

УДК 621.372

## МОДЕЛЮВАННЯ ПОШИРЕННЯ СИГНАЛУ В СЕРЕДОВИЩІ "ВИТА ПАРА"

© Тимченко О., Горбатий І., 2003

*Проведено моделювання поширення сигналу в середовищі типу "вита пара".  
 Експериментально підтверджено високу точність цього моделювання.*

*The modeling of signal propagation in "twisted pair" media is carry out. A high  
 accuracy of this modeling is shown by experiment.*

### Вступ

Сьогодні найбільш уживаним середовищем при під'єднанні до мережі Інтернет та при створенні телекомунікаційних мереж є середовище типу "вита пара". При цьому використовують симетричні кабелі зв'язку типу ТПП та УТР, які містять мідні провідники, вкриті ізоляцією і скручені попарно. Властивості середовища суттєво впливають на процес передачі даних.

Процеси поширення сигналу по симетричних лініях зв'язку описано у теорії довгих ліній [1], що знайшло своє застосування при аналізі телефонних ліній зв'язку (у першу чергу повітряних) та ліній електропередачі. Сьогодні теорія довгої двопровідної лінії розроблена детально, проте вона використовувалась переважно для довгих ліній на частотах до 500 кГц. Сьогодні симетричними кабелями зв'язку передають сигнали, спектр яких сягає 125 МГц та більше. Існуюча теорія не дозволяє з достатньою точністю моделювати середовище типу "вита пара" на таких частотах. Тому доцільно розробити модель, що дозволить провести моделювання поширення сигналу в середовищі типу "вита пара" у діапазоні частот до 125 МГц.

Метою даної роботи є моделювання поширення сигналу в середовищі типу "вита пара" (наприклад, кабель УТР категорії 5) та теоретичне обчислення коефіцієнта передачі  $K_p(\omega)$  й затухання  $\alpha_p(\omega)$  для даного середовища.

### Моделювання поширення сигналу в середовищі типу "вита пара"

При моделюванні поширення сигналу в середовищі типу "вита пара" автори використали основні формули для двопровідної лінії, проте здійснили необхідні доповнення й зміни, що дозволили створити необхідну модель, яка має достатню точність обчислення параметрів у діапазоні частот до 125 МГц.

За існуючою теорією [1, 2, 3] довгу двопровідну лінію прийнято характеризувати чотирма еквівалентними первинними параметрами: опором втрат  $R_0$ , індуктивністю  $L_0$ , провідністю втрат  $G_0$  та ємністю  $C_0$ . Ці параметри є погонними, розподіленими на одиницю довжини лінії й означають:  $R_0$  – активний опір проводів (Ом/м),  $L_0$  – індук-

тивність проводів (Гн/м),  $G_0$  – активна провідність (провідність втрат) ізоляції проводів (См/м),  $C_0$  – ємність між проводами (Ф/м).

При аналізі зупинимось на випадку однорідної двопровідної лінії довжиною  $l_0$  з навантаженням  $\underline{Z}_H$ , коли на лінію діє гармонічний (синусоїдальний) сигнал із джерела напруги  $\dot{E}$ . При цьому використання символічного методу розрахунку гармонічних напруг і струмів дозволяє описувати процеси у довгій лінії за допомогою звичайних диференціальних рівнянь із похідними струмів і напруг лише по довжині лінії  $l$ . Однак, такі рівняння справедливі лише для лінійних кіл із зосередженими параметрами. Для розрахунку режиму такої лінії її розбито на відрізки безмежно малої довжини  $dl$ , для яких виконується нерівність  $dl < \lambda$  ( $\lambda$  – довжина хвилі). При цьому такий відрізок лінії має зосереджені параметри  $\underline{Z}_0 dl$  і  $\underline{Y}_0 dl$ . Тут  $\underline{Z}_0$  – погонний повний (комплексний) опір,  $\underline{Y}_0$  – погонна комплексна (повна) провідність довгої лінії, які становлять відповідно  $\underline{Z}_0 = R_0 + j\omega L_0$ ,  $\underline{Y}_0 = G_0 + j\omega C_0$ , де  $\omega$  – кругова частота, рад/с. У такому випадку лінія має вигляд, показаний на рис. 1.

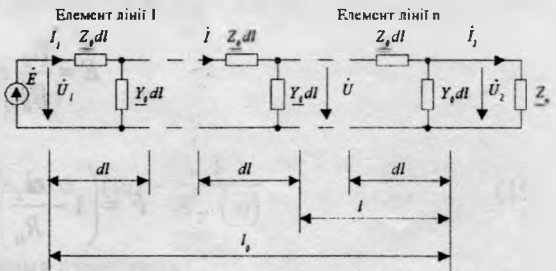


Рис. 1. Еквівалентна схема довгої двопровідної лінії із зосередженими параметрами

У результаті одержано розв'язок відомих диференціальних рівнянь, які описують таку лінію, при відомих напрузі та струмі на кінці лінії (на навантаженні), що має вигляд [3]:

$$\dot{U} = \frac{1}{2}(\dot{U}_2 + \dot{I}_2 \underline{Z}_c) \exp^{\gamma l} + \frac{1}{2}(\dot{U}_2 - \dot{I}_2 \underline{Z}_c) \exp^{-\gamma l}; \quad (1)$$

$$\dot{I} = \frac{1}{2} \left( \frac{\dot{U}_2}{\underline{Z}_c} + \dot{I}_2 \right) \exp^{\gamma l} - \frac{1}{2} \left( \frac{\dot{U}_2}{\underline{Z}_c} - \dot{I}_2 \right) \exp^{-\gamma l}, \quad (2)$$

де  $\underline{Z}_c$  – хвильовий опір лінії з дійсною  $\alpha_c$  та уявною  $\beta_c$  складовими,  $\gamma$  – коефіцієнт поширення з дійсною  $\alpha$  та уявною  $\beta$  складовими, які зв'язані з первинними параметрами лінії згідно з [1, 2].

Визначимо коефіцієнт передачі лінії за потужністю з використанням співвідношень для коефіцієнта передачі лінії за напругою та коефіцієнта передачі лінії за струмом, отриманих у [4] із (1) та (2) для суто активного навантаження лінії  $\underline{Z}_H = R_H$ :

$$\underline{K}_p(\omega) = \frac{\dot{P}_2}{\dot{P}_1} = \underline{K}_u(\omega) \underline{K}_i(\omega); \quad (3)$$

$$\underline{K}_p(\omega) = \text{Re } K_p(\omega) + j \text{Im } K_p(\omega) = \frac{4(MV - NW)}{(M^2 + N^2)(V^2 + W^2)} + j \frac{-4(NV + MW)}{(M^2 + N^2)(V^2 + W^2)},$$

де

$$M = (D + F) \cos \beta l_0 - (E + H) \sin \beta l_0; \quad (4)$$

$$N = (E - H) \cos \beta l_0 + (D - F) \sin \beta l_0; \quad (5)$$

$$D = \left( 1 + \frac{\alpha_z}{R_H} \right) \exp^{\alpha l_0}; \quad (6)$$

$$E = \frac{\beta_z}{R_H} \exp^{\alpha l_0}; \quad (7)$$

$$F = \left( 1 - \frac{\alpha_z}{R_H} \right) \exp^{-\alpha l_0}; \quad (8)$$

$$H = \frac{\beta_z}{R_H} \exp^{-\alpha l_0}; \quad (9)$$

$$V = (P - S) \cos \beta l_0 + (R + T) \sin \beta l_0; \quad (10)$$

$$W = (T - R) \cos \beta l_0 + (P + S) \sin \beta l_0; \quad (11)$$

$$P = \left( 1 + \frac{R_H \alpha_z}{\alpha_z^2 + \beta_z^2} \right) \exp^{\alpha l_0}; \quad (12)$$

$$R = \frac{R_H \beta_z}{\alpha_z^2 + \beta_z^2} \exp^{\alpha l_0}; \quad (13)$$

$$S = \left( \frac{R_H \alpha_z}{\alpha_z^2 + \beta_z^2} - 1 \right) \exp^{-\alpha l_0}; \quad (14)$$

$$T = \frac{R_H \beta_z}{\alpha_z^2 + \beta_z^2} \exp^{-\alpha l_0}. \quad (15)$$

З (4) модуль  $|K_p(\omega)|$  і фаза  $\varphi_{K_p(\omega)}$  коефіцієнта передачі за потужністю становлять:

$$|K_p(\omega)| = \frac{4}{\sqrt{(M^2 + N^2)(V^2 + W^2)}}; \quad (17)$$

$$\varphi_{K_p(\omega)} = \begin{cases} \arccos \frac{V}{\sqrt{V^2 + W^2}}, \text{Im } K_p(\omega) \geq 0; \\ 2\pi - \arccos \frac{MV - NW}{\sqrt{(M^2 + N^2)(V^2 + W^2)}}, \text{Im } K_p(\omega) < 0. \end{cases} \quad (18)$$

Визначимо коефіцієнт згукання  $\underline{\alpha}_p(\omega)$ :

$$\underline{\alpha}_p(\omega) = \text{Re } \alpha_p(\omega) + j \text{Im } \alpha_p(\omega) = \frac{1}{\underline{K}_p(\omega)}. \quad (19)$$

З врахуванням (4) коефіцієнт згукання становить:

$$\underline{\alpha}_p(\omega) = \frac{1}{\text{Re } K_p(\omega) + j \text{Im } K_p(\omega)} = \frac{1}{\frac{4(MV - NW)}{(M^2 + N^2)(V^2 + W^2)} + j \frac{-4(NV + MW)}{(M^2 + N^2)(V^2 + W^2)}} \quad (20)$$

Після виконання необхідних перетворень одержано:

$$\underline{\alpha}_p(\omega) = \frac{MV - NW}{4} + j \frac{NV + MW}{4}. \quad (21)$$

З врахуванням (21) модуль  $|\alpha_p(\omega)|$  і фаза  $\varphi_{\alpha_p(\omega)}$  коефіцієнта згукання становлять:

$$|\alpha_p(\omega)| = \frac{\sqrt{(M^2 + N^2)(V^2 + W^2)}}{4}; \quad (22)$$

$$\varphi_{\alpha_p(\omega)} = \begin{cases} \arccos \frac{V}{\sqrt{V^2 + W^2}}, \text{Im } \alpha_p(\omega) \geq 0; \\ 2\pi - \arccos \frac{MV - NW}{\sqrt{(M^2 + N^2)(V^2 + W^2)}}, \text{Im } \alpha_p(\omega) < 0, \end{cases} \quad (23)$$

або модуль коефіцієнта згукання в дБ становить:

$$|\alpha_p(\omega)| = 10 \lg \left( \frac{\sqrt{(M^2 + N^2)(V^2 + W^2)}}{4} \right) \quad (24)$$

### Запропоновані методи розрахунку погонних параметрів середовища типу "вита пара"

Розрахунок погонних індуктивності та ємності середовища типу "вита пара" можна здійснювати згідно з відомими формулами [2]:

$$L_0 = \frac{\mu}{\pi} \ln \frac{d_n - r_n}{r_n}, \quad (25)$$

де  $L_0$  – індуктивність, Гн/м;  $d_n$  – відстань між провідниками, м;  $r_n$  – радіус провідників, м;  $\mu$  – абсолютна магнітна проникність.

$$C_0 = \frac{\varepsilon \pi}{\ln \frac{d_n - r_n}{r_n}}, \quad (26)$$

де  $C_0$  – ємність, Ф/м;  $\varepsilon$  – абсолютна магнітна проникність.

Рекомендована в літературі [2] формула для розрахунку  $R_0$  не дозволяє достатньо точно моделювати процеси у середовищі типу "вита пара" на низьких частотах, оскільки вона не враховує опір лінії постійному струму  $R_n$ . Для розв'язання цієї проблеми авторами запропоновано обчислювати опір втрат за формулою:

$$R_0 = R_n + R_z = \frac{2\rho}{\pi r_n^2} + \frac{8,33 \cdot 10^{-5} \sqrt{f}}{r_n}, \quad (27)$$

де  $R_n$  – опір втрат лінії постійному струму, Ом/м;  $R_z$  – опір втрат лінії змінному струму,

Ом/м;  $\rho$  – питомий опір матеріалу, з якого виготовлений провідник, Ом·мм<sup>2</sup>/м;  $f$  – частота, Гц;

У формулі враховано опір двох провідників постійному струму.

Провідність втрат обчислюють за емпіричною формулою [1]:

$$G_0 = G_n + nf, \quad (28)$$

де  $G_0$  – провідність втрат,

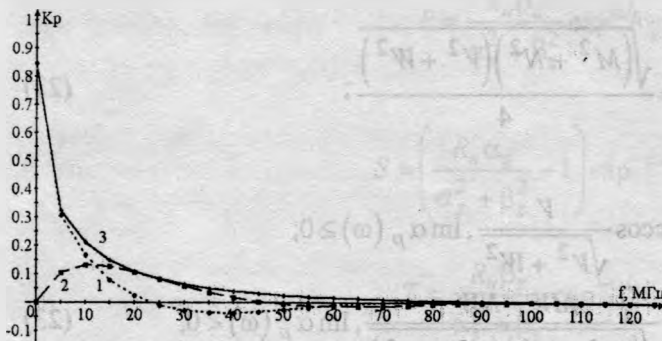


Рис. 2. Залежність коефіцієнта передачі за потужністю  $K_p(\omega)$  від частоти: 1 – дійсна складова; 2 – уявна складова; 3 – модуль

См/м;  $G_n$  – провідність постійному струму См/м;  $n$  – коефіцієнт, який залежить від матеріалу, з якого виготовлена ізоляція провідників;  $f$  – частота, Гц.

Для підвищення точності моделювання процесів у середовищі типу "вита пара" з врахуванням експериментальних даних, одержаних авторами при дослідженні кабелів зв'язку з мідними жилами типу "вита пара", запропоновано використовувати значення коефіцієнта  $n$  у межах  $n = (1.5 \div 5) \cdot 10^{-12}$  См/(м·Гц). Це впливає з того, що у досліджуваних кабелях струм втрат у діелектрику значно більший від струму втрат у лініях із повітряним діелектриком, для яких наведено значення коефіцієнта у згаданій літературі.

### Результати теоретичних досліджень

Використовуючи запропонований метод моделювання середовища типу "вита пара", проведено розрахунок коефіцієнта передачі  $K_p(\omega)$  й коефіцієнта затування  $\alpha_p(\omega)$  кабелю типу CUALIM-TT&T-100724046-UTP 4x2/24 AWG CAT5 із кроком скрутки близько 1,15 см довжиною 100 м. На рис. 2, 3 наведено теоретично розраховані частотні залежності коефіцієнта передачі за потужністю  $K_p(\omega)$  й коефіцієнта затування  $\alpha_p(\omega)$  в разях.

На рис. 4 наведено порівняння теоретично розрахованої при використанні експериментально визначених параметрів  $R_n$ ,  $L_0$ ,  $C_0$  та  $n$  і експериментально визначених частотних залежностей коефіцієнта затування  $\alpha_p(\omega)$  в дБ. З рис. 4 видно, що запропонований метод моделювання з високою точністю дозволяє здійснювати моделювання процесу поширення сигналу у середовищі типу "вита пара". Слід зауважити, що теоретично та практично одержані залежності коефіцієнта затування

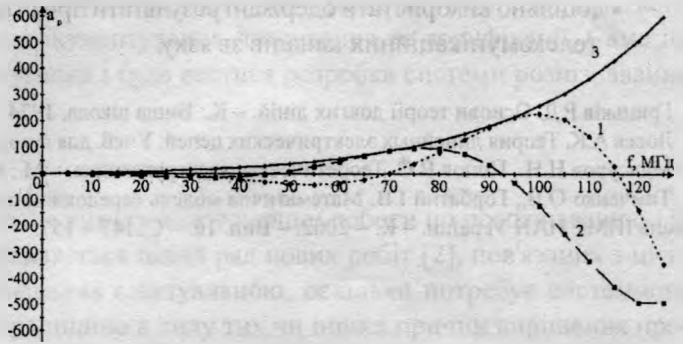


Рис. 3. Залежність коефіцієнта затування від частоти: 1 –  $\alpha_p(\omega)$  дійсна складова; 2 – уявна складова; 3 – модуль

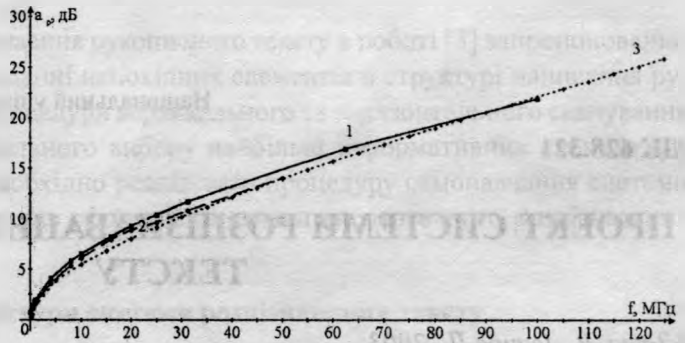


Рис. 4. Залежність коефіцієнта затування  $\alpha_p(\omega)$  від частоти в

дБ: 1 – максимально допустиме затування кабелю UTP за стандартом TSB-67; 2 – результати експериментальних досліджень; 3 – результати теоретичних розрахунків