

Міністерство освіти і науки України
Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет Електронної та біомедичної інженерії
(повна назва)

Кафедра Мікроелектроніки, електронних приладів та пристроїв
(повна назва)

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА Пояснювальна записка

Рівень вищої освіти другий (магістерський)

ГЮІК 941310.000 ПЗ

Напрямки підвищення пропускну здатності кабельних ліній передачі
(тема)

Виконав:

студент 5 курсу, групи ЕППм-22-1

Сорокін С. Р.

(прізвище, ініціали)

Спеціальність 171 «Електроніка»

(код і повна назва спеціальності)

Тип програми освітньо-професійна

(освітньо-професійна або освітньо-наукова)

Освітня програма «Електронні прилади та пристрої»

(повна назва освітньої програми)

Керівник І.М.Бондаренко

(посада, прізвище, ініціали)

Допускається до захисту

Зав. кафедри _____
(підпис)

І.М. Бондаренко
(прізвище, ініціали)

2024 р

Харківський національний університет радіоелектроніки
 Факультет Електронної та біомедичної інженерії
 Кафедра Мікроелектроніки, електронних приладів та пристроїв

Рівень вищої освіти _____ другий (магістерський) _____

Спеціальність _____ 171 «Електроніка» _____
 (код і повна назва)

Тип програми _____ освітньо-професійна _____
 (освітньо-професійна або освітньо-наукова)

Освітня програма _____ «Електронні прилади та пристрої» _____
 (повна назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ:

Зав. кафедри

_____ (підпис)

« _____ » _____ 2023 р.

ЗАВДАННЯ
 НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

студентові _____ Сорокін Савелій Романович _____
 (прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Напрямки підвищення пропускної здатності кабельних ліній передачі

затверджена наказом університету від 20 листопада 2023 р. № 1369Ст

2. Термін подання студентом роботи до екзаменаційної комісії 12 січня 2024 р.

3. Вихідні дані до роботи

Провести теоретичні дослідження кабельних та стрічкових ліній передачі щодо вимог й можливостей їх використання для поширення широкосмугових сигналів

4. Перелік питань, що потрібно опрацювати в роботі _____

1. Провести розрахунок залежності втрат та частотних обмежень від конструктивних та технічних параметрів ліній передач

2. Провести розрахунки передаточних характеристик, а також викривлень імпульсних сигналів в різних типах ліній передачі.

3. Визначити напрямки можливих вдосконалень існуючих ліній передачі

5. Перелік графічного матеріалу із зазначенням креслеників, схем, плакатів, комп'ютерних ілюстрацій (п.5 включається до завдання за рішенням випускової кафедри)

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№	Назва етапів роботи	Терміни виконання етапів роботи	Примітка
1	Отримання завдання, встановлення напрямків пошуку літературних джерел.	20.11.2023 р.	Виконано
2	Інформаційно-тематичний пошук та огляд літературних джерел.	22.11.2023 р	Виконано
3	Виконання розрахунків характеристик, обробка результатів, формування висновків.	25.11.2023 р	Виконано
4	Оформлення пояснювальної записки	30.11.2023 р	Виконано
5	Оформлення графічних та демонстраційних матеріалів.	01.01.2024 р	Виконано
6	Проходження нормоконтролю та отримання рецензії. Підготовка та захист кваліфікаційної роботи.	11.01.2024 р	Виконано

Дата видачі завдання 20 листопада 2024 р.

Студент _____
(підпис)

Керівник роботи _____ зав. каф. І.М. Бондаренко
(підпис) (посада, прізвище, ініціали)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка містить 43 сторінки, 13 рисунків, 9 джерел.

СТРІЧКОВА ЛІНІЯ, ІМПУЛЬСНИЙ СИГНАЛ, КОАКСІАЛЬНА ЛІНІЯ, МІКРОСТРІЧКОВА ЛІНІЯ, ПЕРЕХІДНА ХАРАКТЕРИСТИКА, ІМПУЛЬСНА ХАРАКТЕРИСТИКА

Об'єктом дослідження є широкосмугові лінії передачі.

Метою цієї роботи є аналіз перехідних характеристик широкосмугових ліній передачі.

У кваліфікаційній роботі розглянуті характеристики різних типів широкосмугових ліній передачі та фактори, що впливають на їх характеристики. Наведено оцінку перекручування імпульсних сигналів внаслідок їхнього поширення за такими лініями. За допомогою пакету "Mathcad" проведено розрахунок перехідних характеристик коаксіальних, стрічкових ліній деяких типів кабелів.

Систематизовані в ході виконання роботи співвідношення, оцінювання характеристики широкосмугових провідних ліній передачі, можуть бути використані при практичних розрахунках перехідних та імпульсних характеристик конкретних, застосовуваних на практиці, ліній.

ABSTRACT

The explanatory note contains pages 43, 13 figures, and 9 references.

TAPE LINE, PULSE SIGNAL, COAXIAL LINE, MICROTAPE LINE,
TRANSIENT RESPONSE, IMPULSE RESPONSE.

The object of study is broadband transmission lines.

The purpose of this work is to analyze the transient characteristics of broadband transmission lines.

The characteristics of different types of broadband transmission lines and the factors that affect their characteristics are considered in this thesis. An estimate of the distortion of pulse signals due to their propagation through such lines is given. Using the Mathcad package, the transient characteristics of coaxial and ribbon lines of some types of cables were calculated.

The relations systematized in the course of the work, evaluating the characteristics of broadband conductive transmission lines, can be used in practical calculations of the transient and impulse characteristics of specific lines used in practice.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ І СКОРОЧЕНЬ.....	7
ВСТУП.....	8
1 ОГЛЯД ІСНУЮЧИХ ТИПІВ ШИРОКОСМУГОВИХ ЛІНІЙ ПЕРЕДАЧІ.....	11
1.1 Характеристики коаксіальних ліній.....	11
1.1.1 Лінія з поліетиленовим заповненням.....	15
1.1.2 Лінії із заповненням з фоторопласту -4.....	18
1.2 Загальні характеристики смужкових ліній передачі.....	21
1.2.1 Симетрична смужкова лінія.....	22
1.2.2 Несиметрична смужкова лінія.....	23
2 АНАЛІЗ ПЕРЕХІДНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ШИРОКОСМУГОВИХ ЛІНІЙ ПЕРЕДАЧІ.....	27
2.1 Характеристики лінії без урахування втрат у діелектрику.....	27
2.2 Характеристики лінії з урахуванням сумарних втрат	32
2.3 Характеристики смужкових ліній передачі	37
2.4 Наближений розрахунок спотворень імпульсів у лінії з діелектричними втратами	38
2.5 Спотворення прямокутного імпульсу	39
ВИСНОВКИ.....	42
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ.....	43
ДОДАТОК А.....	44
ДОДАТОК Б.....	45

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ І СКОРОЧЕНЬ

НВЧ – надвисока частота

НСЛ – несиметрична смужкова лінія

МСЛ – мікросмужкова лінія

ІР– імпульсний рефлектометр

ВСТУП

Прогрес у фізиці та техніці викликав необхідність розвитку швидкодіючих імпульсних пристроїв. Областю радіотехніки, що склалася за цей період, — наносекундною імпульсною технікою освоєно діапазон тривалостей імпульсів від 10^{-7} с до 10^{-9} с. Подальші дослідження в галузі ядерної фізики, плазми, напівпровідників, імпульсного випромінювання лазера, розробка надшвидкодіючих електронних обчислювальних та керуючих систем, а також телекомунікаційних систем, зажадали інтенсивних досліджень в галузі техніки пікосекундних (10^{-9} с до 10^{-12} с) імпульсів.

Можливість генерування, перетворення, передачі та реєстрації імпульсів тривалістю 10^{-10} до 10^{-12} с відкривається у зв'язку з успіхами у розробці швидкодіючих напівпровідникових елементів, а також з розвитком кріогенної електроніки. Однак ці потенційні можливості активних елементів не вдається реалізувати в імпульсних пристроях через обмежену широкосмуговість їх пасивних ланцюгів. Як пасивні ланцюги в швидкодіючих імпульсних пристроях застосовуються, як правило, системи з розподіленими параметрами, так як активна ширина спектра імпульсів пікосекундної тривалості становить десятки гігагерц.

В техніці наносекундних імпульсів широкосмугові лінії передачі вже активно використовуються. При конструюванні імпульсних пристроїв субнаносекундного діапазону лінії передачі застосовуються не тільки для затримки імпульсів і з'єднання різних приладів та окремих блоків усередині них, але й становлять основу конструкцій швидкодіючих функціональних вузлів. Швидкодіючі функціональні вузли сучасних пристроїв, що генерують, перетворюють та реєструють імпульси субнаносекундної тривалості, конструюються на базі ліній передач коаксіального або смужкового типу з

використанням дискретних та розподілених активних напівпровідникових та криогенних елементів [1 - 6].

При розробці таких пристроїв виявляється необхідним облік зменшення швидкодії імпульсних систем, що викликається недостатньою широкосмуговістю ліній передачі. Основними причинами обмеження широкосмугової лінії передачі є втрати в них і наявність неоднорідностей. З першою причиною доводиться зважати, головним чином, у разі використання однорідної лінії передачі, якщо довжина її значна. Застосування, наприклад, як лінія затримки, звичайних радіочастотних коаксіальних кабелів пов'язане з дуже значним спотворенням пікосекундних імпульсів, що іноді виключає можливість їх використання. З метою поліпшення характеристик лінії затримки виявилось успішним використання явища надпровідності. Застосування надпровідних ліній передачі створює значне підвищення швидкодії різноманітних функціональних вузлів імпульсної апаратури. Обмеження широкосмугового за рахунок неоднорідностей позначається насамперед у розподілених структурах з малими втратами використовуваних у швидкодіючій імпульсній апаратурі та НВЧ пристроях.

Неоднорідності в лініях передачі виникають через особливості їх конструктивного виконання (різні переходи, опори, з'єднання, вигини та ін.) і через введення в них дискретних активних елементів. При освоєнні пікосекундного діапазону тривалостей імпульсів доводиться зважати на малі неоднорідності, які не враховувалися в імпульсних пристроях наносекундного діапазону. Важливо знати, як впливають неоднорідності на частотні та перехідні характеристики розподілених систем та якими шляхами можна поліпшити ці характеристики. Наявні в літературі відомості про неоднорідності в лініях передачі НВЧ, однак, не висвітлюють ряд специфічних питань, що становлять інтерес для розробки розподілених структур імпульсних пристроїв. До них, зокрема, можна віднести визначення частотних та перехідних характеристик ліній передачі, що містять неоднорідності, пов'язані з конструктивними особливостями ліній та з наявністю в них активних елементів

(напівпровідникових та кріогенних), розрахунок спотворень та дослідження можливості оптимальної компенсації спотворень імпульсних сигналів у таких системах .

При різних застосуваннях розподілених систем необхідно мати способи розрахунку частотних і часових характеристик ліній передачі, як однорідних, так і різних дискретних і плавних неоднорідностей, способами поліпшення цих характеристик і зменшення спотворень імпульсних сигналів в лініях, а також методами експериментального визначення параметрів неоднорідностей в розподілених системах.

У роботі розглянуто характеристики однорідних коаксіальних та смужкових ліній передачі, наводяться формули та графіки та розрахунки спотворень у них імпульсних сигналів. Аналізуються можливості поліпшення часових характеристик та зменшення спотворень сигналів, що передаються при компенсації неоднорідностей. Наведено відповідні рекомендації.

1 ОГЛЯД ІСНУЮЧИХ ТИПІВ ШИРОКОСМУГОВИХ ЛІНІЙ ПЕРЕДАЧІ

У різноманітних імпульсних пристроях знаходять широке застосування однорідні лінії передачі коаксіального та смужкового типу. Основними типами електромагнітних хвиль, що розповсюджуються у таких лініях, є хвилі типу TEM. Однак за наявності в них неоднорідностей можливе виникнення хвиль вищих типів, що може призвести до спотворень імпульсних сигналів, що передаються. Тому отримання широкосмугових ліній передачі пов'язане з вибором таких поперечних розмірів і такого діелектричного заповнення, при яких забезпечувалися б і малі втрати в лінії, і критичні високі частоти можливих коливань вищих типів [1, 7].

В даний час існує три типи ліній, які можна віднести до широкосмугових ліній передачі: коаксіальні лінії, хвилеводні лінії та планарні лінії передачі. Хвильові лінії передачі через обмеженість їх робочого частотного діапазону, складності технології та громіздкої конструкції з розгляду можна виключити. Тому надалі розглядатимемо характеристики коаксіальних ліній і планарних ліній (зокрема симетричні та несиметричні, смужкові та мікросмужкові).

1.1 Характеристики коаксіальних ліній

Велике поширення у швидкодіючих імпульсних пристроях отримали коаксіальні лінії у вигляді жорстких конструкцій і, особливо, у вигляді радіочастотних кабелів рис.1.1.

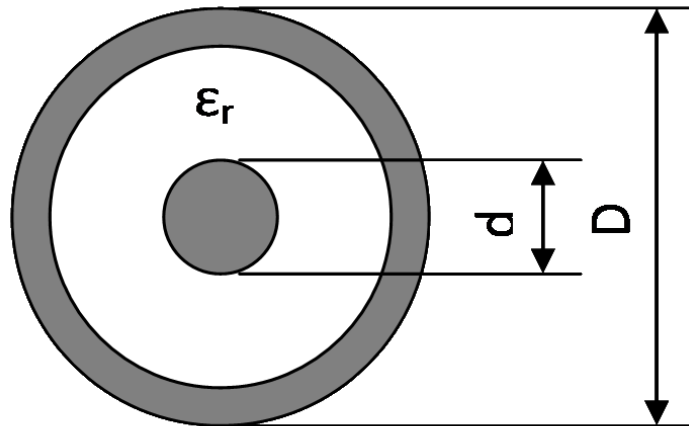


Рисунок 1.1 – Коаксіальна лінія

В даний час є різноманітні кабелі з мідними та посрібленими (біметалевими) провідниками, що мають діелектричне заповнення з поліетилену та фторопласту-4, а також кабелі для мікротракту.

Первинними параметрами коаксіальної лінії є опір R , індуктивність L , ємність і провідність G , віднесені до одиниці довжини лінії. До вторинних параметрів відносяться хвильовий опір W і постійне поширення [7]:

$$\gamma = \alpha + j\beta,$$

де α - постійна згасання (загасання),

β - постійна зсув фази на одиницю довжини.

У області високих частот, що цікавлять нас, вторинні параметри лінії визначаються через первинні наступними виразами [1, 7]:

хвильовий опір:

$$W = \sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}} \approx \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad (1.1)$$

постійна поширення:

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha_{\text{П}} + \alpha_{\text{Д}} + j\beta, \quad (1.2)$$

де $\alpha_{\text{П}}$ і $\alpha_{\text{Д}}$ — відповідно згасання на одиницю довжини, обумовлене втратами лише у провідниках, і згасання, обумовлене втратами лише в діелектрику лінії.

Фазова постійна β визначається величинами реактивних опорів з урахуванням впливу втрат у провідниках та діелектрику.

Активний опір R , зумовлений втратами у провідниках за рахунок поверхневого ефекту, та провідність G , зумовлена втратами в діелектриці, визначаються наближеними формулами:

$$R = \frac{1}{2} \sqrt{\mu_a \rho \omega / 2} \left(\frac{k_1 \varepsilon_1}{r_1} + \frac{k_2 \varepsilon_2}{r_2} \right) \frac{\text{Ом}}{\text{м}}, \quad (1.3)$$

$$G = \omega C \text{tg} \delta \frac{C_{\text{ИМ}}}{\text{м}}, \quad (1.4)$$

де μ_a - абсолютна магнітна проникність матеріалу провідників;

ρ - питомий електричний опір матеріалу провідників, Ом·м;

r_1 і r_2 - радіуси внутрішнього та зовнішнього провідників, м;

k_1, k_2 - коефіцієнти, що враховують особливості провідників, виконаних з декількох дротів або у вигляді обплетення, $k_1 = k_2 = 1$, якщо провідники суцільні;

$\varepsilon_1, \varepsilon_2$ - коефіцієнти, що враховують особливості біметалічних провідників, $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = 1$ для монометалевих провідників;

$\text{tg} \delta$ - тангенс кута діелектричних втрат матеріалу діелектрика.

Крім названих параметрів, цікавість швидкість поширення хвиль уздовж лінії:

$$\vartheta = \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ м/с}, \quad (1.5)$$

і час проходження фронту хвилі по відрізку лінії завдовжки один метр, інакше зване часом затримки на одиницю довжини:

$$t_{30} = \sqrt{LC} \text{ с.} \quad (1.6)$$

Комплексний коефіцієнт передачі лінії, узгодженої з навантаженням, має вираз:

$$K = K e^{j\phi(\omega)} = e^{-\gamma l}. \quad (1.7)$$

Якщо не враховувати втрат у провідниках і діелектриці, модуль коефіцієнта передачі буде величиною постійної, а фазова характеристика визначається виразом $\phi(\omega) = -\omega t_{30} l = \omega t_3$. Така лінія мала б ідеальні характеристики і не вносила б спотворень у передані по ній імпульси.

У реальній лінії, призначеної для передачі імпульсів з активною шириною спектру до сотень мегагерц доводиться насамперед враховувати втрати у провідниках. У разі передачі імпульсних сигналів нано- і субнаносекундної тривалості використовуються широкосмугові лінії, що працюють у діапазоні частот до десятків гігагерц. У цьому випадку поряд із втратами у провідниках необхідний облік втрат у діелектриці.

Враховуючи втрати у провідниках $\alpha_{\text{п}}$ та діелектриці $\alpha_{\text{д}}$ для згасання та фазової постійної маємо наближені вирази:

$$\alpha = \alpha_{\text{п}} + \alpha_{\text{д}} = b_1 \sqrt{\omega} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \text{ Нп/м}, \quad (1.8)$$

$$\beta = \omega \sqrt{LC} + b_1 \sqrt{\omega} + \frac{(\alpha_{\text{п}} - \alpha_{\text{д}})^2}{2\omega \sqrt{LC}} \text{ рад/м}, \quad (1.9)$$

де L - зовнішня індуктивність лінії, а константа:

$$b_1 = \frac{1}{4\pi} \sqrt{\frac{L}{c}} \sqrt{\mu\rho/2} \left(\frac{k_1\varepsilon_1}{r_1} + \frac{k_2\varepsilon_2}{r_2} \right) c^{1/2} / \text{м}. \quad (1.10)$$

1.1.1 Лінія із поліетиленовим заповненням.

Якщо діелектриком є кабельний поліетилен, то приблизно залежність втрат у діелектриці від частоти (в області частот від сотень мегагерц до десятків гігагерц) має вигляд [1, 7, 8]:

$$\alpha_D \approx \frac{a\omega^{3/2}}{1+m\omega}, \quad (1.11)$$

де константи

$$\left. \begin{aligned} a &= 6 \cdot 10^{-9} \sqrt{LC} c^{3/2} / \text{рад}^{1/2} \\ m &= 2 \cdot 10^{-11} c / \text{рад} \end{aligned} \right\} \quad (1.12)$$

Затримка на одиницю довжини кабелю з поліетиленовим заповненням $t_3=0.5 \cdot 10^{-9}$ с. Постійне поширення кабелю з урахуванням втрат у провідниках та діелектриці згідно (1.8) та (1.9):

$$\gamma = b_1\sqrt{\omega} + \frac{a\omega^{3/2}}{1+m\omega} + j \left[\omega\sqrt{LC} + b_1\sqrt{\omega} + \frac{(b_1\sqrt{\omega} - \frac{a\omega^{3/2}}{1+m\omega})}{2\omega\sqrt{LC}} \right]. \quad (1.13)$$

Використовуючи (1.7) та (1.13), для такого кабелю можна знайти частотну характеристику:

$$K = \exp[-l(b_1\sqrt{\omega} + \frac{a\omega^{3/2}}{1+m\omega})] = e^{-al}, \quad (1.14)$$

та фазову характеристику

$$\phi(\omega) = -l \left[\omega\sqrt{LC} + b_1\sqrt{\omega} + \frac{(b_1\sqrt{\omega} - \frac{\alpha\omega^{3/2}}{1+m\omega})}{2\omega\sqrt{LC}} \right] = -l\omega\sqrt{LC} + \Delta\phi(\omega). \quad (1.15)$$

Для реальних коаксіальних ліній і кабелів розрахунок показує, що аж до частот порядку десятків гігагерц фазова характеристика практично прямолінійна, тобто $\Delta\phi(\omega)=0$ через малу величину констант a і b_1 кабелів [8].

Гранична частота смуги пропускання лінії дорівнює частоті, при якій модуль коефіцієнта передачі зменшується на 3 дБ щодо його значення на низьких частотах, тобто при $K=0,707$, коли згідно (1.14) згасання на граничній частоті:

$$\alpha_{\Gamma} = 0,35/l. \quad (1.16)$$

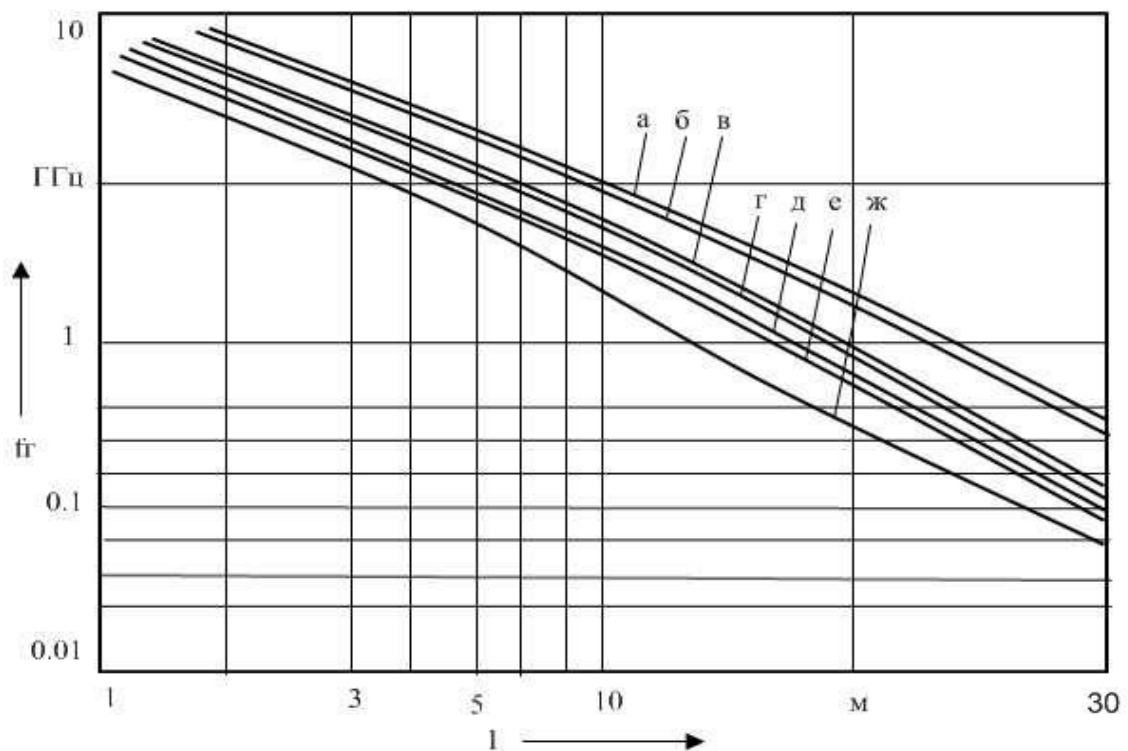
Для визначення граничної частоти f_{Γ} , що відповідає загасанню α_{Γ} , необхідно знати величину коефіцієнтів b_1 і для даної конструкції лінії або кабелю, які можна розрахувати за допомогою виразів (1.10) і (1.12). Частота f_{Γ} для кабелів може бути знайдена за величиною α_{Γ} , якщо є дані результатів вимірювання згасання на різних частотах. На рис. 1.2 наведено залежність частоти f_{Γ} кабелів від їхньої довжини. Частота визначалася з графіків залежності $a(f)$, з використанням співвідношення (1.16).

При малій довжині кабелю (1...3 м) частота f_{Γ} досягає 3 ГГц і більше і значною мірою визначається втратами у діелектрику $\alpha_{\text{д}}$. За великої довжини ($t > 20$ м) переважне значення мають втрати у провідниках. Тут графіки розходяться помітніше, оскільки величина втрат $\alpha_{\text{п}}$ істотно залежить від поперечних кабелів. У табл. 1.1 наведено деякі дані коаксіальних кабелів з поліетиленовим заповненням, що відповідають ГОСТ 11326.12-67 [8]:

Таблиця 1.1 - Дані коаксіальних кабелів із поліетиленовим заповненням

Марка кабелю	Хвильовий опір, Ом	Ємність, пФ/м	Згасання, дБ/м на частоті, ГГц			Перша критична частота, ГГц
			0,01	1	10	
РК-50-2-11	50	100	0,042	0,79	3,35	43,4
РК-50-4-11	50	100	0,026	0,49	2,05	20,7
РК-50-7-11	50	100	0,021	0,40	1,8	12,8
РК-50-11-11	50	100	0,015	0,27	0,56	8,7
РК-75-4-11	75	67	0,022	0,50	2,3	23,8
РК-75-7-11	75	67	0,017	0,37	1,7	15,1
РК-75-9-12	75	67	0,014	0,27	1,2	12,1

Внаслідок отриманих даних отримаємо графік залежностей граничної частоти смуги пропускання кабелів від їх довжини з поліетиленовим заповненням, рис. 1.2.



- а) РК-50-11-11, б) РК-75-9-12, в) РК-75-7-11, г) РК-50-7-11, д) РК-75-4-11,
 е) РК-50-4-11, ж) РК-50-2-11

Рисунок 1.2 - Залежність граничної частоти смуги пропускання кабелів від їхньої довжини

Кабелі більшого перерізу мають більш високу частоту f_r , але критична частота коливань першого вищого типу f_k у таких кабелів невелика, і в ряді випадків (особливо при малій довжині кабелю) їх застосування пов'язане з можливістю коливання вищого типу.

1.1.2 Лінії із заповненням із фторопласту-4.

В імпульсній апаратурі та пристроях НВЧ знаходять застосування коаксіальні кабелі із заповненням з фторопласту-4 та з мідними посрібленими провідниками. Діелектричні втрати α_d цих кабелях нижче, ніж у кабелях з поліетиленом. У фторопласту-4 у широкому діапазоні частот (більше 10 ГГц) [8] і на частотах більше 1 ГГц у 2..3 рази менше величини $\text{tg}\delta$ поліетилену. Саме в цьому діапазоні частот доводиться зважати на діелектричні втрати в кабелі.

Застосування заповнення з фторопласту-4 дозволяє застосовувати кабелі малого перерізу, що істотно у зв'язку з переходом в даний час до НВЧ трактів малого перерізу і більш широкосмуговим коаксіальним вузлам в імпульсних пристроях.

Так як величина $\text{tg}\delta$ фторопласту-4 постійна в широкому діапазоні частот, то для втрат у діелектриці кабелю такого типу можна записати вираз:

$$\alpha_d = \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\omega}{2} \sqrt{LC} \text{tg}\delta = A\omega \frac{H_{\text{П}}}{M}, \quad (1.17)$$

де константа $A = 1,25 \cdot 10^{-4} \sqrt{LC}$

Затримка на одиницю довжини цих кабелів $t_{30} = 4,7 \cdot 10^{-9}$ с.

Користуючись виразами (1.8), (1.9), (1.14), (1.15) та (1.17), знаходимо вирази для частотної характеристики:

$$K = \exp[-l(\alpha_{\text{П}} + \alpha_d)] = \exp[-l(b_1 \sqrt{\omega} + A\omega)], \quad (1.18)$$

та для фазової характеристики:

$$\phi(\omega) = -l \left[\omega\sqrt{LC} + b_1\sqrt{\omega} + \frac{(b_1\sqrt{\omega} - A\omega)^2}{2\omega\sqrt{LC}} \right] = -l\omega\sqrt{LC} + \Delta\phi(\omega), \quad (1.19)$$

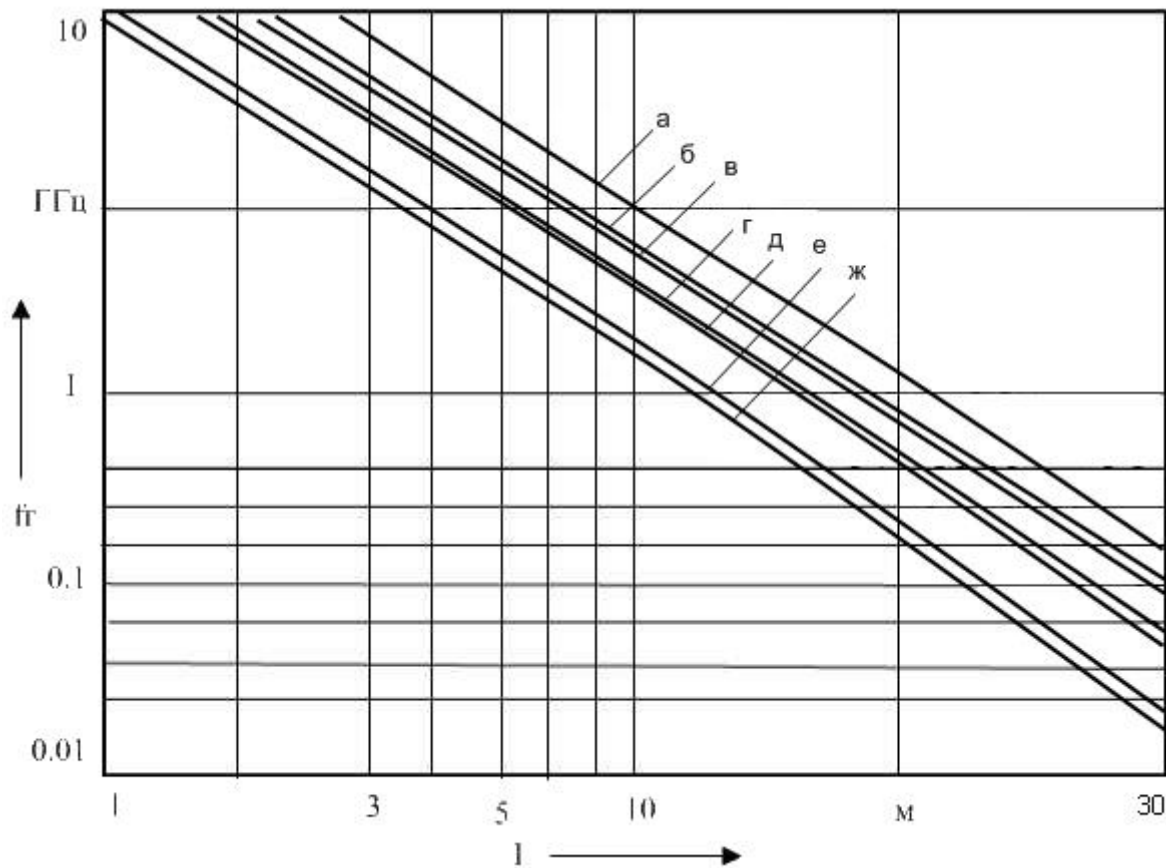
Тут значення константи b_1 обчислюються за формулою (1.19) з урахуванням коефіцієнтів ε_1 та ε_2 для біметалевих провідників кабелів. Оскільки коефіцієнти a і b_1 малі, то діапазоні частот до десятків гігагерц можна прийняти в (1.19) $\Delta\phi(\omega) = 0$.

З даних таблиці 1.2 та прив'язаних формул можна отримати значення граничних частот для кабелів із фотопластовим заповненням.

Таблиця 1.2 - Дані коаксіальних кабелів із фотопластовим заповненням

Марка кабелю	Хвильовий опір, Ом	Ємність, пФ/м	Згасання, дБ/м на частоті, ГГц			Перша критична частота, ГГц
			0,01	1	10	
РК-50-2-21	50	95	0,039	0,52	2,1	46,5
РК-50-4-21	50	94	0,023	0,36	1,5	22,2
РК-50-7-22	50	95	0,016	0,30	1,3	13,9
РК-50-11-21	50	95	0,014	0,23	0,4	9,3
РК-75-2-21	75	63	0,036	0,66	2,9	52
РК-75-4-21	75	63	0,022	0,42	1,9	25
РК-75-7-21	75	63	0,016	0,28	1,3	16

Граничні частоти смуги пропускання кабелів залежно від їхньої довжини l наведено на рис. 1.2. Значення f_T знайдено на підставі виразу (1.16) з використанням графіків згасання $\alpha(f)$ [1, 2, 8].



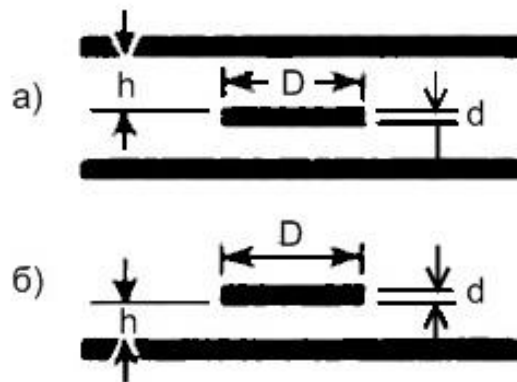
- | | |
|-----------------|----------------|
| а) РК-50-11-21, | д) РК-75-4-21, |
| б) РК-75-7-21, | е) РК-50-2-21, |
| в) РК-50-7-22, | ж) РК-75-2-21. |
| г) РК-50-4-21, | |

Рисунок 1.3 - Залежність граничної частоти смуги пропускання кабелів з фторопластовим заповненням від їхньої довжини

Порівнюючи графіки на рис. 1.2 та рис. 1.3 можна помітити, що кабелі з заповненням з фторопласту-4 мають більш високі частоти f_g , ніж кабелі з поліетиленом при однакових поперечних перерізах і довжині. У табл. 1.2 наведено деякі дані кабелів із заповненням із фторопласту-4, відповідні ГОСТ 11326.35-67 ... ГОСТ 11326.44-67 [8].

1.2 Загальні характеристики смужкових ліній передачі

Полоскові лінії передачі знаходять у радіотехніці дедалі більше застосування. Інтерес до них зростає з поширенням мікромініатюризації на НВЧ пристрої, імпульсну та іншу апаратуру, а також у зв'язку з появою напівпровідникових елементів розподіленого типу.



а) симетрична,

б) несиметрична

Рисунок 1.4 - Смушкові лінії передачі

Для передачі та формування імпульсних сигналів використовуються як симетричні, так і несиметричні смужкові лінії (рис. 1.4). Для уникнення можливості існування хвиль вищих типів необхідно вибрати поперечні розміри ($2h$ або h) та ширину центральної смужки (D) менше половини граничної довжини хвилі ($\lambda_r/2$) діапазону, що використовується. Ця обставина, як стане очевидно нижче, впливає на величину загасання лінії та її перехідні характеристики [7, 9].

Хвильовий опір лінії:

$$W = \frac{1}{vC}, \quad (1.20)$$

де v - швидкість поширення хвилі вздовж лінії:

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ м}}{\sqrt{\epsilon \mu} \text{ с}}, \quad (1.21)$$

а ϵ і μ - відносні діелектрична та магнітна проникності матеріалу лінії,
с – ємність на одиницю довжини.

Розрахунок ємності дуже складний і тому розраховуючи смужкову лінію на заданий хвильовий опір визначають геометричні розміри лінії за допомогою графіків [9]. Зміна розмірів дозволяє легко в конструктивному відношенні отримувати лінії з різним хвильовим опором, що важливо для імпульсних систем розподіленого типу.

Так само, як і в коаксіальній, в полосковій лінії втрати енергії обумовлені головним чином втратами в провідниках за рахунок поверхневого ефекту і втратами в діелектрике, що заповнює лінію. Втрати на випромінювання в несиметричній лінії мають другорядне значення і ми їх не враховуватимемо. Сумарне згасання α , що складається із втрат у провідниках $\alpha_{\text{п}}$ та діелектриці $\alpha_{\text{д}}$, виявляється частотнозалежним і суттєво впливає на частотні та перехідні характеристики.

1.2.1 Симетрична смужкова лінія.

Для симетричної смужкової лінії, що має досить широку центральну смужку, тобто коли $D/2h \geq 0,35$, згасання $\alpha_{\text{п}}$ виражається залежністю [3, 5]:

$$\alpha_{\text{п}} = B_1 \sqrt{\omega} \frac{H_{\text{п}}}{\text{м}}, \quad (1.22)$$

де

$$B_1 \approx \frac{2\sqrt{\mu_{\text{п}}/2\sigma}}{\mu_{\text{д}}h} \left[1 + \frac{D}{h} + \frac{1}{\pi} \left(1 + \frac{d}{2h} \right) \ln \left(1 + \frac{4h}{d} \right) \right] \frac{c^{1/2}}{\text{м}}, \quad (1.23)$$

а згасання α_d - залежністю:

$$\alpha_d = A_1 \omega \operatorname{tg} \delta \frac{H_{\Pi}}{M}, \quad (1.24)$$

де

$$A_1 = 1,66 \cdot 10^{-9} \sqrt{\varepsilon}. \quad (1.25)$$

де μ_d , μ_{Π} - магнітна проникність діелектричного середовища металу провідників, Гн/м;

ε - діелектрична проникність ізоляції, Ф/м;

σ - провідність металу, Сім/м;

D , d і h – розміри, м (показані на рис. 1.4, а).

Для визначення фазової постійної лінії необхідно, як і у коаксіальній лінії, врахувати індуктивність провідників, що виникає за рахунок поверхневого ефекту. Модуль опору цієї індуктивності дорівнює величині активного опору втрат у провідниках. Тому, як і у випадку коаксіальній лінії, постійне поширення знаходиться за допомогою виразів (1.8) та (1.9). З урахуванням (1.22) та (1.24) маємо:

$$\gamma = B_1 \sqrt{\omega} + A_1 \omega \operatorname{tg} \delta + l \left[\omega \sqrt{LC} + B_1 \sqrt{\omega} + \frac{(B_1 \sqrt{\omega} - A_1 \omega \operatorname{tg} \delta)^2}{2 \omega \sqrt{LC}} \right]. \quad (1.26)$$

Для реальних конструкцій смужкових ліній області частот до десятків гігагерц третім членом у квадратній дужці виразу (1.26) можна знехтувати. Тоді для коефіцієнта передачі однорідної симетричної смужкової лінії, заповненої діелектриком, отримуємо вираз:

$$K = \exp \left\{ -l \left[B \sqrt{\omega} + A \omega \operatorname{tg} \delta + j \left(\frac{\omega}{v} + B_0 \sqrt{\omega} \right) \right] \right\}. \quad (1.27)$$

1.2.2 Несиметрична смужкова лінія.

Для несиметричної смужкової лінії (рис. 1.4,б) маємо вираз для згасання α_{Π} за рахунок втрат у провідниках [1, 7, 9]:

$$\alpha_{\Pi} = B_1 \sqrt{\omega},$$

де

$$B_1 = 2,12 \cdot 10^6 \frac{\sqrt{\varepsilon/\sigma}}{h} \cdot \frac{1 + \frac{\pi}{2} + \frac{\pi D}{2h} + \ln \frac{\xi - 1}{4}}{1 + \frac{\pi D}{2h} + \ln \left(1 + \frac{\pi D}{2h}\right)} \frac{c^{1/2}}{m}, \quad (1.28)$$

$$\xi = 2 \left(1 + \frac{d}{h}\right)^2 - 1 + 2 \left(1 + \frac{d}{h}\right) \sqrt{\left(1 + \frac{d}{h}\right)^2 - 1},$$

де ξ - відносна проникність діелектрика;

D , d та h - розміри, м (показані на рис. 1.4, б).

Мікросмужкова лінія - це НСЛ на тонкій підкладці з $\varepsilon > 10$. Тут поле стягується в область між провідником і заземленою основою, відповідно втрати на випромінювання та паразитні зв'язки зменшуються. Як правило, така лінія виконується в корпусі. Точний теоретичний аналіз МСЛ скрутний, тому що по ній поширюється не ТЕМ, а квазі ТЕМ-хвиля (тобто має також складові поля E_z , H_z , які, в той же час, значно менше за амплітудою складових $E_{x,y}$ і $H_{x,y}$).

Мікросмужкова лінія (рис. 1.5) є несиметричною смужковою лінією, у якої провідник відділений від заземленої пластини шаром твердого діелектрика з великою діелектричною проникністю. На відміну від НСЛ висота МСЛ позначається буквою h (фактично h – товщина діелектрика), а ширина заземленої пластини – a . Така лінія легко виготовляється друкованим методом, має малі габарити, низьку вартість серійного виробництва, високу надійність.

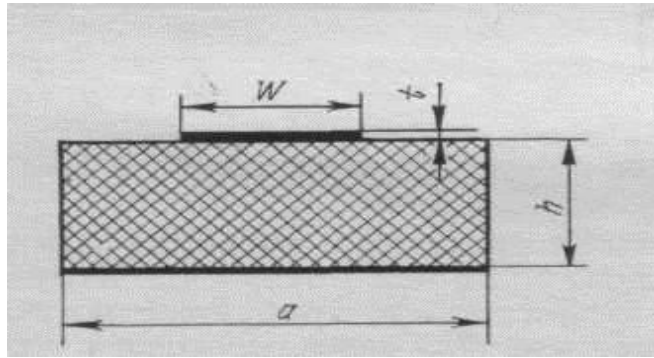


Рисунок 1.5 - Мікросмужкова лінія

Незважаючи на очевидну простоту конструкції, точний аналіз характеристик МПЛ, що має неоднорідне діелектричне середовище, скрутний. Характеристики лінії розраховуються, як правило, у припущенні про поширення квазі Т-хвилі. Строго кажучи, у лінії поширюється змішана хвиля, що має помітну дисперсію, що обумовлює зміну її параметрів від частоти. Точне визначення частотно-залежних параметрів можливе під час вирішення крайової задачі чисельними методами.

У реальних лініях дисперсія майже виявляється на частотах до 3 ГГц, основні характеристики лінії визначаються у квазістатическом наближенні.

Реальні мікросмужкові схеми розміщуються в корпусі, що екранує (рис.1.6). При цьому ідеалізоване уявлення про провідні кордони, розташовані на нескінченній відстані від смужки, у ряді випадків виявляється неточним.

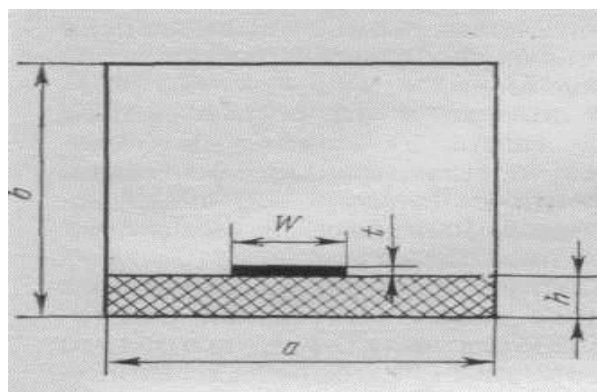


Рисунок 1.6 - Екранована мікросмужкова лінія

Верхня межа робочого діапазону частот МСЛ визначається умовою інтенсивного збудження паразитних поверхневих хвиль.

Втрати в діелектриці визначаються за формулами (1.24) та (1.25). Для коефіцієнта передачі маємо вираз (1.27), тільки константа B_1 розраховується за формулою (1.28), а для мікросмужкової лінії при $D/h \leq 2$ за формулою:

$$B_1 = \frac{\sqrt{\mu_{\Pi}/2\sigma}}{2\pi h W} \left[1 - \left(\frac{D^1}{4h} \right)^2 \right] \left\{ 1 + \frac{h}{D^1} + \frac{h}{\pi D^1} \left[\ln \left(\frac{2h}{d} + 1 \right) - \frac{1+d/h}{1+d/2h} \right] \right\} \frac{c^{1/2}}{m}, \quad (1.28a)$$

де

$$D^1 = D + \frac{d}{\pi} \ln \left(\frac{2h}{d} + 1 \right).$$

2 АНАЛІЗ ПЕРЕХІДНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ШИРОКОСМУГОВИХ ЛІНІЙ ПЕРЕДАЧІ

Для оцінки спотворень імпульсних сигналів під час проходження їх по коаксіальній лінії необхідно мати імпульсні або перехідні характеристики лінії.

Раніше було виявлено вираз комплексного коефіцієнта передачі коаксіальної лінії. Користуючись операторним методом, можна за допомогою цього виразу знайти імпульсну та перехідну характеристики лінії [1, 2, 9].

2.1 Характеристики лінії без урахування втрат у діелектриці.

Якщо коаксіальний кабель має велику довжину (його гранична частота $f_T \ll 1$ ГГц), то втрати в діелектрику не враховуються. У цьому випадку коефіцієнт передачі згідно (1.7) ... (1.9), записаний в операторній формі, набуває вигляду

$$K(p) = e^{-\gamma(p)l} = \exp[-l(p\sqrt{LC} + b\sqrt{p})], \quad (2.1)$$

де $b = b_1 \sqrt{2}$ член $\exp(-lp\sqrt{LC})$ відповідає у оригіналі виразу (2.1) члену, який визначає затримку іпульсу в лінії довжиною l , тобто $t = l\sqrt{LC}$. Якщо його не враховувати, то виразу, який залишається у (2.1) $\exp(-lp\sqrt{p})$ відповідає оригінал, який є імпульсною характеристикою лінії

$$g(t_1) = \begin{cases} 0 & \text{при } t_1 < 0 \\ \sqrt{\frac{N}{\pi}} t_1^{-3/2} e^{-N/t_1} & \text{при } t_1 > 0 \end{cases} \quad (2.2)$$

де $t_1 = t - t_3 = t - l\sqrt{LC}$, $N = (bl/2)^2$.

Константу N можна виразити через загасання лінії, що не враховує втрати в діелектриці. В цьому випадку

$$\alpha \simeq \alpha_{\Pi} = b_1 \sqrt{\omega} = b \sqrt{\pi f} \Pi / m, \quad (2.3)$$

тоді

$$N = \frac{\alpha_0^2 l^2}{4\pi f_0} c. \quad (2.4)$$

Тут α_0 – загасання, розраховане чи змінене частоті f_0 . З (2.3) видно, що з обліку втрат лише у провідниках між величинами $\ln \alpha$ і $\ln f$ існує лінійна залежність. Тому у формулі (2.4) згасання може бути взято за будь-якої частоти f_0 .

Перехідна характеристика коаксіальної лінії при врахуванні лише втрат у провідниках має вираз [1]

$$h(t_1) = \operatorname{erfc}\left(\frac{bl}{2\sqrt{t_1}}\right) = \operatorname{erfc}\sqrt{\frac{N}{t_1}} = 1 - \operatorname{erf}\sqrt{\frac{N}{t_1}}, \quad (2.5)$$

де $t_1 = t - t_3 \operatorname{erf}(x)$ - інтеграл ймовірності, або функція Крампа

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-y^2} dx.$$

Функція $h(t_1)$ на початку повільно наростає, потім має круту ділянку і дуже повільно наростає поблизу стаціонарного значення.

Для зручності використання виразів (2.2) та (2.5) в інженерних розрахунках доцільно ввести нормалізовані імпульсну та перехідну характеристики.

Введемо безрозмірну величину

$$q = \frac{t_1}{N}, \quad (2.6)$$

$$g_H(q) = \sqrt{\frac{N}{\pi}} (Nq)^{-3/2} e^{-1/q} = \frac{q^{-3/2}}{N\sqrt{\pi}} e^{-1/q} \text{ при } q \geq 0, \quad (2.7)$$

а вираз нормалізованої перехідної характеристики набуде вигляду

$$h_H(q) = \operatorname{erfc} \frac{1}{\sqrt{q}} \text{ при } q \geq 0. \quad (2.8)$$

Графіки цих параметрів наведено на рисунках. На рис. 2.1 по осі ординат відкладено безрозмірну величину $Ng_H(q)$, рівну, згідно (2.7),

$$Ng_H(q) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} q^{-3/2} e^{-1/q},$$

а по осі абсцис відкладено безрозмірну величину q . Для знаходження графіка імпульсної характеристики $g(t_1)$ конкретної коаксіальної лінії або кабелю заданої довжини обчислюється спочатку константа N за формулою (3.4), а потім на осі ординат рис. 3.1 діляться, а значення осі абсцис множаться на N . Для визначення графіка функції $h(t_1)$ конкретного кабелю досить значення осі абсцис графіка рис. 2.1 помножити на величину N .

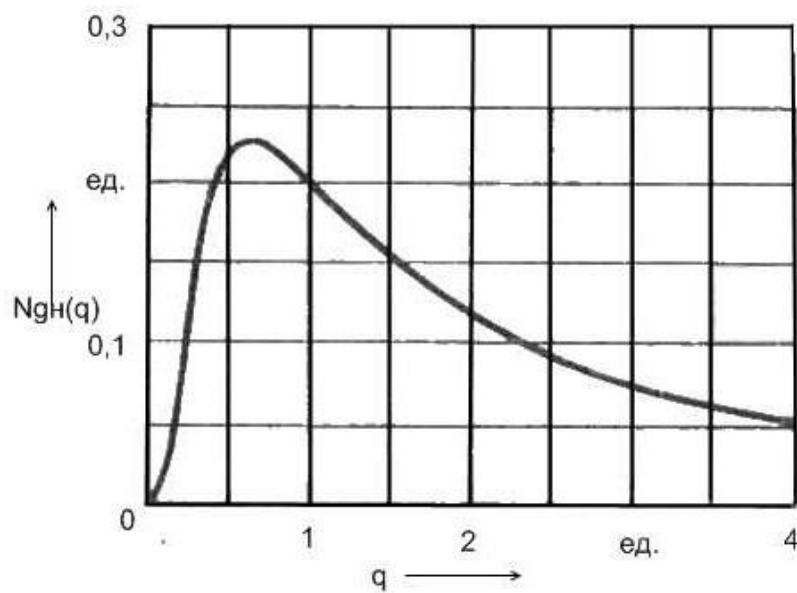


Рисунок 2.1 – Нормалізована імпульсна характеристика коаксіального кабелю

Важливою величиною, що визначає властивість лінії, призначеної передачі імпульсів, є час встановлення у ній стаціонарного режиму. Як видно із рис. 2.2 перехідна характеристика має ту особливість, що час її встановлення,

що визначається, як зазвичай, шляхом відліку моментів часу, відповідних рівням 0,1 і 0,9 стаціонарного значення, виявляється дуже великим. Це пов'язане з повільним наростанням ділянки перехідної характеристики поблизу її стаціонарного значення. Як видно, значення $h_n(q)$ або $h(t_1)$, що дорівнює 0,9, виявляється нехарактерним для відліку часу t_{γ} . Тому оцінка перехідної характеристики лінії за загальноприйнятим визначенням часу встановлення недоцільна.

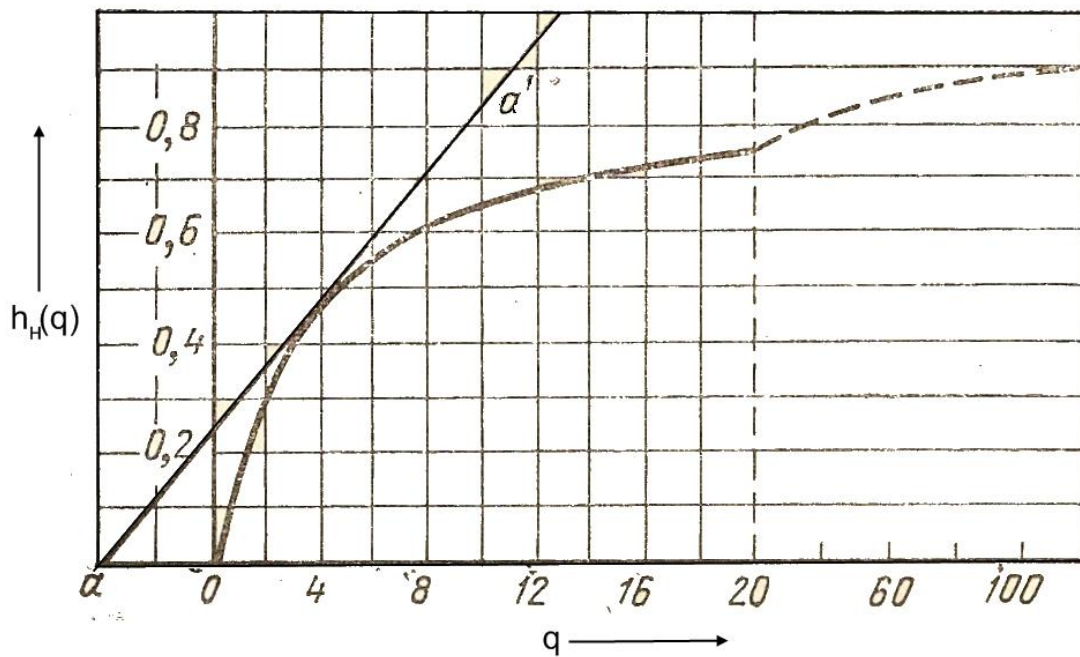


Рисунок 2.2 – Нормалізована перехідна характеристика коаксіального кабелю

Розраховані спотворення в кабелі імпульсів різних форм, що не мають викидів [1, 2]. Розрахунки показали, що величина часу встановлення t_{γ} кабелю може бути оцінена за інтервалом, укладеним між точками перетину дотичної до графіка функції $h_n(q)$ (у точці, де $h_n(q)$ дорівнює 0,5 значення, що встановилося) з віссю абсцис « a » і лінією, що відповідає стаціонарному значенню « a ». Стосовно і точки a та a' показані на рис. 2.2. У цьому випадку тривалість фронту $t_{\phi 2}$ вихідного імпульсу можна приблизно оцінити за тривалістю фронту імпульсу на вході кабелю і за часом встановлення t_{γ} перехідної характеристики. Для цього використовується залежність

$$t_{\Phi 2}^2 = t_{\Phi 1}^2 + t_y^2,$$

яка справедлива, якщо лінійний ланцюг з монотонною перехідною характеристикою і вхідний імпульс не має викидів.

Такий спосіб визначення часу встановлення t_b та тривалості фронту вихідного сигналу $t_{\Phi 2}$ виявляється найбільш точним в оцінці спотворень імпульсів малої тривалості, коли $t_i/N \leq 25$. Іншими словами, цей спосіб буде точніше, якщо максимальна частота $f_{\text{макс}}$ активної ширини спектру імпульсу більша за граничну частоту f_{Γ} кабелю довжиною l . Якщо має місце нерівність $f_{\text{макс}} \leq f_{\Gamma}$, то в оцінці тривалості фронту вихідного імпульсу імпульсу

$$t_{\Phi 2}^2 = t_{\Phi 1}^2 + t_y^2,$$

можна користуватися величиною часу встановлення t_y лінії, що обчислюється приблизно за формулою $t_b \approx 0,35/f_{\Gamma}$.

З графіка на рис. 2.2 видно, що з $q = 4$, т. е. при $t_1 = 4N$, $h_n(q)$ чи $h(t_1)$ досягає значення 0,48. Іноді час $t_x = 4N$ і називають "характерним часом встановлення" функції $h(t_1)$. Легко помітити, скориставшись виразом (2.4), що час t_x пропорційний квадрату довжини кабелю. Проте величину t_x важко використовувати в оцінці спотворень імпульсів коаксіальним кабелем, оскільки вона враховує особливості повільного наростання функції $h(t_1)$ між значенням 0,48 і її стаціонарним значенням.

У різних розрахунках, пов'язаних із визначенням спотворень імпульсних сигналів у лініях передачі, зручно користуватися виразом імпульсної характеристики. Час встановлення стаціонарного процесу в кабелі також можна оцінити за імпульсною характеристикою. Максимальне значення нормалізованої імпульсної характеристики (рис. 2.1) $g_n(q) N = 0,231$ при $q = 0,666$. Легко визначити максимальне значення імпульсної характеристики

конкретної лінії $g_{\max}(t_1) = 0,231/N$. Розрахунки показують, що з оцінки часу встановлення t_y лінії можна скористатися наближеною залежністю

$$t_y \simeq \frac{3,7}{g_{\max}(t_1)}. \quad (3.9)$$

2.2 Характеристики лінії з урахуванням сумарних втрат

Розглянемо тепер перехідні характеристики коаксіальної лінії з урахуванням втрат у провідниках та діелектриці, що важливо для розрахунку перехідних процесів у лінії малої довжини ($l < 10 \dots 15$ м) при впливі нано- та пікосекундних імпульсних сигналів.

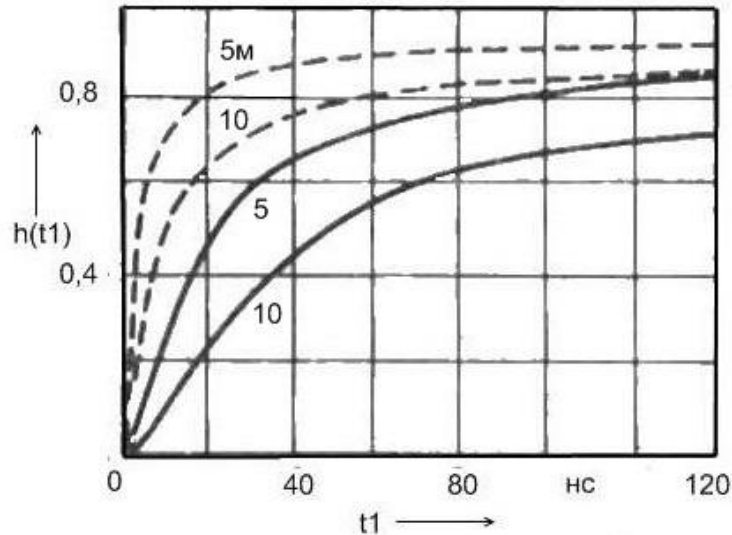
Маючи вираз для комплексного коефіцієнта передачі лінії $K = \exp(-\gamma l)$, за допомогою інтеграла Фур'є знаходимо перехідну характеристику

$$h(t_1) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{K}{j\omega} e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{K}{j\omega} e^{j\omega t - \gamma l} d\omega, \quad (2.10)$$

де $t_1 = t_1 - t_1$.

Якщо кабель, з поліетиленовим заповненням, то у (2.10) слід підставити постійну поширення γ , що визначається виразом (1.13). Знаходження остаточного виразу для $h(t_1)$ пов'язане з труднощами через громіздкість що виходить з підінтегрального виразу (2.10).

На рис. 2.3 наведено перехідні характеристики кабелю РК-50-11-11, розраховані, з урахуванням втрат у провідниках та діелектриці. Там для порівняння наведено перехідні характеристики, розраховані за формулою (2.5), що враховує втрати лише у провідниках. Як видно, вони відрізняються особливо при малій довжині лінії, коли питома значущість втрат у діелектриці більша. Час встановлення перехідної характеристики, який визначається за допомогою дотичної, помітно більше, якщо враховуються втрати в діелектрику. Ця різниця дуже відчутна при малій довжині кабелю ($l < 5 \dots 10$ м).



-----з урахуванням втрат лише у провідниках;

_____ з урахуванням втрат у провідниках та діелектриці.

Рисунок 2.3 - Перехідні характеристики кабелю типу РК-50-11-11
завдовжки 5 та 10 м.

Для кабелів з фторопластовим заповненням вираз для постійного поширення γ , згідно (1.18) та (1.19), буде

$$\gamma = b_1\sqrt{\omega} + A\omega + j \left[\omega\sqrt{LC} + b_1\sqrt{\omega} + \frac{(b_1\sqrt{\omega} - A\omega)^2}{2\omega\sqrt{LC}} \right]. \quad (2.11)$$

Аналіз цього виразу показує, що третім членом у квадратних дужках можна знехтувати в діапазоні частот до десятків гігагерц. Тоді постійна поширення

$$\gamma = b_1\sqrt{j\omega} + A\omega + j\omega\sqrt{LC}.$$

Не враховуючи член, який визначає затримку імпульсу кабелю, для коефіцієнта передачі отримуємо

$$K = \exp(lb_1\sqrt{j\omega})\exp(-lA\omega).$$

Зворотнє перетворення Фур'є над першим співмножником цього виразу дає формулу (2.2), тобто імпульсну характеристику $g(t_1)$ кабелю, що враховує лише втрати у провідниках. Аналогічна операція над другим співмножником дає імпульсну характеристику $g_d(t_1)$ кабелю, що враховує втрати лише у діелектрику

$$g_d(t_1) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} e^{-Al\omega} \cos\omega t_1 d\omega = \frac{1}{\pi Al \left[1 + \left(\frac{t_1}{Al} \right)^2 \right]}, \quad (2.12)$$

де t_1 може бути більшим і меншим за нуль.

Використовуючи вирази (2.2) і (2.11), можна знайти загальну імпульсну характеристику $g_o(t)$, яка враховує сумарні втрати кабелю. Для цього обчислюється згортка функцій $g(t)$ та $g_d(t)$

$$g_o(t) = \int_0^t g(t - \tau) g_d(\tau) d\tau.$$

Перехідну характеристику кабелю із заповненням з фторопласту-4 можна визначити, інтегруючи за часом функцію $g_o(t)$. Однак при розрахунках зручно її знаходити у два етапи. Спочатку обчислюється згортка функції $g_d(t)$ з функцією, що описує імпульс прямокутної форми, що має значну тривалість t . Іншими словами, визначається реакція кабелю на вплив прямокутного імпульсу при врахуванні лише втрат у діелектрику кабелю. Потім обчислюється згортка знайденої функції з імпульсною функцією $g(t)$, яка враховує лише втрати у провідниках. Отримана в результаті форма вихідного імпульсу в інтервалі від $t_1=0$ до $t_1=t$ відповідає перехідній характеристиці кабелю.

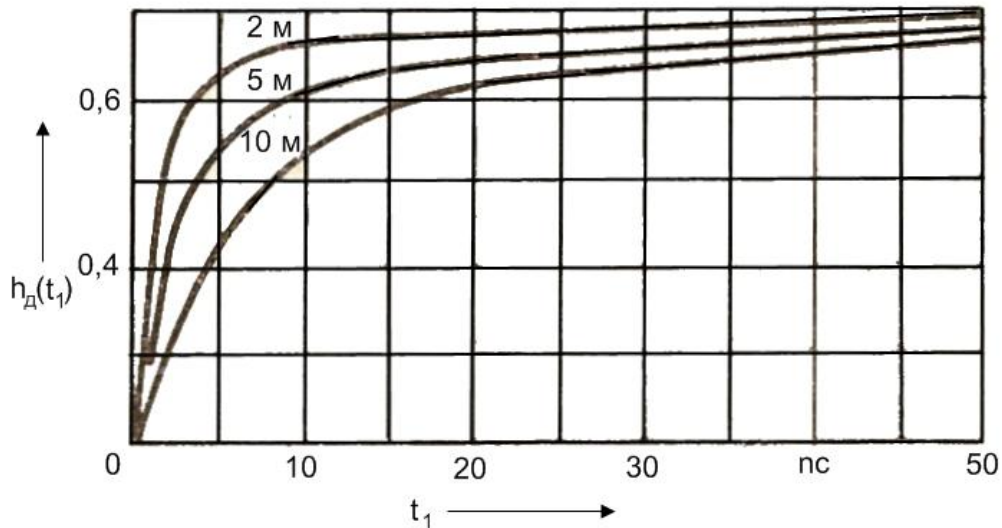


Рисунок 2.4 – Перехідні характеристики кабелю з фотопластовим заповненням довжиною 2, 5 та 10 м з урахуванням лише втрат у діелектриці

Така процедура розрахунку зручна тим, що кабелі із заповненням з фотопласту-4 різних марок, але рівної довжини мають практично однакову функцію $g_d(t)$ (константа $A \approx 5,9 \cdot 10^{-13}$ с/м практично однакова цих кабелів), а отже, і однакову перехідну характеристику, яка враховує лише втрати в діелектриці. Тому обчислення першого етапу представляють самостійний інтерес. На рис. 2.4 наведено графіки перехідних характеристик кабелів різної довжини, розраховані з урахуванням лише втрат у фотопласті-4. Результат звіряння цієї функції з функцією $g(t)$, що дає остаточний вираз для перехідної характеристики, буде різним для різних марок кабелю при однаковій довжині. Це пов'язано з тим, що константа N , що входить у вираз $g(t)$, не однакова для різних марок кабелю.

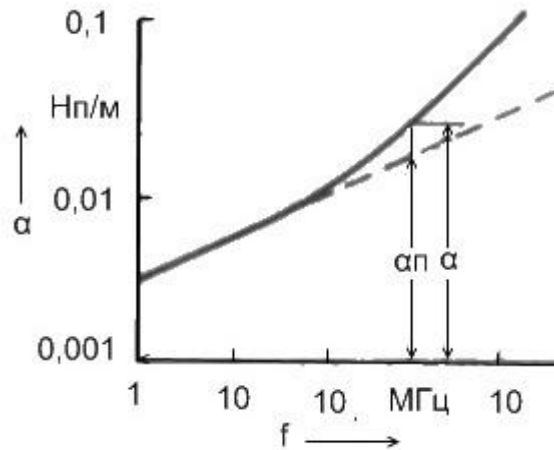


Рисунок 2.5 – Залежність сумарного згасання кабелю від частоти

Щоб виконати розрахунки, необхідно знати константу A , що входить у формулу (2.12) визначення $g_d(t_1)$, і константу N , що входить у формулу (2.2) визначення $g(t_1)$. Їх можна обчислити за відомими параметрами кабелю або визначити за даними вимірювання сумарного згасання кабелю α . У другому випадку, зручністю за відсутності повних відомостей про параметри кабелю, за допомогою графіка сумарного згасання $\alpha(f)$, складові згасання α_p і α_d . Для цього графік загасання як функції частоти будується в логарифмічному масштабі (рис. 2.5). Для втрат у провідниках, згідно з виразом (2.3), справедлива лінійна залежність між логарифмами згасання α_p та частоти f , тобто $\ln \alpha_p = \text{const} \ln f$ (пунктирна лінія та на рис. 2.5). Графік згасання $\alpha(f)$ починає відхилятися від прямої на частотах, де втрати в діелектриці α_d починають вносити істотну частку у сумарні втрати. Тому на графіку можна розділити згасання α_p та згасання α_d

$$\alpha_d = \alpha - \alpha_p \frac{N_p}{M}$$

Тоді згідно (1.17)

$$A = \frac{\alpha_d}{2\pi f} c,$$

та згідно (2.4)

$$N = \frac{\alpha_{\text{по}}^2 D^2}{4\pi f_0} \text{ с.}$$

2.4 Характеристики смужкових ліній передачі

Для визначення перехідної характеристики смужкової лінії можна скористатися загальним виразом, у якому коефіцієнт передачі визначатиметься формулою (1.27).

Розглянемо спочатку перехідну характеристику смужкової лінії без урахування втрат у діелектриці. Такий випадок є реальним, коли простір між смужками симетричної лінії має повітряне заповнення. Наприклад, є конструкція, де центральна смужка розташована на тонкому листі діелектрика, укріпленому по краях між зовнішніми смужками за допомогою жорстких опор. Центральна смужка у разі утворюється металевими покриттями, нанесеними з обох сторін діелектричного листа. Якщо обидві металеві поверхні з'єднані на вході та виході лінії, вони утворюють одну центральну смужку. Електричне поле при цьому існуватиме лише в повітряному проміжку між центральною та зовнішніми смужками. Лише невелика частина діелектричного листа буде у крайовому полі центральної смужки, тому втратами в діелектриці практично можна знехтувати. При цьому для коефіцієнта передачі лінії замість (1.27) маємо

$$K = \exp\left(-l\left(j\frac{\omega}{v} + B_0\sqrt{j\omega}\right)\right). \quad (2.13)$$

Перехідна характеристика має вираз:

$$h(t_1) = 1 - \operatorname{erf}\left(\frac{Bl}{2\sqrt{t_1}}\right) = 1 - \operatorname{erf}\sqrt{\frac{N}{t_1}}, \quad (2.14)$$

де

$$t_1 = t - \frac{l}{v}, \quad N = \left(\frac{Bl}{2}\right)^2 = \left(\frac{\alpha_0 l}{2\sqrt{\pi f_0}}\right)^2 \text{ с.}$$

Тут згасання лінії α_0 може бути розраховане для будь-якої частоти діапазону, що цікавить нас.

Як і у коаксіальної лінії, можна ввести вираз нормалізованої лінії.

Нехтувати втратами в діелектриці можна також, якщо смужкова лінія заповнена діелектриком, але її довжина велика ($l \geq 30$ м), так як при цьому гранична частота f_T менше 1 ГГц.

Розрахунки перехідних характеристик з урахуванням втрат в лінії, заповненій поліетиленом або фотопластом-4, показують, що час встановлення характеристики t_y близький до часу встановлення характеристики коаксіальної лінії з тим же поперечним розміром і однаковими матеріалами провідників і діелектрика.

2.5 Наближений розрахунок спотворень імпульсів у лінії з діелектричними втратами

Використовуючи інтеграл Дюамеля можна визначити форму імпульсу на виході лінії у разі обліку втрат в діелектриці. Однак через громіздкість виразів для імпульсної та перехідної характеристик лінії при обліку в останній сумарних втрат розрахунки дуже ускладнюються.

У ряді випадків задовільні результати дають розрахунки спотворень імпульсів у лініях з урахуванням втрат у провідниках та діелектрику, якщо користуватися наближеними вираженнями для імпульсної чи перехідної характеристик. Для цього можна скористатися виразом перехідної характеристики лінії завдовжки l , яке записується у нормалізованому вигляді

$$h_n(q) = \operatorname{erfc}\left(\frac{1}{\sqrt{q}}\right).$$

Тут $q = t_1/N$, а константа розраховується тепер за допомогою виразу

$$N = \frac{\alpha_{\Gamma}^2 l^2}{4\pi f_{\Gamma}}, \quad (2.15)$$

де α_{Γ} - сумарне згасання лінії на граничній частоті смуги пропускання.

Для імпульсної характеристики слід використовувати вираз (2.7), де константа N визначається формулою (2.15).

Розрахунки показали, що наближені вирази забезпечують задовільну оцінку короточасних імпульсних сигналів у відрізках ліній довжиною не менше 1...3 м. Для цього слід лише константу N , що входить до них, розраховувати за такою формулою (2.15).

2.6 Спотворення прямокутного імпульсу

Визначимо форму імпульсу на виході лінії, якщо на її вхід подано відеоімпульс прямокутної форми тривалістю t_i з амплітудою, що дорівнює 1. Згідно з методом для напруги вхідного імпульсу $u_1(t)$ можна записати

$$u_1(t) = l(t) - l(t - t_b). \quad (2.16)$$

Не враховуючи часу затримки лінії t_3 , для реакції лінії на вплив одиничної функції маємо вираз (2.8), який у нормалізованому вигляді буде

$$h_H(q) = \operatorname{erfc}\left(\frac{1}{\sqrt{q}}\right) l(q),$$

де $q = t_i/N$.

Введемо безрозмірну нормалізовану тривалість імпульсу $\tau = t_i/N$. Користуючись виразом для $h_H(q)$ та методом накладання, запишемо реакцію лінії $u_2(q)$ на вплив імпульсу прямокутної форми

$$u_2(q) = \operatorname{erfc}\left(\frac{1}{\sqrt{q}}\right) l(q) - \operatorname{erfc}\left(\frac{1}{\sqrt{q-\tau}}\right) l(q-\tau). \quad (2.17)$$

Користуючись виразом (2.17) та таблицями функції Крампа (інтеграла ймовірності) $\operatorname{erf}(1/\sqrt{q})$, можна побудувати (рис. 2.6) графіки функції $u_2(t_1/t_i)$ для ліній з різними значеннями константи N , що визначається виразом (2.4). З графіків рис. 2.6 можна побачити характер спотворення прямокутного імпульсу тривалістю t_i лініями з різним загасанням чи різної довжини, тобто, для різних величин t_i/N .

З рис. 2.6 видно, що в результаті спотворень фронт імпульсу стає пологим, вершина та центр тяжкості імпульсу додатково запізнюються. Максимальне значення імпульсу падає із зменшенням відношення t_i/N . При $t_i/N = 4,4$ максимум імпульсу дорівнює 0,5 і настає у момент $t = t_i$. Якщо $t_i/N < 4,4$, то максимум настає при $t \geq t_i$.

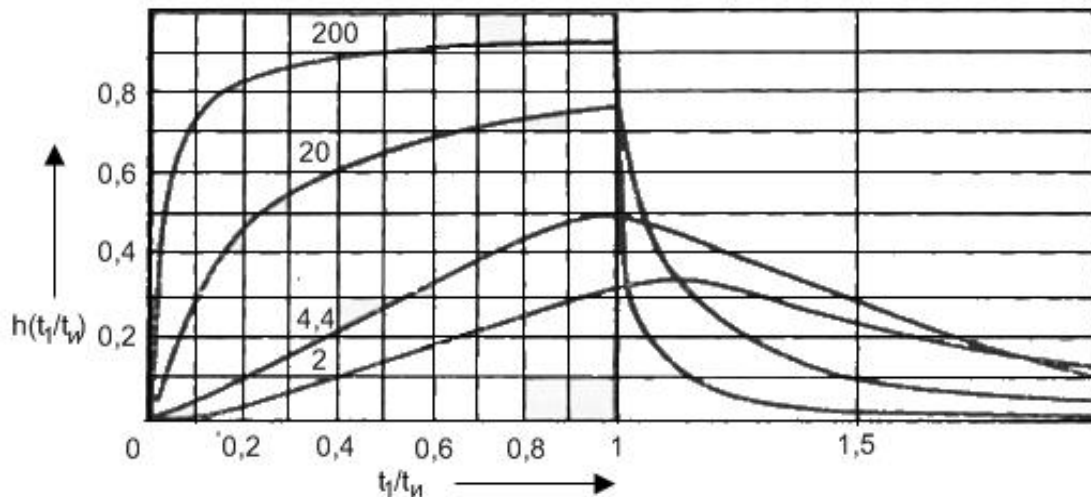


Рисунок 2.6 - Спотворення імпульсу прямокутної форми на виході лінії передачі за різних відносин тривалості імпульсу t_i до константи лінії N

Для значень $t_i \geq 4N$ максимальне значення імпульсу відповідає моменту, коли набуває чинності другий виразний член (2.17). Тому при $t_i \geq 4N$ можна записати

$$U_{\text{макс}} = U_0 \operatorname{erfc} \left(\frac{1}{\sqrt{t_i/N}} \right), \quad (2.18)$$

де U_0 - амплітуда імпульсу на вході лінії.

Розрахунок тривалості фронту $t_{\phi 2}$ вихідного імпульсу, що відраховується за рівнями 0,1 і 0,9 максимального значення імпульсу, для різних значень t_i/N можна зробити з урахуванням виразів (2.17) та (2.18). На рис. 2.7 наведено графіки залежності відносної тривалості фронту $v = t_{\phi 2}/t_i$ від безрозмірної величини $\tau = t_i/N$. Знаючи загасання лінії та її довжину, знаходимо згідно (2.4) константу N . Потім за відомою тривалістю вхідного імпульсу t_i знаходимо відношення t_i/N і за графіком визначаємо v , тобто. знаходимо $t_{\phi 2}$.

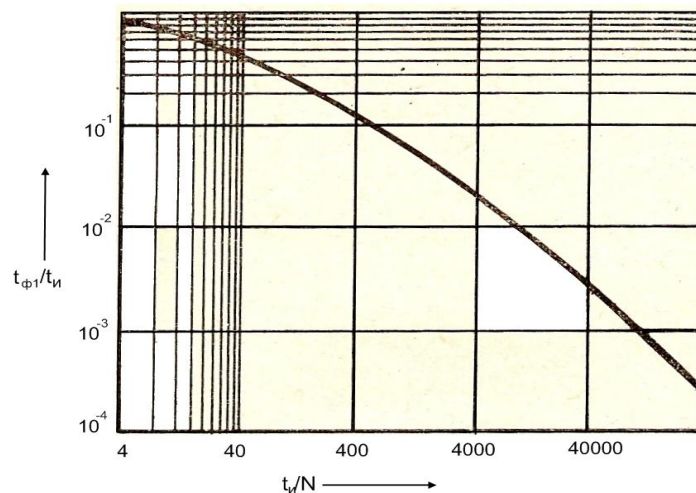


Рисунок 2.7 – Графік залежності відносної тривалості фронту $v = t_{\phi 2}/t_i$ імпульсу прямокутної форми на виході лінії передачі від відношення тривалості вхідного імпульсу t_i до константи лінії N

Точність розрахунку з допомогою цього графіка залежить головним чином точності знаходження константи N для заданої лінії.

ВИСНОВКИ

У роботі наведено аналіз характеристик таких широкосмугових ліній передачі як коаксіальні лінії різного виконання, смужкові та мікросмужкові лінії передачі.

За допомогою співвідношень, що враховують залежності загасання та фазової швидкості в лініях від частоти, конструкції, використовуваних матеріалів та умов експлуатації за характером зміни розрахованих графіків їх імпульсних характеристик, оцінені можливості ліній при передачі таких широкосмугових сигналів як імпульси малої тривалості, які широко застосовуються нині у зв'язку з розвитком цифрової електроніки.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Глебов Г.В., Ковалев И.П. Широкополосные линии передачи импульсных сигналов. М. «Сов. радио», 1973, 224 с.
2. Гальперович Д.Я. Сверхпроводящие кабели связи. М.: Радио и связь, 1986, 88 с.
3. Бондаренко И.Н. Перспективы использования криогеники для совершенствования систем связи / *Радіоелектронні і комп'ютерні системи*. Харків, 2003. № 3. с. 73-79.
4. Bondarenko I.N. Properties of cooled and superconducting linear planar microwave structures / *Proc. of 20th International Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo'2010)*, pp. 691-692.
5. Бондаренко І.М. Системи радіозв'язку. Кн.2, ч.1. Радіолінії зв'язку: Навчальний посібник. – Харків: ХІ ВПС. - 2003. – 162 с.
6. Бондаренко І.М., Глухов О.В., Кравчук О.О. Електронні системи: Навч. посібник. – Харків: ХНУРЕ. – 2019. – 240 с.
7. Бондаренко І.М. Мікроелектроніка НВЧ. Ч. 1. Елементи та пристрої НВЧ тракту: Навч. посібник студентів ВНЗ. – Харків: ХНУРЕ. – 2017. – 152 с.
8. Дэвис Дж., Карр Дж. Карманный справочник радиоинженера / Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Додека-XXI», 2002. 544 с.
9. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / С.И. Бахарев, В.И. Вольман, Ю.Н. Либ и др.: Под ред. В.И. Вольмана. М.: Радио и связь, 1982. 328 с.