoważnika do równoważnika. Dla kabla o długości około 10 km impedancja wejściowa toru **Zwek** jest bardzo zbliżona do impedancji falowej **Zf**.



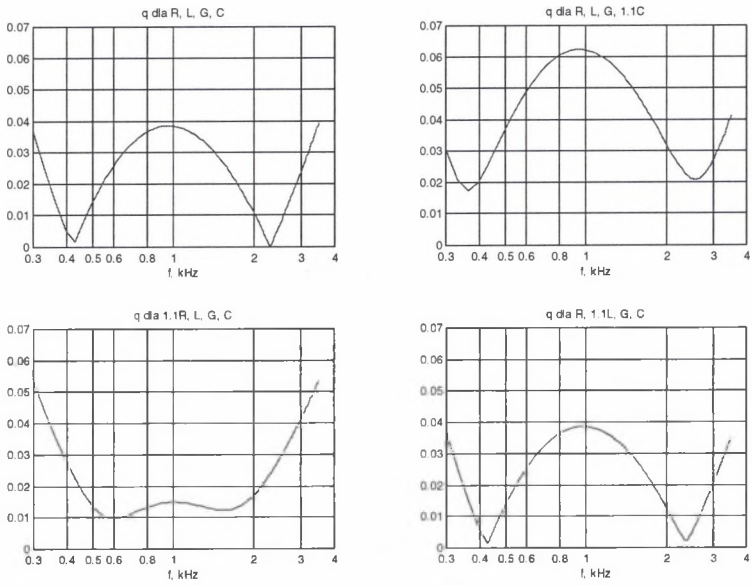
Rys. 3. Charakterystyka częstotliwościowa impedancji falowej Zf, impedancji równoważnika torowego Zrt oraz współczynnika niedopasowania dla dwóch zmodyfikowanych węzłów aproksymacji

Fig. 3. Frequency characteristic of wave impedance Zf, balaced network impedance Zrt and unbalance coefficient for two modified approximation nodes



Rys. 4. Charakterystyka częstotliwościowa współczynnika niedopasowania dla różnych długości kabla obciążonego równoważnikiem drugiego rzędu

Fig. 4. Frequency characteristic of unbalance coefficient for different cable length



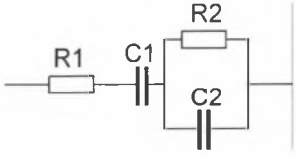
Rys. 5. Charakterystyki częstotliwościowe współczynnika niedopasowania równoważnika 2 rzędu do impedancji falowej kabla dla zmian parametrów jednostkowych o 10%
Fig. 5. Frequency characteristic of unbalance coefficient for different cable parameters

Jeżeli parametry jednostkowe toru różnią się od przyjętych do obliczeń transmitancji równoważnika, współczynnik niedopasowania ulega zwiększeniu, co pokazano na rys. 5. Wpływy zmian pojemności jednostkowej i rezystancji jednostkowej ulegają częściowej kompensacji, co wynika z zależności (1).

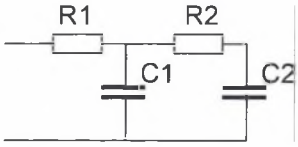
5. Realizacja równoważników drugiego rzędu

Przez odpowiednie dzielenie wielomianów impedancji operatorowej równoważnika można wyliczyć parametry jego elementów dla różnych schematów. Dla równoważnika 2 rzędu rozważono następujące schematy:

układ RC 2 rzędu szeregowy -



układ RC 2 rzędu drabinkowy -



Dla układu 2 rzędu szeregowego otrzymano:

$$Zrt = \frac{1 + 7.96 \cdot 10^{-4} s + 3.21 \cdot 10^{-8} s^2}{1.03 \cdot 10^{-6} s + 1.75 \cdot 10^{-10} s^2} = 183 + \frac{1}{1.03 \cdot 10^{-6} s} + \frac{1}{\frac{1}{424} + 401 \cdot 10^{-9} s} \tag{15}$$

Wyliczone parametry elementów schematu równoważnika są następujące R1=183 Ω, C1=1.03 μF R2=424 Ω, C2=401 nF

Dla układu 2 rzędu drabinkowego otrzymano:

$$Zrt = \frac{1 + 7.96 \cdot 10^{-4} s + 3.21 \cdot 10^{-8} s^2}{1.03 \cdot 10^{-6} s + 1.75 \cdot 10^{-10} s^2} = 183 + \frac{1}{288 \cdot 10^{-9} s + \frac{1}{818 + \frac{1}{741 \cdot 10^{-9} s}}} \tag{16}$$

Wyliczone parametry elementów schematu równoważnika są następujące R1=183 Ω, C1=288 nF, R2=818 Ω, C2=741 nF.

Dla równoważników rzędu trzeciego i wyższych rzędów wartości elementów schematu również uzyskuje się przez odpowiednie dzielenie wielomianów licznika i mianownika. Możliwa jest do uzyskania większa różwnorodność schematów (szeregowe, równoległe, drabinkowe oraz mieszane) [3].

Realizacja równoważnika wymaga zaokrąglenia obliczonych wartości rezystancji i pojemności do wartości wynikających z szeregu zastosowanych elementów.

6. Wnioski

W referacie zaproponowano metodę projektowania równoważników torowych dopasowanych do kabli o znanych parametrach jednostkowych. Metoda zawiera następujące etapy:

- wybór rzędu równoważnika,
- określenie rozmieszczenia węzłów aproksymacji,
- rozwiązanie równań (7) i obliczenie charakterystyki częstotliwościowej współczynnika niedopasowania,

- wybór schematu równoważnika i obliczenie wartości jego elementów,
- określenie rzeczywistych wartości elementów.

Zaproponowaną metodę zastosowano do równoważnika 2 rzędu dla kabli górniczych TKG z żyłami o średnicy 0.8 mm.

Dla linii kablowych o długości do 10 km należy dopasować równoważnik do impedancji falowej kabla. Dla linii kablowych krótkich (np. do 3 km) akceptowalna wartość współczynnika niedopasowania do impedancji falowej kabla może być większa.

Opisana metoda może być zastosowana do projektowania równoważników torowych wyższych rzędów [3].

LITERATURA

1. ITU Recommendation Q.522: Transmission characteristics at 2-wire analogue interfaces of digital exchange.
2. Kowalski Z.: Optymalizacja dopasowań impedancyjnych w układach miejscowych sieci telefonicznej. Przegląd telekomunikacyjny. Nr 3/1995.
3. Miśkiewicz K.: Wybrane problemy projektowania równoważników torowych dla kopalnianych sieci telekomunikacyjnych. Gliwice 2003. Praca niepublikowana.
4. Nowicki W.: Podstawy teletransmisji. WKŁ, Warszawa 1971.

Recenzent: Dr hab. inż. Kazimierz Jaracz, prof. nzw. w AP w Krakowie

Abstract

The paper presents a design method for balanced networks of telecommunication cables. The method uses the approximation of frequency characteristic of cables wave impedance by a rational function in a given frequency range. The method contains the following steps:

- assumtion the order of balanced networks,
- estimation of approximation nodes,
- solving the equation systems described in the paper,
- testing of terminal unbalance of designed balanced networks.

The method is illustrated by an example of second order balanced networks of mining telecommunication cables of 0,8mm wire diameter.