

Piotr ZAWADZKI

Politechnika Śląska, Instytut Elektroniki

ANALIZA WIELOPRZEWODOWYCH LINII TEM

Streszczenie. Artykuł stanowi wprowadzenie do teorii wieloprzewodowych linii TEM, znajdującej zastosowanie przy badaniu propagacji sygnałów elektrycznych w kablach wielożyłowych. W części teoretycznej przedstawiono podstawowe zależności matematyczne oraz szczególne rozwiązanie dla linii obciążonej i zasilanej na jednym z końców. Zaprezentowaną teorię zastosowano do wyznaczenia widma napięcia i odpowiedzi na skok jednostkowy tasiemki wielożyłowej. Następnie, na przykładzie kabla UTP, pokazano, jak w ograniczonym zakresie teoria linii wieloprzewodowych może być wykorzystana do badania zjawisk promieniowania.

ANALYSIS OF MULTICONDUCTOR TRANSMISSION LINES

Summary. The article is a short introduction to the multiconductor transmission line theory. The basic mathematical formulas and the solution for the loaded line forced at one end are presented in the theoretical part. We have used introduced theory to compute frequency and time domain responses of the multiconductor flat cable forced by the unit step function. We have also demonstrated on the UTP cable example that multiconductor transmission line theory might be used in the investigation of the radiation phenomena.

1. Wprowadzenie

Dzięki swej prostocie i istnieniu zamkniętych wzorów analitycznych na interesujące wielkości fizyczne teoria jedнопроводовых linii TEM jest powszechnie znana i stanowi kanon wykształcenia inżyniera telekomunikacji. Jednak teoria linii jedнопроводовых ma ograniczone zastosowanie do badania współczesnych systemów telekomunikacyjnych, bowiem sygnały informacyjne najczęściej przesyłane są kablami wielożyłowymi.

Linie TEM są sztandarowym przykładem układu o parametrach rozłożonych, dla którego funkcjonuje model obwodowy. Jednak zastosowanie modelu obwodowego oznacza milczącą zgodę na pominięcie składowej symetrycznej prądu (modu antenowego), a tym samym rezygnację ze znajomości dokładnego rozkładu prądu w linii. Dla linii wieloprzewodowej pominięcie modu antenowego jest równoważne nałożeniu ograniczenia

$$I_{ref} + \sum_{k=1}^N I_k = 0 \quad (1)$$

gdzie I_{ref} jest prądem w przewodzie odniesienia, a I_k – prądem w k -tym przewodzie. Sukcesy teorii linii TEM w praktycznych zastosowaniach wynikają głównie z faktu, że wielkościami najczęściej interesującymi inżynierów są odpowiedzi linii na jej zakończeniach, a tam właśnie składowa symetryczna prądu znika.

Niniejszy artykuł ma na celu przybliżenie teorii wieloprzewodowych linii TEM oraz jej zastosowań. W części aplikacyjnej obok typowych obliczeń odpowiedzi linii na zewnętrzne pobudzenie zademonstrowano również stosunkowo nowy sposób wykorzystania teorii linii TEM do badania zjawisk promieniowania.

2. Teoria

Dla układu N przewodników (plus przewód odniesienia) równania telegrafistów w dziedzinie częstotliwości mogą być zapisane w formie macierzowej

$$\frac{d\mathbf{V}(y)}{dy} + \mathbf{Z}'\mathbf{I}(y) = \mathbf{0} \quad (2a)$$

$$\frac{d\mathbf{I}(y)}{dy} + \mathbf{Y}'\mathbf{V}(y) = \mathbf{0} \quad (2b)$$

gdzie $\mathbf{V}(y)$ i $\mathbf{I}(y)$ są N -wymiarowymi wektorami napięć i prądów, parametr y jest odległością od początku linii, natomiast macierze \mathbf{Z}' i \mathbf{Y}' opisują własności linii na jednostkę

długości

$$\mathbf{Z}' = \mathbf{R}' + j\omega\mathbf{L}' \quad (3a)$$

$$\mathbf{Y}' = \mathbf{G}' + j\omega\mathbf{C}' \quad (3b)$$

\mathbf{R}' , \mathbf{L}' , \mathbf{G}' , \mathbf{C}' są macierzowymi analogonami rezystancji, indukcyjności, konduktancji i pojemności na jednostkę długości znanych z opisu linii jedнопrzewodowych. Te dwa sprzężone równania różniczkowe pierwszego rzędu można przekształcić do niezależnych równań drugiego rzędu

$$\frac{d^2\mathbf{V}(y)}{dy^2} - \mathbf{P}'\mathbf{V}(y) = \mathbf{0} \quad (4a)$$

$$\frac{d^2\mathbf{I}(y)}{dy^2} - \mathbf{R}'\mathbf{I}(y) = \mathbf{0} \quad (4b)$$

gdzie $\mathbf{P}' = \mathbf{Z}'\mathbf{Y}'$ i $\mathbf{R}' = \mathbf{Y}'\mathbf{Z}'$. Gdy linia jest bezstratna i medium otaczające jest jednorodne, obie macierze \mathbf{P}' i \mathbf{R}' są diagonalne i proporcjonalne do macierzy jednostkowej [1]

$$\mathbf{P}' = \mathbf{R}' = -\frac{\omega^2}{u^2}\mathbf{1} \quad (5)$$

gdzie ω jest częstotliwością fali, a u prędkością propagacji w linii. Wówczas równania macierzowe (4) mogą być rozwiązane skalarnie, osobno dla każdego przewodu. Rozwiązanie składa się z n modów propagujących „do przodu” i „do tyłu” linii z tą samą prędkością u . Jednak w ogólnym przypadku (nawet w nieobecności strat w linii) macierze \mathbf{P}' i \mathbf{R}' nie są diagonalne. W linii istnieje wówczas n wzajemnie zależnych modów, rozchodzących się z różnymi prędkościami. Aby uzyskać więcej informacji o tym, co dzieje się w linii, macierze \mathbf{P}' i \mathbf{R}' muszą być zdiagonalizowane.

Równania (4) można zapisać w postaci

$$\frac{d^2\mathbf{v}(y)}{dy^2} - \mathbf{y}\mathbf{P}'\mathbf{y}^{-1}\mathbf{v}(y) = \mathbf{0} \quad (6a)$$

$$\frac{d^2\mathbf{i}(y)}{dy^2} - \mathbf{TR}'\mathbf{T}^{-1}\mathbf{i}(y) = \mathbf{0} \quad (6b)$$

gdzie $\mathbf{v}(y) = \mathbf{y}\mathbf{V}(y)$, $\mathbf{i}(y) = \mathbf{T}\mathbf{I}(y)$ i macierze \mathbf{y} , \mathbf{T} diagonalizują \mathbf{P}' i \mathbf{R}' , odpowiednio. Macierze diagonalizujące można wyznaczyć rozwiązując zagadnienie własne dla \mathbf{P}' i \mathbf{R}' . Jak się okazuje diagonalizacja prowadzi do tej samej macierzy

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \lambda_2 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \lambda_n \end{bmatrix} \quad (7)$$

gdzie λ_i są wartościami własnymi. Dzięki temu, że \mathbf{D} jest macierzą diagonalną, równania (6) mają proste rozwiązania. Ponownie składają się one z modów propagujących „do przodu” i „do tyłu”

$$\mathbf{v}(y) = \mathbf{E}^+(y) \mathbf{a} + \mathbf{E}^-(y) \mathbf{b} \quad (8a)$$

$$\mathbf{i}(y) = \mathbf{z}_c^{-1} [\mathbf{E}^+(y) \mathbf{a} - \mathbf{E}^-(y) \mathbf{b}] \quad (8b)$$

gdzie

$$\mathbf{E}^\pm(y) = \begin{bmatrix} e^{\mp\gamma_1 y} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{\mp\gamma_2 y} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & e^{\mp\gamma_n y} \end{bmatrix} \quad (9)$$

stałe propagacji modów powiązane są z wartościami własnymi relacją $\gamma_i = \sqrt{\lambda_i}$, macierz \mathbf{z}_c nazywana jest modalną macierzą charakterystyczną, a wektory \mathbf{a} i \mathbf{b} muszą być wyznaczone na podstawie warunków brzegowych. Związek między modalną impedancją charakterystyczną i parametrami jednostkowymi linii można wyznaczyć wstawiając (8a) do (2a) otrzymując

$$\mathbf{z}_c = [\gamma_i]^{-1} \mathbf{yZ}'\mathbf{T}^{-1} = \left[\frac{1}{\gamma_i} \right] \mathbf{yZ}'\mathbf{T}^{-1} \quad (10)$$

gdzie wprowadzona została następująca notacja

$$[\gamma_i] = \begin{bmatrix} \gamma_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \gamma_2 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \gamma_n \end{bmatrix} \quad (11)$$

Rzeczywiste (tj. mierzalne) napięcia i prądy w linii wylicza się z następujących wyrażeń

$$\mathbf{V}(y) = \mathbf{y}^{-1} \mathbf{v}(y) = \mathbf{y}^{-1} [\mathbf{E}^+(y) \mathbf{a} + \mathbf{E}^-(y) \mathbf{b}] \quad (12a)$$

$$\mathbf{I}(y) = \mathbf{T}^{-1} \mathbf{i}(y) = \mathbf{T}^{-1} \mathbf{z}_c^{-1} [\mathbf{E}^+(y) \mathbf{a} - \mathbf{E}^-(y) \mathbf{b}] \quad (12b)$$

Interesujące jest wyznaczenie impedancji charakterystycznej linii wiążącej ze sobą mierzalne napięcia i prądy. W tym celu zapiszmy (12b) w nieco innej formie

$$\mathbf{I}(y) = \mathbf{Z}_c^{-1} \mathbf{y}^{-1} [\mathbf{E}^+(y) \mathbf{a} - \mathbf{E}^-(y) \mathbf{b}] \quad (13)$$

Porównując (13) z (12b) oraz korzystając z (10) otrzymujemy

$$\mathbf{Z}_c = \mathbf{y}^{-1} \left[\frac{1}{\gamma_i} \right] \mathbf{yZ}' \quad (14)$$

2.1. Macierz łańcuchowa linii

Równania (12) można przepisać w postaci macierzy blokowej

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}(y) \\ \mathbf{I}(y) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}^{-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & (\mathbf{yZ}_c)^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{E}^+(y) & \mathbf{E}^-(y) \\ \mathbf{E}^+(y) & -\mathbf{E}^-(y) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{a} \\ \mathbf{b} \end{bmatrix} \quad (15)$$

a wektory \mathbf{a} i \mathbf{b} przedstawić jako funkcje napięcia i prądu na początku linii. Przepisując równanie (15) dla $s = 0$ dostajemy

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}(0) \\ \mathbf{I}(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}^{-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & (\mathbf{yZ}_c)^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{a} \\ \mathbf{b} \end{bmatrix} \quad (16a)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{a} \\ \mathbf{b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{y}^{-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & (\mathbf{yZ}_c)^{-1} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{V}(0) \\ \mathbf{I}(0) \end{bmatrix} \quad (16b)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{a} \\ \mathbf{b} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{y} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{yZ}_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}(0) \\ \mathbf{I}(0) \end{bmatrix} \quad (16c)$$

Wstawiając (16c) do (15) otrzymujemy związek między wartościami napięć i prądów na początku linii i wartościami napięć i prądów w dowolnym jej przekroju

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}(y) \\ \mathbf{I}(y) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{y}^{-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & (\mathbf{yZ}_c)^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{E}^+(y) & \mathbf{E}^-(y) \\ \mathbf{E}^+(y) & -\mathbf{E}^-(y) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{y} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{yZ}_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}(0) \\ \mathbf{I}(0) \end{bmatrix} \quad (17a)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}(y) \\ \mathbf{I}(y) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{y}^{-1} [\mathbf{E}^+(y) + \mathbf{E}^-(y)] \mathbf{y} & \mathbf{y}^{-1} [\mathbf{E}^+(y) - \mathbf{E}^-(y)] (\mathbf{yZ}_c) \\ (\mathbf{yZ}_c)^{-1} [\mathbf{E}^+(y) - \mathbf{E}^-(y)] \mathbf{y} & (\mathbf{yZ}_c)^{-1} [\mathbf{E}^+(y) + \mathbf{E}^-(y)] (\mathbf{yZ}_c) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}(0) \\ \mathbf{I}(0) \end{bmatrix} \quad (17b)$$

Równanie (17b) definiuje macierz łańcuchową

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}(y) \\ \mathbf{I}(y) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11}(y) & \mathbf{A}_{12}(y) \\ \mathbf{A}_{21}(y) & \mathbf{A}_{22}(y) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}(0) \\ \mathbf{I}(0) \end{bmatrix} \quad (18)$$

gdzie

$$\mathbf{A}_{11}(y) = \frac{1}{2} \mathbf{y}^{-1} [\mathbf{E}^+(y) + \mathbf{E}^-(y)] \mathbf{y} \quad (19a)$$

$$\mathbf{A}_{12}(y) = \frac{1}{2} \mathbf{y}^{-1} [\mathbf{E}^+(y) - \mathbf{E}^-(y)] \mathbf{yZ}_c \quad (19b)$$

$$\mathbf{A}_{21}(y) = \frac{1}{2} \mathbf{Z}_c^{-1} \mathbf{y}^{-1} [\mathbf{E}^+(y) - \mathbf{E}^-(y)] \mathbf{y} \quad (19c)$$

$$\mathbf{A}_{22}(y) = \frac{1}{2} \mathbf{Z}_c^{-1} \mathbf{y}^{-1} [\mathbf{E}^+(y) + \mathbf{E}^-(y)] \mathbf{yZ}_c \quad (19d)$$

2.2. Rozwiązanie dla obciążonego odcinka linii

Rozważmy odcinek linii wieloprzewodowej o długości L . Niech linia będzie pobudzona w punkcie początkowym ($y = 0$) napięciami \mathbf{V}_y z generatora o impedancjach wewnętrznych \mathbf{Z}_y . Na końcu ($y = L$) linia obciążona jest impedancją \mathbf{Z}_L . Do znalezienia rozkładu napięć i prądów w linii wykorzystamy (18).

Dla rozważanego wymuszenia warunki brzegowe dla $y = 0$ przyjmują postać

$$\mathbf{I}(0) = (\mathbf{Z}_y + \mathbf{Z}_{in})^{-1} \mathbf{V}_y \quad (20a)$$

$$\mathbf{V}(0) = \mathbf{Z}_{in} \mathbf{I}(0) \quad (20b)$$

gdzie \mathbf{Z}_{in} jest impedancją wejściową linii. Aby wyznaczyć \mathbf{Z}_{in} , wykorzystamy warunek brzegowy na końcu linii

$$\mathbf{V}(L) = \mathbf{Z}_L \mathbf{I}(L) \quad (21)$$

Przepisując (18) dla $y = L$ otrzymujemy

$$\mathbf{V}(L) = \mathbf{A}_{11}(L) \mathbf{V}(0) + \mathbf{A}_{12}(L) \mathbf{I}(0) \quad (22a)$$

$$\mathbf{I}(L) = \mathbf{A}_{21}(L) \mathbf{V}(0) + \mathbf{A}_{22}(L) \mathbf{I}(0) \quad (22b)$$

Wstawiając (21) do (22a) i grupując odpowiednie wyrażenia mamy

$$[\mathbf{A}_{21}(L) - \mathbf{Z}_L^{-1} \mathbf{A}_{11}(L)] \mathbf{V}(0) = [\mathbf{Z}_L^{-1} \mathbf{A}_{12}(L) - \mathbf{A}_{22}(L)] \mathbf{I}(0) \quad (23)$$

Z wyrażenia (23) wyznaczamy impedancję wejściową

$$\mathbf{Z}_{in} = [\mathbf{A}_{21}(L) - \mathbf{Z}_L^{-1} \mathbf{A}_{11}(L)]^{-1} [\mathbf{Z}_L^{-1} \mathbf{A}_{12}(L) - \mathbf{A}_{22}(L)] \quad (24)$$

Wyrażenie na rozkład prądów i napięć otrzymujemy łącząc (18) z (20)

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}(y) \\ \mathbf{I}(y) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11}(y) & \mathbf{A}_{12}(y) \\ \mathbf{A}_{21}(y) & \mathbf{A}_{22}(y) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_{in} (\mathbf{Z}_y + \mathbf{Z}_{in})^{-1} \mathbf{V}_y \\ (\mathbf{Z}_y + \mathbf{Z}_{in})^{-1} \mathbf{V}_y \end{bmatrix} \quad (25)$$

gdzie \mathbf{Z}_{in} jest dane wyrażeniem (24).

3. Przykłady zastosowań

Głównym obszarem zastosowań teorii wieloprzewodowych linii TEM jest wyznaczenie odpowiedzi częstotliwościowych i/lub czasowych na zadane pobudzenie. Znajomość wyznaczonych odpowiedzi pozwala na ocenę, czy dane medium transmisyjne spełnia stawiane mu wymagania i czy może być wykorzystane do realizacji określonych usług.

W części wstępnej zaznaczyliśmy, że zastosowanie modelu obwodowego do odcinka linii oznacza pominięcie modu antenowego, a tym samym rezygnację ze znajomości dokładnego rozkładu prądu wzdłuż linii. Istnieje jednak pewien przypadek szczególny, a mianowicie linia umieszczona w niewielkiej odległości od doskonale przewodzącej płaszczyzny, dla którego z symetrii układu wynika, że mod antenowy znika. Wówczas model obwodowy daje poprawny rozkład prądu w linii i może być wykorzystany do badania zjawisk promieniowania.

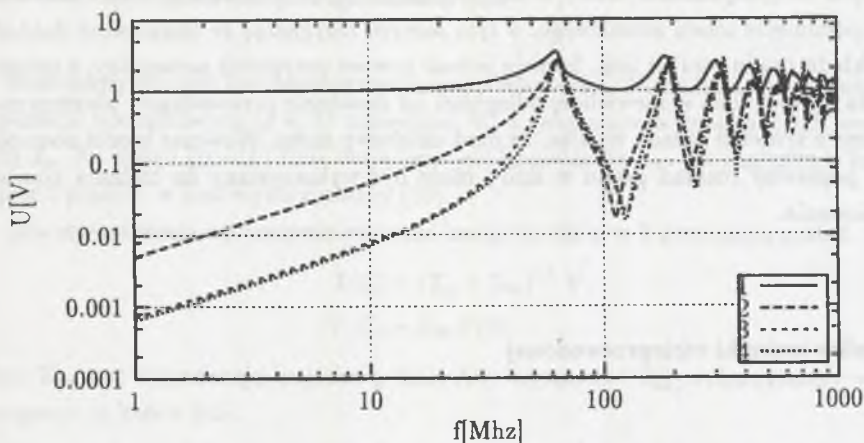
3.1. Analiza tasiemki wieloprzewodowej

Rozważmy umieszczoną w wolnej przestrzeni tasiemkę złożoną z pięciu przewodów o promieniu 0.19 mm pokrytych płaszczem dielektrycznym o względnej przenikalności 3.5 i grubości 0.44 mm. Jeden z brzegowych przewodów wybierzmy jako przewód odniesienia, a pozostałe przewody ponumerujemy w kolejności od przewodu odniesienia jako 1, 2, 3, 4. Macierze indukcyjności i pojemności przyjmują dla rozważanego kabla następujące wartości [2]

$$\mathbf{L}' = \begin{bmatrix} 0.74834 & 0.50711 & 0.45527 & 0.43295 \\ 0.50711 & 1.0132 & 0.71984 & 0.64569 \\ 0.45527 & 0.71984 & 1.1738 & 0.85842 \\ 0.43295 & 0.64569 & 0.85842 & 1.2914 \end{bmatrix} \mu\text{H/m} \quad (26a)$$

$$\mathbf{C}' = \begin{bmatrix} 38.152 & -15.974 & -2.2829 & -2.0343 \\ -15.974 & 38.401 & -15.974 & -3.2263 \\ -2.2829 & -15.974 & 38.152 & -17.861 \\ -2.0343 & -3.2263 & -17.861 & 26.017 \end{bmatrix} \text{pF/m} \quad (26b)$$

Macierz $\mathbf{R}' = \mathbf{G}' = \mathbf{0}$, tzn. przyjmujemy, że linia jest bezstratna. Dalej rozważać będziemy odcinek kabla o długości $L = 10$ m rozarty na końcu. Na początku kabla wszystkie przewody połączone są przewodem odniesienia przez rezystory 50Ω i tylko przewód nr 1 jest zasilany z generatora. Podstawiając do wzoru (25) następujące dane możemy wyznaczyć odpowiedź częstotliwościową linii. Otrzymane wyniki ilustruje rys. 1.



Rys. 1. Odpowiedź częstotliwościowa tasiemki wieloprzewodowej na pobudzenie skokiem jednostkowym
 Fig. 1. The frequency domain response of the multiconductor tape on the unit step forcing

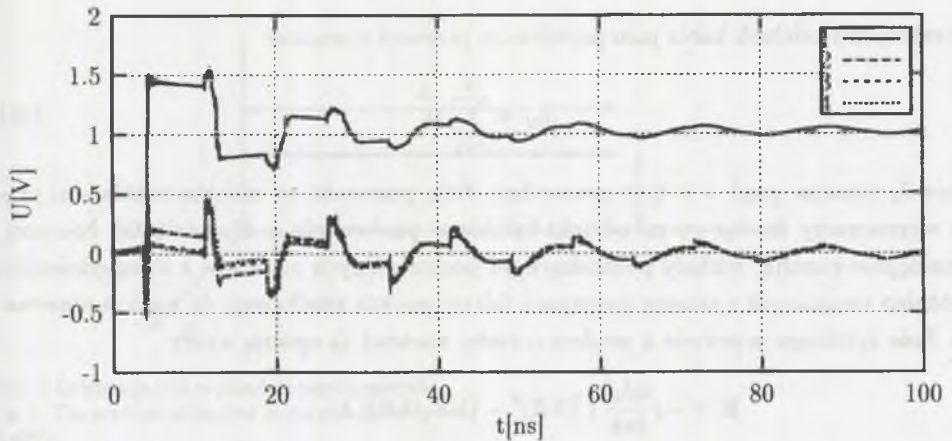
$$y = L \quad (27a)$$

$$\mathbf{Z}_L = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ M}\Omega \quad (27b)$$

$$\mathbf{Z}_s = \begin{bmatrix} 50 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 50 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 50 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 50 \end{bmatrix} \Omega \quad (27c)$$

$$\mathbf{V}_s = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V \quad (27d)$$

Gdy znana jest charakterystyka częstotliwościowa linii, to posługując się algorytmem FFT możemy pokusić się o wyznaczenie odpowiedzi czasowej. Jako wymuszenie wybierz-



Rys. 2. Odpowiedź tasiemki wieloprzewodowej na pobudzenie skokiem jednostkowym
 Fig. 2. The time domain response of the multiconductor tape on the unit step forcing

my skok jednostkowy o wartości 1 V podany na przewód nr 1. Czasowe przebiegi napięcia na rozwartym końcu kabla ilustruje rys. 2. Jak widać, odpowiedź linii nie ma charakteru „schodkowego”, jak to występuje dla linii jedнопrzewodowej. Narastające ze wzrostem czasu zaokrąglenia impulsów prostokątnych wynikają z istnienia w linii modów rozchodzących się z różnymi prędkościami, a tym samym pojawiających się na końcu linii w różnych chwilach czasowych.

3.2. Promieniowanie odcinka kabla UTP

Jak wspomniano na wstępie, teoria linii TEM może być wykorzystana do badania zjawisk promieniowania w konfiguracjach, w których mod antenowy nie występuje ze względu na symetrię układu. Jako przykład zastosowania teorii wieloprzewodowych linii TEM do badania zjawisk promieniowania wyznaczmy pole panujące w sąsiedztwie 10-metrowego odcinka kabla wykonanego jako 4-parowa skrętka nieekranowa i umieszczonego blisko doskonale przewodzącej płaszczyzny, która służyć będzie jednocześnie jako przewód odniesienia. Najpierw wyznaczmy rozkład prądu w przewodach kabla, a następnie

potraktujemy odcinek kabla jako pojedynczy przewód z prądem

$$I_{ef} = \sum_{k=1}^8 I_k \quad (28)$$

gdzie I_k oznacza prąd w k -tym przewodzie. Pole przewodu ze znanym rozkładem prądu wyznaczamy dzieląc go na odcinki krótkie w porównaniu z długością fali roboczej, a następnie sumując wkłady pochodzące od poszczególnych odcinków z uwzględnieniem opóźnień związanych z czasem propagacji fali od punktu źródłowego do punktu obserwacji. Pole krótkiego przewodu z prądem o stałej wartości I_0 opisują wzory

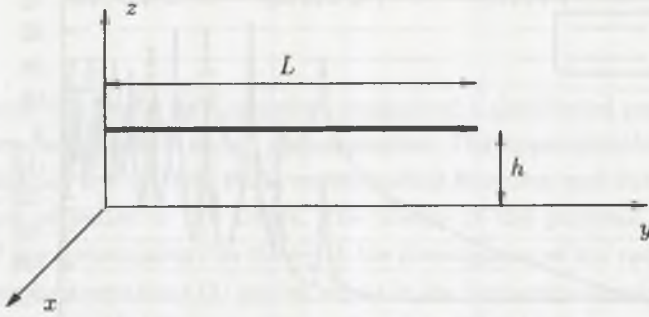
$$\mathbf{E} = -j \frac{\eta I_0 l}{4\pi k} \{ [(kR)^2 - (1 + jkR)] \mathbf{1}_l - [(kR)^2 - 3(1 + jkR)] (\mathbf{1}_l \cdot \mathbf{1}_R) \mathbf{1}_R \} \frac{e^{-jkR}}{R^3} \quad (29a)$$

$$\mathbf{H} = \frac{I_0 l}{4\pi} (\mathbf{1}_l \times \mathbf{1}_R) (1 + jkR) \frac{e^{-jkR}}{R^2} \quad (29b)$$

gdzie η - impedancja falowa próżni, k - wektor falowy, l - długość odcinka, $\mathbf{1}_l$ - wektor kierunkowy odcinka, \mathbf{R} - wektor łączący punkt źródłowy z punktem obserwacji, $R = |\mathbf{R}|$, $\mathbf{1}_R = \mathbf{R}/R$. Rozważany kabel UTP S278 umieszczono w odległości 15 cm od doskonale przewodzącej płaszczyzny. Macierze opisujące parametry kabla dla takiej konfiguracji przyjmują postać [3]

$$\mathbf{L}' = \begin{bmatrix} 1.38 & 1.14 & 1.05 & 1.06 & 1.01 & 1.01 & 1.06 & 1.06 \\ 1.14 & 1.38 & 1.06 & 1.06 & 1.00 & 1.00 & 1.06 & 1.06 \\ 1.05 & 1.06 & 1.38 & 1.14 & 1.05 & 1.05 & 1.00 & 1.00 \\ 1.06 & 1.06 & 1.14 & 1.38 & 1.06 & 1.06 & 1.01 & 1.01 \\ 1.01 & 1.00 & 1.05 & 1.06 & 1.38 & 1.15 & 1.06 & 1.06 \\ 1.01 & 1.00 & 1.05 & 1.06 & 1.15 & 1.38 & 1.06 & 1.06 \\ 1.06 & 1.06 & 1.00 & 1.01 & 1.06 & 1.06 & 1.39 & 1.39 \\ 1.05 & 1.06 & 1.00 & 1.01 & 1.06 & 1.06 & 1.15 & 1.15 \end{bmatrix} \quad (30a)$$

$$\mathbf{C}' = \begin{bmatrix} 86.00 & -35.19 & -10.66 & -11.70 & -1.35 & -2.70 & -10.74 & -10.74 \\ -35.19 & 85.00 & -11.06 & -10.42 & -1.75 & -1.90 & -10.91 & -10.91 \\ -10.66 & -11.06 & 83.00 & -33.35 & -10.50 & -10.11 & -1.75 & -1.75 \\ -11.70 & -10.42 & -33.35 & 84.00 & -10.58 & -10.66 & -1.91 & -1.91 \\ -1.35 & -1.75 & -10.50 & -10.58 & 84.00 & -34.07 & -10.03 & -10.03 \\ -2.70 & -1.90 & -10.11 & -10.66 & -34.07 & 84.00 & -10.82 & -10.82 \\ -10.74 & -10.91 & -1.75 & -1.91 & -10.03 & -10.82 & 84.00 & 84.00 \\ -10.58 & -10.99 & -1.51 & -2.14 & -10.82 & -10.27 & -34.63 & -34.63 \end{bmatrix} \quad (30b)$$

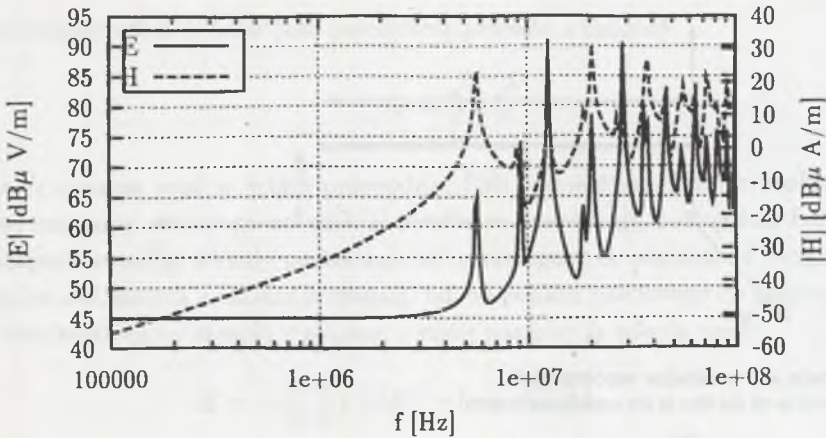


Rys. 3. Orientacja linii w układzie współrzędnych
 Fig. 3. The position of the line in the coordinate system

Wartości w macierzach L' i C' podano w $[\mu\text{H/m}]$ i $[\text{pF/m}]$, odpowiednio. W obliczeniach przyjęto, że kabel jest bezstratny oraz że każda para obciążona jest na obu końcach rezystorem 120Ω . Na pierwszą parę podano sinusoidalne napięcie o amplitudzie 2 V dla orientacji linii w układzie współrzędnych jak na rys. 3. Wyznaczone widmo pola magnetycznego i elektrycznego prezentuje rys. 4.

4. Podsumowanie

Teoria jedнопrzewodowych linii TEM stanowi kanon wykształcenia inżyniera telekomunikacji. Jednak teoria linii jedнопrzewodowych nie nadaje do analizy wielu współczesnych systemów telekomunikacyjnych. Powstałą lukę skutecznie wypełnia teoria wieloprzewodowych linii TEM, mniej przyjazna, gdy idzie o sformułowanie analityczne, lecz znakomicie nadająca się do realizacji komputerowej na bazie języków wysokiego poziomu (C++) czy oprogramowania inżynierskiego (Matlab, Mathematica). Jak pokazano, teoria linii wieloprzewodowych nadaje się również do prognozowania promieniowania i ten obszar zastosowań zyskuje coraz większe znaczenie. Wynika to z tendencji do wykorzystania istniejącego okablowania do dostarczenia nowych usług szerokopasmowych [4], a zatem poszerzenia widma przesyłanych sygnałów. Istniejące okablowanie stanie się w tych warunkach źródłem pola mogącego zakłócić pracę już istniejących systemów [5, 6].



Rys. 4. Wyznaczone widmo pól elektromagnetycznych
 Fig. 4. The computed spectrum of electromagnetic fields

Literatura

1. Tesche F.M., Ianoz M.V., Karlsson T.: EMC Analysis Methods and Computational Models. Wiley & Sons, New York 1997.
2. Paul C.R.: Analysis of Multiconductor Transmission Lines. Wiley & Sons, New York 1994.
3. Zawadzki P.: Evaluation of the near field radiated by cables used by wideband transmission systems. Raport NT/DTD/LAN/121, 1999, CNET, Lannion.
4. Lechleider J.W.: High bit rate digital subscriber lines: A review of HDSL progress. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1991 t.9.
5. Foster K.T., Cook J.W.: The radio frequency interference (RFI) environment for very high-rate transmission over metallic access wire-pairs. Taport ETSI STC TM3 WG1, 1995 British Telecom, Bristol.
6. Group. F.V.G.: Spectra compatibility issues for VDSL. Raport TM6 TD 21, 1997 ETSI, Verona.

Recenzent: Prof.dr hab.inż. Janusz Walczak

Abstract

Transmission line theory is a canonical example of a distributed parameters system successfully tractable with a circuit approximation. The approximation resulting constraints are defined by the (1). Basic mathematical formulas and examples of theory application are presented in the article. The novelty of the proposed approach is the application of the transmission line theory to the investigation of the radiation problems.

The telegraphers equations (2) can be solved in the frequency domain yielding simple closed form formulas (18). The propagation features of the multiconductor transmission line are determined by a propagation matrix (11) and characteristic impedance (14).

The presented examples of application were: computation of frequency and time domain responses of the loaded multiconductor line forced at one end (see section 3.1) and the current distribution along UTP cable (see section 3.2). For the latter case the current can be regarded as a field source, which in turn can be computed from formulas (29). Obtained results are depicted on figures 1, 2, 4. As a conclusion we have pointed out that transmission line theory is an effective tool for investigation of multiconductor cables, treated both as victims or source of an electromagnetic radiation.