С.К. Абрамов

ЛІНІЇ ПЕРЕДАЧІ

2009

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний аерокосмічний університет ім. М.Є. Жуковського
«Харківський авіаційний інститут»

С.К. Абрамов

ЛІНІЇ ПЕРЕДАЧІ

Навчальний посібник

Харків «ХАІ» 2009

УДК 621.395.126

Абрамов С.К. Лінії передачі: навч. посіб. / С.К. Абрамов. – Х.: Нац. аерокосм. ун-т «Харк. авіац. ін-т», 2009. – 70 с.

Розглянуто основні види ліній передачі, які застосовуються при побудові сучасних ліній і мереж зв'язку. Подано короткий опис фізичної природи передачі сигналів цими лініями, наведено формули для розрахунку основних первинних і вторинних параметрів, що їх характеризують. Особливу увагу приділено аналізу волоконно-оптичних ліній передачі, які зараз широко використовуються.

Для студентів, що спеціалізуються у галузі радіоелектронних систем і комплексів, технологій і засобів телекомунікацій та інформаційних систем і мереж зв'язку.

Іл. 71. Табл. 3. Бібліогр.: 5 назв

Р е ц е н з е н т и : д-р фіз.-мат. наук, проф. М.М. Горобець,
д-р техн. наук, проф. В.О. Батаєв

© Національний аерокосмічний університет ім. М.Є. Жуковського
«Харківський авіаційний інститут», 2009 р.

1. СИСТЕМИ ЗВ’ЯЗКУ

1.1. Структурна схема. Основні визначення й вимоги

Телекомунікації, або **зв’язок**, – це галузь техніки, яка займається питаннями передачі повідомлень від джерел повідомлень (ДП) до одержувачів повідомлень (ОП), що знаходяться на деякій, часто великій, відстані один від одного [1].

Термін «зв’язок» використовувався, коли відправником та одержувачем повідомлення безпосередньо була людина. При обміні інформацією між комп’ютерами почали користуватися більш загальним терміном «телекомунікації», що включає й поняття «зв’язок».

Джерела повідомлень створюють певні повідомлення різноманітної фізичної природи (звук, оптичне зображення, механічне переміщення й ін.).

Система зв'язку – це сукупність технічних засобів і середовища розповсюдження, які забезпечують передачу повідомлень. Узагальнену схему системи зв'язку [2] зображено на рис. 1.1.

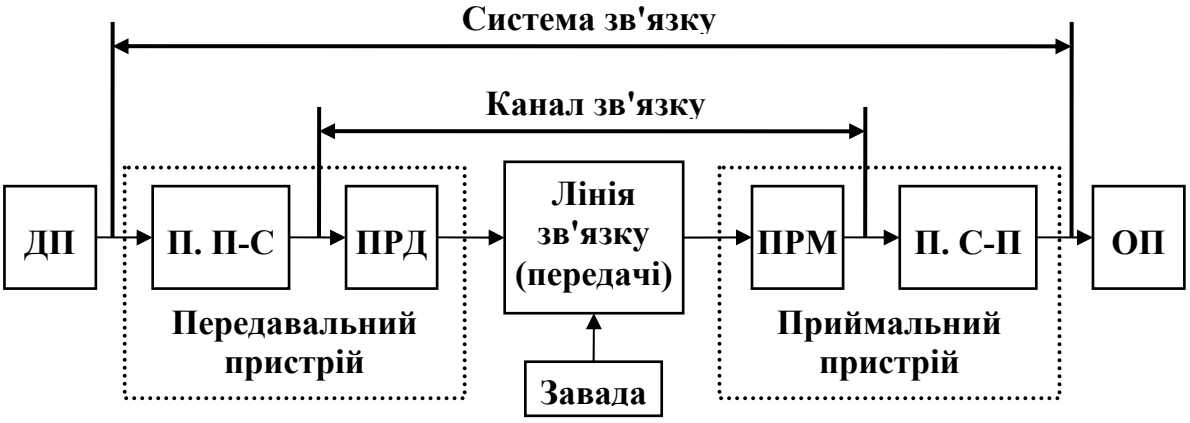


Рис. 1.1

Повідомлення з виходу джерела повідомлення за допомогою перетворювача повідомлення–сигнал (П. П-С) перетворюється у первинний електричний сигнал, який не завжди зручно (а іноді навіть неможливо) безпосередньо передавати лінією зв'язку. Тому первинні сигнали за допомогою передавача (ПРД) перетворюються у вторинні, характеристики яких добре узгоджуються з характеристиками лінії зв'язку. З виходу лінії зв'язку сигнали надходять на вхід приймача (ПРМ), де відновлюються від впливу завад, зазнають зворотного перетворення у повідомлення у перетворювачі сигнал–повідомлення (П. С-П) і спрямовуються до одержувача повідомлення.

Каналом зв'язку називається частина системи зв'язку, що використовується для передачі одного повідомлення від одного відправника. Система зв'язку може бути одно- або багатоканальною.

Лінія зв'язку (**передачі**) – це інженерна споруда, що складається з прокладеного за певною географічною трасою ***кабелю зв'язку*** або ***радіотраси***, які за необхідності забезпечуються пристроями захисту від сторонніх впливів (грозорозрядниками й т. ін.), а також підсилювальними й регенераційними пунктами.

Залежно від відстані й необхідної пропускної здатності існує така класифікація кабелів зв'язку.

Магістральні кабелі (міжміського зв'язку) призначено для передачі великих обсягів інформації на великі відстані.

Зонові кабелі (внутрішньообласного зв'язку) призначено для передачі багатоканальних даних на відстані до 250 км.

Міські кабелі забезпечують з'єднання міських АТС і вузлів зв'язку, вони розраховані для застосування на відстанях до 10 км (без регенераторів) і мають велику кількість каналів.

Підводні кабелі мають високу механічну міцність на розрив, надійні вологостійкі покриття, мале згасання й великі довжини регенераційних ділянок.

Об'єктові кабелі призначено для створення установчого й відеотелефонного зв'язку, мереж кабельного телебачення, бортових інформаційних систем рухомих об'єктів.

Монтажні кабелі застосовуються на малих відстанях, де потрібна велика механічна гнучкість.

Основними вимогами до ліній зв'язку є такі [3]:

– здійснення зв'язку на практично необхідні відстані (від десятків до тисяч кілометрів для зв'язку у межах держави й до десятків тисяч кілометрів для міжнародного зв'язку);

– широкосмуговість і придатність для передачі різноманітних видів сучасної інформації (телефонія, телеграфія, відеотелефонія, телебачення, телеметрія, комп'ютерні дані);

– захищеність кіл від взаємних заважальних впливів і зовнішніх завад, а також від фізичних впливів (атмосферних явищ, корозії тощо);

– стабільність електричних параметрів лінії, стійкість і надійність зв'язку;

– економічність системи зв'язку в цілому.

Кабельна лінія зв'язку являє собою складну технічну споруду, що складається з величезної кількості елементів. Оскільки лінію призначено для тривалої роботи (десятки років) і на ній має бути забезпечена

безперебійна робота сотень і тисяч каналів зв'язку, то до всіх елементів лінійного тракту передачі сигналів ставляться високі вимоги.

Вибір типу й конструкції лінії зв'язку визначається не тільки процесом розповсюдження енергії вздовж лінії, але й необхідністю захистити розташовані поруч високочастотні кола від взаємних заважальних впливів.

Системи зв'язку, які використовують штучне середовище розповсюдження (металеві провідники, оптичне волокно), називаються ***проводовими***, або ***напрямними*** а ті, в яких сигнали передаються через відкритий простір, – ***беспроводовими***, або ***радіосистемами***. Цей навчальний посібник присвячено розгляду саме проводових ліній передачі.

1.2. Види ліній передачі та їхні основні властивості

Напрямна система – це пристрій, призначений для передачі електромагнітної енергії в заданому напрямку. Таку каналізуючу здатність має будь-яка межа поділу середовищ з різними електричними властивостями:

– метал–діелектрик – металева лінія (кабель, хвилевід);

– діелектрик–повітря – діелектрична лінія із матеріалу з $\varepsilon > 1$ (діелектричний хвилевід, волоконний світловод) та інші лінії.

Напрямні системи передачі високочастотної енергії поділяються на повітряні лінії, симетричні кабелі, коаксіальні кабелі, надпровідні кабелі, хвилеводи й оптичні кабелі.

На сучасному етапі найбільше поширення отримали симетричні, коаксіальні й оптичні лінії передачі, тому в посібнику основну увагу буде приділено саме їх розгляду.

2. ТЕОРІЯ ЛІНІЙ ПЕРЕДАЧІ

2.1. Типи й класи електромагнітних хвиль

Існують такі ***класи*** хвиль: ТЕМ – поперечно-електромагнітна хвиля; ТМ – поперечно-магнітна, або Е-хвиля; ТЕ – поперечно-електрична, або Н-хвиля; змішані (дипольні) хвилі, які, у свою чергу, поділяються на НЕ-хвилі (з переважанням у поперечному перерізі поля $\mathbf{H}$) та ЕН-хвилі (з переважанням у поперечному перерізі поля $\mathbf{E}$).

Хвиля ТЕМ – основна хвиля, яка містить тільки поперечні складові електричного $\mathbf{E}$ й магнітного $\mathbf{H}$ полів, поздовжні складові $\mathbf{E_z}$ і $\mathbf{H_z}$ дорівнюють нулю. Силові лінії поля цілком знаходяться у поперечних

площинах і точно повторюють картину силових ліній поля при статичній напрузі й постійному струмі (рис. 2.1).

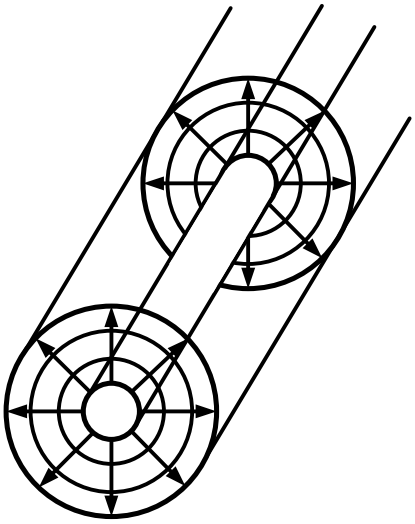


Рис. 2.1

Процес передачі основних хвиль ТЕМ пов'язаний з потенціальним полем. Для передачі хвилі ТЕМ потрібні різниця потенціалів і, відповідно, двовимірне поле в перерізі. Тому вона існує тільки в лініях, які містять не менше двох ізольованих провідників, що мають різні потенціали.

Цей клас хвиль використовується при передачі енергії у порівняно обмеженому діапазоні частот проводовими системами (зокрема при передачі симетричними й коаксіальними колами), де визначальними є струми провідності $\mathbf{I_{пр}}$.

Хвилі ТМ і ***ТЕ*** – це хвилі вищого порядку. Вони окрім поперечних складових електромагнітного поля ($\mathbf{E}\perp$ і $\mathbf{H}\perp$) також обов'язково містять одну поздовжню складову. Для хвиль ТМ – це $\mathbf{E_z} \neq \mathbf{0}$ (рис. 2.2), а для хвиль ТЕ – $\mathbf{H_z} \neq \mathbf{0}$ (рис. 2.3). Тому силові лінії цих хвиль знаходяться як у поперечних, так і в поздовжніх перерізах напрямних систем.

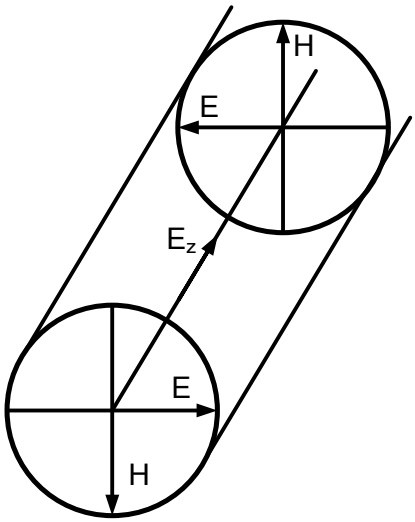


Рис. 2.2

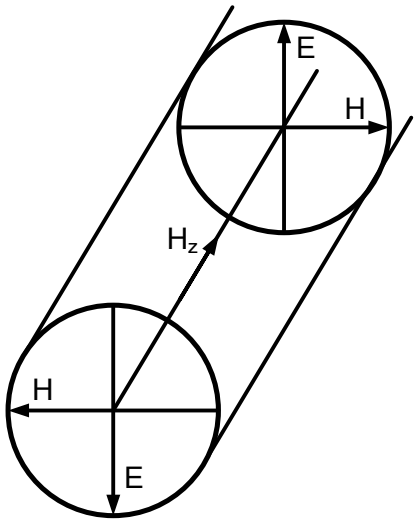


Рис. 2.3

Процес передачі хвиль вищого порядку ТЕ і ТМ пов'язаний з вихровим полем. Ці хвилі збуджуються у досить високому діапазоні частот, де визначальними є струми зміщення $\mathbf{I_{зм}}$.

Хвилі ТЕ і ТМ можна передавати однопроводовими напрямними системами, наприклад металевими й діелектричними хвилеводами або однопроводовими лініями. При цьому поздовжня складова поля $\mathbf{E_z}$ або $\mathbf{H_z}$ задає напрямок руху енергії вздовж лінії.

Різниця потенціалів створюється між полюсами хвиль, а також між полюсами й стінками хвилеводу. Тому хвилеводом передаються лише дуже короткі хвилі. Довжина хвилі має бути такою, щоб у перерізі хвилеводу укладалося ціле число півхвиль або хоча б одна півхвиля.

Змішані (***дипольні***) хвилі являють собою неподільну суму хвиль $\mathbf{E}$ й $\mathbf{H}$ і містять усі шість компонентів поля, у тому числі обидві поздовжні складові $\mathbf{E_z}$ і $\mathbf{H_z}$. До таких змішаних хвиль належать поля в діелектричних хвилеводах.

Окрім поділу за класами електромагнітні хвилі поділяються також за типами. ***Тип*** хвилі (***мода***) визначається складністю структури, тобто кількістю максимумів і мінімумів поля в поперечному перерізі. Мода позначається двома числовими індексами $\mathbf{n}$ і $\mathbf{m}$, наприклад $\mathbf{TE_{nm}}$, $\mathbf{TM_{nm}}$. Індекс $\mathbf{n}$ в круглих хвилеводах означає кількість повних змін поля по його окружності, а індекс $\mathbf{m}$ – кількість змін поля по діаметру.

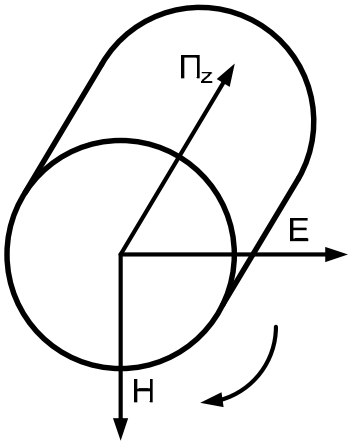


Рис. 2.4

Для передачі енергії вздовж осі напрямної системи поле в ній повинно мати поздовжню компоненту напрямку руху енергії (вектор Пойнтінга $\mathbf{\Pi_z}$). Для цього необхідно, щоб електричні й магнітні компоненти поля розташовувалися у поперечній площині. Тому обов'язковою умовою розповсюдження енергії є наявність складових $\mathbf{E}\perp$ і $\mathbf{H}\perp$, які утворюють з поздовжньою компонентою вектора Пойнтінга правогвинтову систему за правилом гвинта (рис. 2.4).

2.2. Основні рівняння електромагнітного поля

Якщо до провідників лінії підключити генератор, що створює ЕРС, то між ними виникне змінне електромагнітне поле. Це поле, оточуючи провідники, рухається вздовж них зі швидкістю, близькою до швидкості світла. Індукована напруга утворює рух електронів, який можна виявити у вигляді струму в провідниках.

Напруженість електричного поля $\mathbf{E}$ відповідає напрузі $\mathbf{U}$, а напруженість магнітного поля $\mathbf{H}$ – струму $\mathbf{I}$. Таким чином, напруга й струм у лінії передачі виникають завдяки зміні електромагнітного поля.

Основні закономірності електромагнітного поля описує система рівнянь Максвелла

$$\begin{cases} \mathbf{rot\,H} = \sigma\mathbf{E} + \mathbf{j}\omega\varepsilon\mathbf{E} = \mathbf{I}_{\text{пр}} + \mathbf{I}_{\text{зм}}, \\ \mathbf{rot\,E} = -\mathbf{j}\omega\mu\mathbf{H}, \end{cases} \tag{2.1}$$

де σ – провідність середовища, ε – діелектрична проникність середовища, μ – магнітна проникність середовища, $\mathbf{I}_{\text{пр}}$ – струм провідності, тобто струм у металевих масах, $\mathbf{I}_{\text{зм}}$ – струм зміщення, тобто струм у діелектрику.

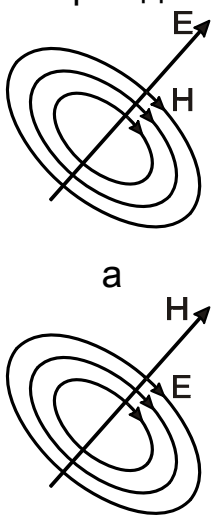


Рис. 2.5

У металевих середовищах $\mathbf{I}_{\text{пр}} >> \mathbf{I}_{\text{зм}}$, тому можна вважати, що компонент $\mathbf{j}\omega\varepsilon\mathbf{E} \approx \mathbf{0}$. У діелектрику $\mathbf{I}_{\text{пр}} << \mathbf{I}_{\text{зм}}$, тому $\sigma\mathbf{E} \approx \mathbf{0}$.

Фізичній зміст першого рівняння системи полягає у тому, що електричне поле створює навколо себе лінії магнітного поля (рис. 2.5, а). Зміст другого рівняння полягає у тому, що будь-яка зміна магнітного поля супроводжується створенням електричного поля (рис. 2.5, б).

У цілому зміна одного поля спричиняє появу іншого, внаслідок чого діє й розповсюджується комплексне електромагнітне поле (рис. 2.6), яке переносить енергію в атмосфері, кабелях, хвилеводах і будь-яких напрямних системах.

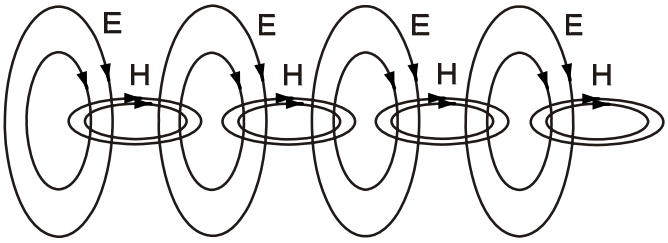


Рис. 2.6

Саме тому енергію можна передавати двома проводами (кабелем), однопроводовою системою (порожнім циліндром, ізольованим проводом) і взагалі без проводів (радіопередача).

Передача енергії хвилеводами й радіопередача здійснюються за однаковим принципом. Відмінність полягає лише у тому, що в хвилеводі енергія зосереджена в обмеженому об’ємі й каналізується в заданому напрямку. В прямому й зворотному проводах ***кабелів*** (си-

метричних і коаксіальних) циркулюють струми провідності $\mathbf{I_{пр}}$ (рис. 2.7, а). При розповсюдженні хвиль в ***атмосфері*** діють (по замкнутих шляхах) струми зміщення $\mathbf{I_{зм}}$ (рис. 2.7, б). В ***хвилеводах*** сумарні струми зміщення діють всередині, а струми провідності – в його стінках ($\mathbf{I_{зм}} + \mathbf{I_{пр}}$) (рис. 2.7, в).

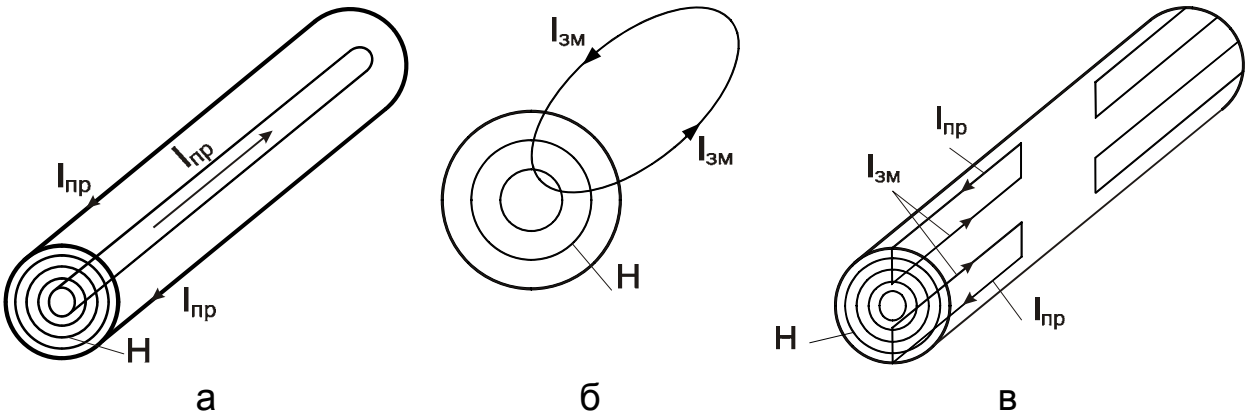


Рис. 2.7

2.3. Частотні обмеження при передачі енергії

Залежність коефіцієнта згасання $\boldsymbol{\alpha}$ від частоти для різних ліній передачі (кабель (К), хвилевод (В) та атмосфера (А)) наведено на рис. 2.8.

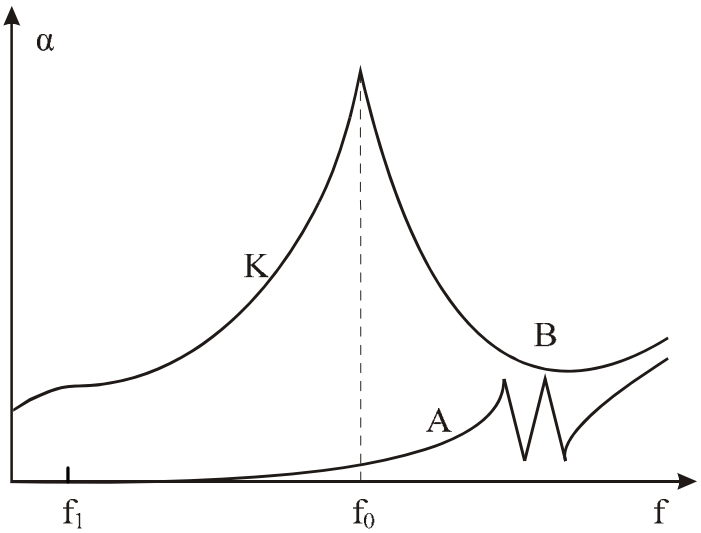


Рис. 2.8

Кабелями передається смуга частот від 0 до $\mathbf{f_0}$, при цьому довжина хвилі сумірна з поперечними розмірами кабелю: $\mathbf{f_0 = c/\lambda}$, $\boldsymbol{\lambda \approx a}$, де $\mathbf{a}$ – відстань між проводами.

При частотах, вищих за $\mathbf{f_0}$, у відкритих кабельних лініях з'являються вищі складові поля (хвилі ТЕ і ТМ), виникає антенний ефект (ефект випромінювання) і передача вздовж кола стає неможливою.

В атмосфері розповсюджуються хвилі широкого діапазону – від довгохвильового ($\mathbf{f_1 = 15\ кГц}$) до короткохвильового (діапазон НВЧ).

Хвилеводом можуть передаватися лише високочастотні коливання, довжина яких менша від його поперечних розмірів, наприклад від діаметра $\mathbf{D}$ круглого хвилеводу ($\lambda \le \mathbf{D}$), або сумірна з ними.

2.4. Режими передачі енергії

Режим передачі енергії залежить від діапазону використаних частот і визначається значеннями правих частин системи рівнянь Максвелла (2.1).

Статичний режим відповідає об'ємним статичним зарядам електричного або магнітного характеру:

Рівняння Максвелла	Метал	Діелектрик
rot H	**0**	**0**
rot E	**0**	**0**

Стаціонарний режим належить до випадку передачі проводами постійного струму ($\sigma\mathbf{E}$). Постійний струм створює магнітне поле (**rot H**), а електричне поле не наводиться (**rot E = 0**):

Рівняння Максвелла	Метал	Діелектрик
rot H	$\sigma\mathbf{E}$	**0**
rot E	**0**	**0**

Квазістаціонарний режим охоплює поля, що порівняно повільно змінюються, коли струмами зміщення в діелектрику можна знехтувати. Цей режим є справедливим для частот, при яких довжина хвилі значно більша за поперечні розміри лінії ($\lambda >> \mathbf{D}$):

Рівняння Максвелла	Метал	Діелектрик
rot H	$\sigma\mathbf{E}$	**0**
rot E	$-\mathbf{j\omega\mu H}$	$-\mathbf{j\omega\mu H}$

За цими формулами можна розраховувати різноманітні провідні системи (повітряні лінії, симетричні й коаксіальні кабелі) в діапазоні частот до 10^9 Гц.

Хвильовий режим відповідає процесам у вільному просторі й діелектрику, де струми провідності відсутні:

Рівняння Максвелла	Метал	Діелектрик
rot H	**0**	$\mathbf{j\omega\varepsilon E}$
rot E	**0**	$-\mathbf{j\omega\mu H}$

Цими формулами користуються при розрахунку процесів розповсюдження й випромінювання хвиль у радіотехніці.

Електродинамічний режим належить до області високих частот і коротких хвиль, коли необхідно враховувати як струми провідності, так і струми зміщення:

Рівняння Максвелла	Метал	Діелектрик
$\mathbf{rot\ H}$	$\sigma\mathbf{E}$	$j\omega\varepsilon\mathbf{E}$
$\mathbf{rot\ E}$	$-j\omega\mu\mathbf{H}$	$-j\omega\mu\mathbf{H}$

У такому режимі здійснюється передача енергії хвилеводами, світловодами й радіочастотними лініями в області НВЧ ($\mathbf{f > 10^{10}\ Гц}$), тобто коли довжина хвилі менша за поперечні розміри лінії ($\lambda < \mathbf{D}$).

2.5. Розповсюдження енергії напрямними системами

Процес передачі енергії напрямними системами характеризується розповсюдженням енергії вздовж системи й величиною зовнішнього поля, що створюється в оточуючому просторі.

Розповсюдження енергії вздовж напрямної системи пов'язано з ***втратами енергії*** і характеризується її ***згасанням***. Зовнішнє електромагнітне поле в ***ближній зоні*** (найближчій до джерела області простору, для якої довжина хвилі значно перевищує відстань від джерела ($\lambda >> \mathbf{r}$)) проявляється у вигляді ***індукції*** і спричиняє перехід енергії на суміжні кола й появлення в них заважальних впливів.

У ***дальній зоні*** (області простору, в якій відстань від джерела значно більша за довжину хвилі ($\lambda << \mathbf{r}$)) електромагнітне поле приводить до ***випромінювання*** енергії і її розповсюдження на великі відстані.

Процеси індукції відбуваються у відносно низькому діапазоні частот при $\lambda > \mathbf{a}$, а процеси випромінювання – на дуже високих частотах при $\lambda < \mathbf{a}$, де $\mathbf{a}$ – відстань між проводами.

2.5.1. Розповсюдження з урахуванням індукції

Процес розповсюдження вздовж напрямної системи характеризується ***первинними*** й ***вторинними*** параметрами передачі енергії, які наведено в табл. 2.1.

Основний показник системи – ***згасання*** α – складається з двох частин: згасання в ***металі*** ($\alpha_{м}$) й згасання в ***діелектрику*** ($\alpha_{д}$), тобто

$$\alpha = \alpha_{м} + \alpha_{д}. \qquad (2.2)$$

Згасання в металі зумовлено тим, що частина електромагнітної енергії поглинається проводами й розсіюється у вигляді теплових

втрат. Це явище враховується первинними параметрами – ***опором*** та ***індуктивністю***.

Таблиця 2.1

Первинні параметри	Вторинні параметри
R – активний опір	**α** – коефіцієнт згасання
L – індуктивність	**β** – коефіцієнт фази
C – ємність	$\mathbf{Z_B}$ – хвильовий опір
G – провідність ізоляції	**v** – швидкість розповсюдження

Згасання в діелектрику пов'язано з його поляризацією і при змінному полі втратами енергії на діелектричну поляризацію. Ці процеси характеризуються первинними параметрами – ***ємністю*** й ***провідністю ізоляції***.

Згасання в металі зі збільшенням частоти зростає за законом $\sqrt{\mathbf{f}}$, а згасання в діелектрику – за законом **f** (рис. 2.9).

Індукований перехід енергії на сусідні кола у ближній зоні зумовлений електричною й магнітною взаємодією між колами.

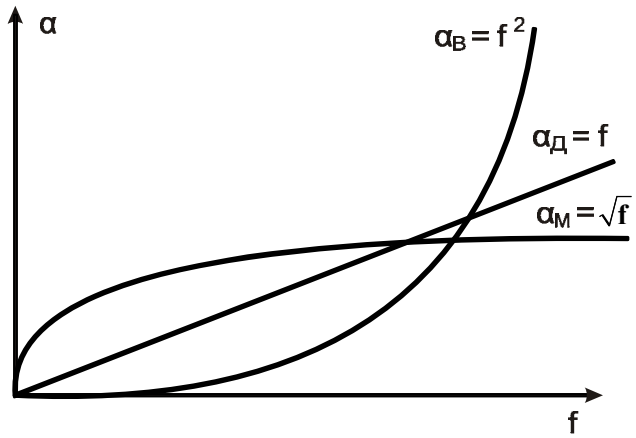


Рис. 2.9

Під час проходження струму яким-небудь колом на проводах цього кола виникають заряди. Ці заряди створюють електричне поле, силові лінії якого стикаються з сусідніми проводами й наводять у них заваду, що проявляється у вигляді заважального впливу ***електричного*** характеру.

Силові лінії магнітного поля, що створюються навколо проводів, впливають на сусідні проводи й наводять у них струми завад, які проявляються у вигляді заважального впливу ***магнітного*** характеру.

На еквівалентних електричних схемах електричний вплив характеризується ***електричним зв'язком*** $\mathbf{K_{12}}$, а магнітний – ***магнітним зв'язком*** $\mathbf{M_{12}}$ (рис. 2.10). Обидва коефіцієнти належать до первинних параметрів впливу.

Як вторинні параметри впливу використовуються перехідні згасання на ближньому $\mathbf{A_0}$ й дальньому $\mathbf{A_\ell}$ кінцях лінії. Зі збільшенням

частоти змінного струму вплив між колами суттєво зростає.

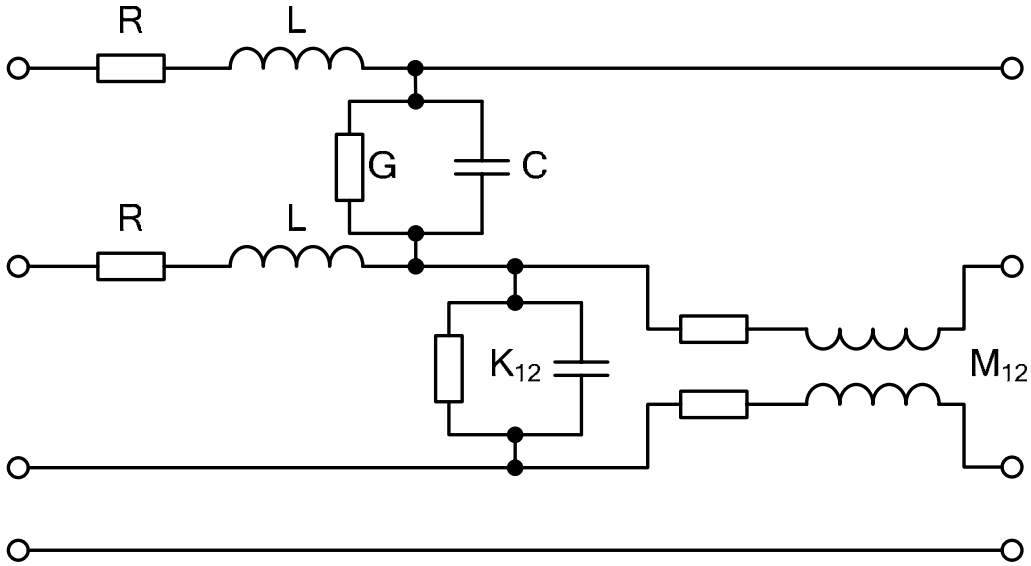


Рис. 2.10

2.5.2. Розповсюдження з урахуванням випромінювання

Процес випромінювання високочастотної енергії пов'язаний з ***втратами енергії на випромінювання***, тому згасання напрямної системи в цьому режимі складається з трьох компонент:

$$\alpha = \alpha_{м} + \alpha_{д} + \alpha_{в}, \qquad (2.3)$$

де $\alpha_{м}$ – втрати енергії на нагрівання за рахунок вихрових струмів у проводах, екрані, оболонці кабелю й інших оточуючих металевих масах; $\alpha_{д}$ – втрати енергії в ізоляції на діелектричну поляризацію, яка залежить від якості діелектрика; $\alpha_{в}$ – втрати високочастотної енергії на випромінювання, пов'язані з антенним ефектом системи.

Частотна залежність цих складових втрат різна. Як уже зазначалося раніше, втрати в металі змінюються за законом $\sqrt{f}$, а втрати в діелектрику зростають із зростанням частоти лінійно. Що стосується втрат на випромінювання, то вони досить різко зростають зі збільшенням частоти за законом f^2 (див. рис. 2.9).

Як видно з графіка, зображеного на рис. 2.9, втрати на випромінювання мають малу питому вагу в області низьких частот і різко зростають і стають домінуючими в області надвисоких частот.

2.6. Вихідні принципи розрахунку напрямних систем

Рівняння Максвелла дозволяють точно розв'язати практично будь-яку електродинамічну задачу, включаючи задачу передачі сигналів

зв'язку різними напрямними системами в різних діапазонах частот. Однак у багатьох випадках надзвичайно важко, а іноді й недоцільно шукати точні розв'язки рівнянь на базі електродинаміки, оскільки існують досить точні наближені методи розв'язання задач різних класів.

Такими найбільш характерними методами, які можна вважати граничними для електродинаміки, є, з одного боку, методи ***теорії електричних кіл***, а з іншого – методи ***теорії геометричної оптики***.

У першому випадку здійснюється перехід від хвильових процесів до коливальних (довжина хвилі $\lambda \to \infty$), а у другому – до променевих (геометричних) процесів ($\lambda \to 0$).

Залежно від співвідношення довжини хвилі λ й поперечних геометричних розмірів D розв'язання задач передачі напрямною системою можна поділити на три області: квазістаціонарних, електродинамічних і квазіоптичних процесів (табл. 2.2).

Таблиця 2.2

Процеси	Квазістаціонарні	Електродинамічні (резонансні)	Квазіоптичні
Співвідношення D/λ	$<<1$	≈ 1	$>>1$
Частоти, Гц	від 0 до $10^{6\text{-}8}$	$10^{9\text{-}12}$	$10^{13\text{-}15}$
Довжина хвиль	кілометрові, метрові	сантиметрові, міліметрові	мікронні
Теорія	теорія кіл	електродинаміка	оптика
Явища	коливальні	хвильові	променеві
Рівняння	однорідної лінії (закони Ома, Кірхгофа)	Максвелла	Гюйгенса, Френеля
Тип хвилі	**ТЕМ**	**Е** і **Н**	**НЕ** і **ЕН**
Напрямна система	повітряна лінія, симетрична лінія, коаксіальна лінія	хвилевід, коаксіальна лінія	оптичний світловод

2.7. Рівняння однорідної лінії

Розглянемо однорідну довгу лінію з первинними параметрами **R**, **L**, **C** і **G** (рис. 2.11).

На початку лінії є генератор напруги з ЕРС **E** і внутрішнім опором Z_0, а в кінці лінії знаходиться навантаження **Z**. Необхідно встановити

взаємозв'язок струму $\mathbf{I(x)}$ і напруги $\mathbf{U(x)}$ у будь-якій точці кола з первинними параметрами $\mathbf{R}$, $\mathbf{L}$, $\mathbf{C}$ і $\mathbf{G}$, якщо відомі напруга й струм на початку $\mathbf{I_0}$, $\mathbf{U_0}$ або в кінці $\mathbf{I_\ell}$, $\mathbf{U_\ell}$ кола.

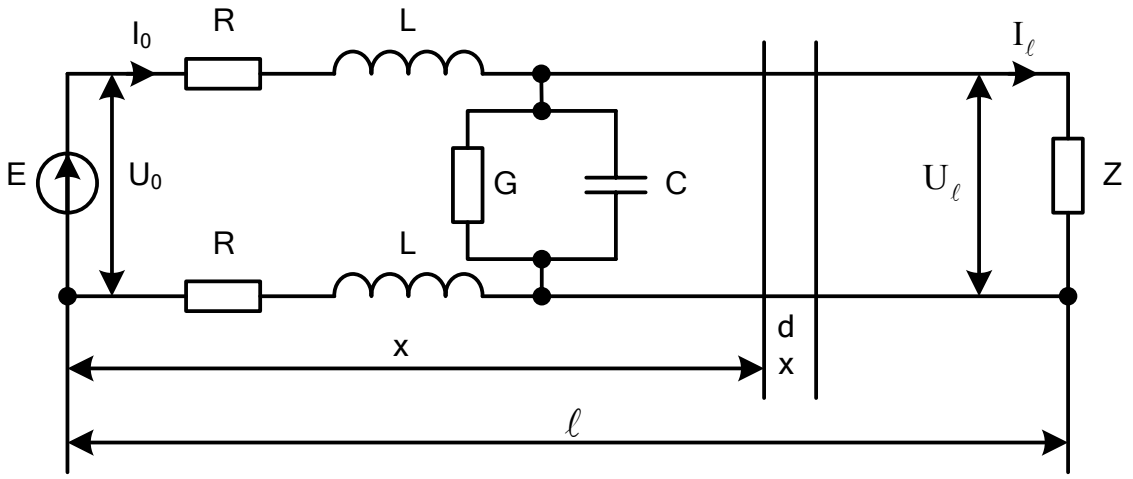


Рис. 2.11

Виділимо на відстані від початку кола нескінченно малу ділянку $\mathbf{dx}$. Позначимо струм, що проходить елементом кола $\mathbf{dx}$, через $\mathbf{I}$, а напругу між проводами – через $\mathbf{U}$. Тоді для ділянки $\mathbf{dx}$ можна записати:

– спад напруги

$$-\frac{\mathbf{dU}}{\mathbf{dx}} = \mathbf{I}\left(\mathbf{R} + \mathbf{j}\omega\mathbf{L}\right); \tag{2.4}$$

– струм

$$-\frac{\mathbf{dI}}{\mathbf{dx}} = \mathbf{U}\left(\mathbf{G} + \mathbf{j}\omega\mathbf{C}\right). \tag{2.5}$$

Виключимо з рівняння (2.4) величину $\mathbf{I}$, взявши другу похідну:

$$-\frac{\mathbf{d^2U}}{\mathbf{dx^2}} = \frac{\mathbf{dI}}{\mathbf{dx}}\left(\mathbf{R} + \mathbf{j}\omega\mathbf{L}\right). \tag{2.6}$$

Підставимо в отриманий вираз (2.6) рівняння для струму (2.5):

$$\frac{\mathbf{d^2U}}{\mathbf{dx^2}} = \mathbf{U}\left(\mathbf{R} + \mathbf{j}\omega\mathbf{L}\right)\left(\mathbf{G} + \mathbf{j}\omega\mathbf{C}\right). \tag{2.7}$$

Введемо позначення $\gamma = \sqrt{\left(\mathbf{R} + \mathbf{j}\omega\mathbf{L}\right)\left(\mathbf{G} + \mathbf{j}\omega\mathbf{C}\right)}$, тоді вираз (2.7) можна записати як

$$\frac{\mathbf{d^2U}}{\mathbf{dx^2}} = \gamma^2\mathbf{U}. \tag{2.8}$$

Розв'язок рівняння (2.8) має вигляд $\mathbf{U = Ae^{\gamma x} + Be^{-\gamma x}}$. Диференціюючи це рівняння, отримуємо вираз для струму

$$\frac{\mathbf{dU}}{\mathbf{dx}} = \mathbf{A\gamma e^{\gamma x} - B\gamma e^{-\gamma x} = \gamma\left(Ae^{\gamma x} - Be^{-\gamma x}\right)}. \qquad (2.9)$$

Підставивши вираз (2.9) у вихідне рівняння (2.4) для спаду напруги, одержимо

$$\mathbf{I\left(R + j\omega L\right) = -\gamma\left(Ae^{\gamma x} - Be^{-\gamma x}\right)}. \qquad (2.10)$$

Введемо позначення $\mathbf{Z_x = \left(R + j\omega L\right)/\gamma = \sqrt{\left(R + j\omega L\right)/\left(G + j\omega C\right)}}$. Підставляючи його у вираз (2.10), маємо

$$\mathbf{IZ_x = -Ae^{\gamma x} + Be^{-\gamma x}}. \qquad (2.11)$$

У результаті отримуємо два рівняння з двома невідомими **A** і **B**:

$$\mathbf{U = Ae^{\gamma x} + Be^{-\gamma x}}; \quad \mathbf{IZ_x = -Ae^{\gamma x} + Be^{-\gamma x}}. \qquad (2.12)$$

Для знаходження цих невідомих скористаємося граничними умовами $\mathbf{U}\big|_{\mathbf{x=0}} = \mathbf{U_0}$, $\mathbf{I}\big|_{\mathbf{x=0}} = \mathbf{I_0}$. Підставляючи їх у рівняння (2.12), маємо $\mathbf{U_0 = A + B}$, $\mathbf{I_0Z_x = -A + B}$, звідки

$$\mathbf{A = \left(U_0 - I_0Z_x\right)/2}, \quad \mathbf{B = \left(U_0 + I_0Z_x\right)/2}. \qquad (2.13)$$

Підставимо ці значення **A** і **B** у рівняння (2.12):

$$\mathbf{U = \left[\left(U_0 - I_0Z_x\right)/2\right]e^{\gamma x} + \left[\left(U_0 + I_0Z_x\right)/2\right]e^{-\gamma x}}; \qquad (2.14)$$

$$\mathbf{IZ_x = -\left[\left(U_0 - I_0Z_x\right)/2\right]e^{\gamma x} + \left[\left(U_0 + I_0Z_x\right)/2\right]e^{-\gamma x}}. \qquad (2.15)$$

Зробивши відповідні перетворення й врахувавши, що $\mathbf{ch\,\gamma x = \left(e^{\gamma x} + e^{-\gamma x}\right)/2}$ і $\mathbf{sh\,\gamma x = \left(e^{\gamma x} - e^{-\gamma x}\right)/2}$, одержимо значення напруги $\mathbf{U_x}$ і струму $\mathbf{I_x}$ у будь-якій точці кола **x**:

$$\begin{cases} \mathbf{U_x = U_0\,ch\,\gamma x - I_0Z_x\,sh\,\gamma x;} \\ \mathbf{I_x = I_0\,ch\,\gamma x - \left(U_0/Z_x\right)sh\,\gamma x.} \end{cases} \qquad (2.16)$$

2.7.1. Хвильовий опір

Хвильовий опір $\mathbf{Z_x}$ – це опір, який зустрічає електромагнітна хвиля при розповсюдженні вздовж однорідної лінії без відбиття, тобто за умови, що на процес передачі енергії не впливають неузгодженості на кінцях лінії.

Електромагнітну хвилю можна подати у вигляді двох хвиль: хвилі напруги, яка відповідає електричній енергії, і хвилі струму, що відповідає магнітній енергії. Кількісне співвідношення, яке має місце між цими хвилями в лінії, і є хвильовим опором кола.

Хвильовий опір, властивий цьому типу кабелю, залежить лише від його первинних параметрів і частоти струму, що передається:

$$\mathbf{Z_x} = \sqrt{\left(\mathbf{R} + \mathbf{j\omega L}\right)/\left(\mathbf{G} + \mathbf{j\omega C}\right)}\,. \qquad (2.17)$$

За своєю фізичною природою величина $\mathbf{Z_x}$ не залежить від довжини кабельної лінії і є сталою у будь-якій точці кола.

У загальному вигляді хвильових опір є комплексною величиною, і тому він також може бути виражений через свої дійсну й уявну частини:

$$\mathbf{Z_x} = \left|\mathbf{Z_x}\right| \mathbf{e}^{\mathbf{j}\varphi_x}\,. \qquad (2.18)$$

Загальний вигляд частотної залежності хвильового опору кола кабелю наведено на рис. 2.12.

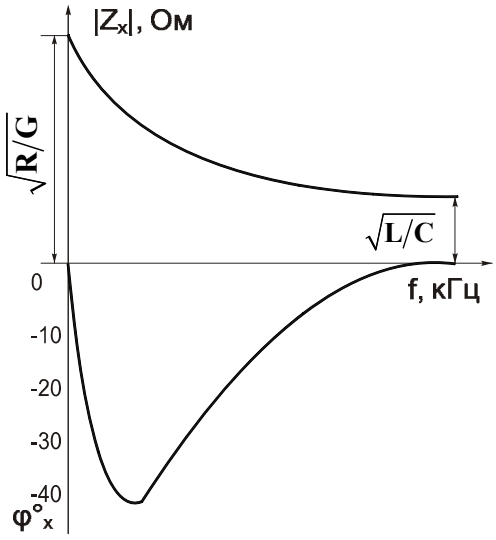


Рис. 2.12

Модуль хвильового опору $\mathbf{Z_x}$ зі зміною частоти зменшується від значення $\sqrt{\mathbf{R/G}}$ при $\mathbf{f = 0}$ до $\sqrt{\mathbf{L/C}}$ і зберігає цю величину у всій області високих частот.

Кут хвильового опору φ_x дорівнює нулю при $\mathbf{f = 0}$ і на високих частотах, а на середніх частотах ($\mathbf{f = 800\ Гц}$) має максимальне значення. В кабельних лініях кут завжди від'ємний і за абсолютною величиною не перевищує 45°, що свідчить про переважання ємнісної складової і ємнісний характер хвильового опору кабелів.

2.7.2. Коефіцієнт розповсюдження

Електромагнітна енергія, розповсюджуючись уздовж кабельної лінії, зменшується за величиною від початку до кінця лінії. Зменшення або згасання енергії пояснюється втратами її у колах передачі. Ці втрати враховуються за допомогою коефіцієнта розповсюдження γ.

Коефіцієнт розповсюдження є комплексною величиною й може бути поданий у вигляді суми дійсної і уявної частин:

$$\gamma = \alpha + \mathbf{j}\beta = \sqrt{\left(\mathbf{R} + \mathbf{j\omega L}\right)\left(\mathbf{G} + \mathbf{j\omega C}\right)}\,. \qquad (2.19)$$

Якщо скористатися виразом для струму й напруги у вигляді

$$\mathbf{U_0/U_\ell = I_0/I_\ell = e^{\gamma\ell} = e^{\alpha\ell}e^{j\beta\ell} = Ae^{j\varphi}}, \qquad (2.20)$$

то можна побачити, що модуль виразу $\mathbf{A = e^{\alpha\ell}}$ характеризує зменшення абсолютного значення струму або напруги при проходженні лінії довжиною ℓ. Кут $\varphi = \beta\ell$ показує зміну кута векторів струму й напруги на цій самій ділянці лінії довжиною ℓ.

Під час передачі сигналів зв'язку параметри α і β характеризують, відповідно, згасання й зміну фаз струму, напруги й потужності на ділянці кабельного кола довжиною 1 км і мають назву ***коефіцієнтів згасання*** й ***фази***. Коефіцієнт згасання вимірюється в децибелах на кілометр, а коефіцієнт фази – в радіанах на кілометр.

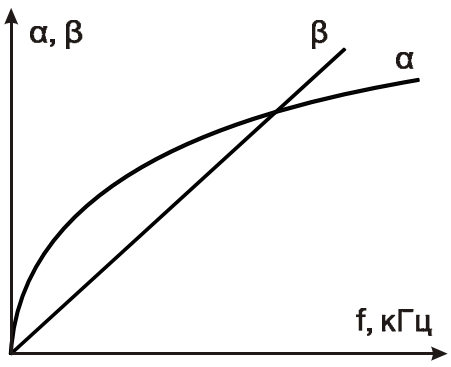


Рис. 2.13

Типові частотні залежності коефіцієнтів згасання й фази кабелю наведено на рис. 2.13.

Коефіцієнт згасання α, який при постійному струмі дорівнює $\sqrt{\mathbf{RG}}$, спочатку зростає досить різко, а потім – більш плавно. Коефіцієнт фази β зростає від нуля майже за прямолінійним законом.

2.7.3. Швидкість розповсюдження електромагнітної енергії колами зв'язку

Електромагнітна енергія розповсюджується лінією зв'язку з певною швидкістю, яка залежить від параметрів кола й частоти струму і визначається як

$$\mathbf{v = \omega/\beta}. \qquad (2.21)$$

Швидкість розповсюдження є функцією частоти $\mathbf{f = \omega/2\pi}$ і коефіцієнта фази β. Таким чином, якщо згасання кола визначає якість і дальність зв'язку, то коефіцієнт фази обумовлює швидкість руху енергії лінією.

Швидкість розповсюдження можна визначити:

– при постійному струмі

$$\mathbf{v = \frac{1}{\sqrt{LC}\left[\left(\sqrt{LG/RC} + \sqrt{RC/LG}\right)/2\right]}}; \qquad (2.22)$$

– в діапазоні високих частот

$$\mathbf{v} = \frac{\mathbf{1}}{\sqrt{\mathbf{LC}}}. \qquad (2.23)$$

Таким чином, зі зростанням частоти швидкість розповсюдження електромагнітної енергії кабельними лініями значно зростає.

3. СИМЕТРИЧНІ КАБЕЛІ

3.1. Електричні процеси в симетричних колах

Відмітною особливістю симетричних ліній є наявність двох проводів, що мають однакові конструктивні й електричні властивості. В симетричному колі електромагнітне поле відкрите (рис. 3.1) і діє на значній відстані від провідників.

Під впливом змінного поля відбувається перерозподіл електромагнітної енергії по перерізу провідників, при цьому починають проявлятися такі ефекти:

– ***поверхневий ефект***;

– ***ефект близькості*** сусідніх провідників;

– ***ефект впливу оточуючих металевих мас*** (сусідніх провідників, екрана, броні тощо) на параметри кіл.

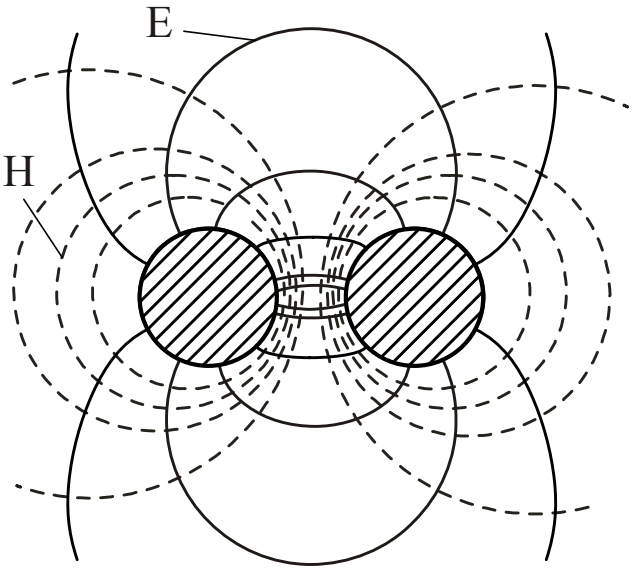


Рис. 3.1

У симетричних кабельних колах спостерігаються усі три ефекти одночасно. В повітряних лініях, де проводи розташовані порівняно далеко один від одного і відсутні зовнішні металеві оболонки, слід ураховувати лише поверхневий ефект. В коаксіальних кабелях, що є закритими системами, дія оточуючих металевих мас не враховується.

За рахунок зазначених явищ відбувається перерозподіл електромагнітного поля й змінюються параметри кіл. Активний опір $\mathbf{R}$ і ємність $\mathbf{C}$ зростають, індуктивність $\mathbf{L}$ зменшується. Найбільш суттєво зростає опір кола

$$\mathbf{R} = \mathbf{R_0} + \mathbf{R_{п.е}} + \mathbf{R_{е.б}} + \mathbf{R_м}, \qquad (3.1)$$

де $\mathbf{R_0}$ – опір постійному струму; $\mathbf{R_{п.е}}$ – опір за рахунок поверхневого ефекту; $\mathbf{R_{е.б}}$ – опір за рахунок ефекту близькості; $\mathbf{R_м}$ – опір, зумовлений втратами в оточуючих металевих масах.

3.1.1. Поверхневий ефект

Поверхневий ефект являє собою такий перерозподіл струму по перерізу провідника, при якому щільність струму зростає від центра до поверхні провідника.

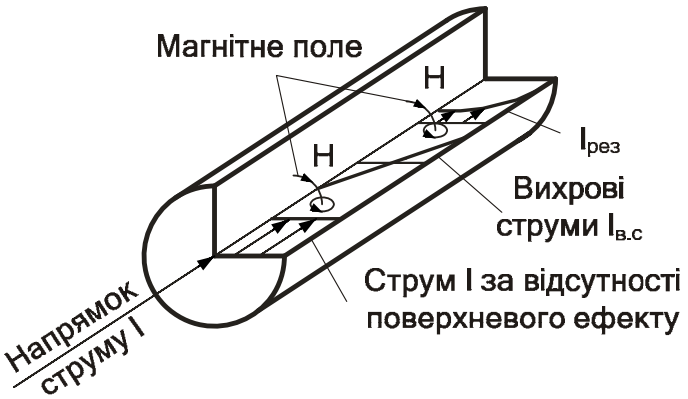


Рис. 3.2

Струм **I**, що протікає через провідник, створює навколо нього магнітне поле (рис. 3.2). Силові лінії внутрішнього поля, перетинаючи товщу провідника, наводять у ньому вихрові струми $\mathbf{I_{в.с}}$, які за законом Ленца спрямовані протилежно обертанню рукоятки гвинта.

Віхрові струми у центрі провідника мають напрямок, зворотний руху основного струму, що тече по провіднику, а на периферії, навпаки, їхні напрямки збігаються.

Поверхневий ефект збільшується зі зростанням частоти струму, магнітної проникності, провідності й діаметра провідника. При достатньо високій частоті струм протікає лише поверхнею провідника, що спричиняє збільшення його активного опору.

Інакше поверхневий ефект можна пояснити як проникнення електромагнітного поля в товщу провідника, причому чим вища частота, тим більша глибина проникнення поля в метал.

3.1.2. Ефект близькості

Зовнішнє поле **H** провідника ***а***, перетинаючи товщу провідника ***б***, наводить у ньому вихрові струми (рис. 3.3). На поверхні провідника ***б***, обернутій до провідника ***а***, вони збігаються за напрямком з основним струмом ($\mathbf{I}+\mathbf{I_{в.с}}$), а на протилежній поверхні провідника ***б*** спрямовані зустрічно основному струму ($\mathbf{I}-\mathbf{I_{в.с}}$). Аналогічний перерозподіл струмів відбувається і у провіднику ***а***.

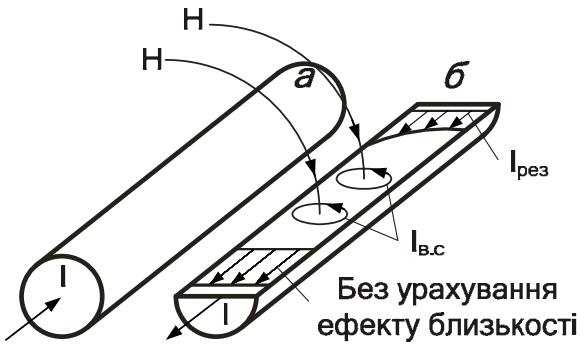


Рис. 3.3

Під час взаємодії вихрових струмів з основним щільність

результуючого струму на обернутих одна до одної поверхнях провідників ***а*** і ***б*** збільшується, а на віддалених одна від одної поверхнях – зменшується.

Це явище («зближення» струмів у провідниках ***а*** і ***б***) має назву ***ефекту близькості***. Через нерівномірний розподіл щільності струму збільшується активний опір кола змінному струму.

Якщо двома сусідніми провідниками струми проходять в одному напрямку, то перерозподіл їхньої щільності через взаємодію зовнішніх електромагнітних полів приводить до зростання щільності струмів на взаємовіддалених поверхнях провідників ***а*** і ***б*** (рис. 3.4).

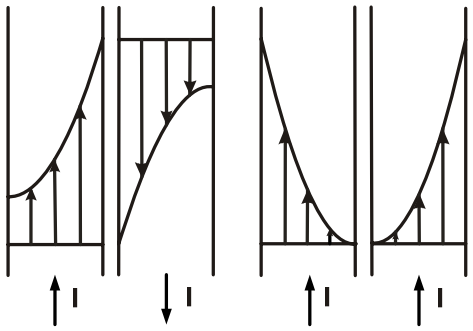


Рис. 3.4

Ефект близькості також є прямо пропорційним частоті, магнітній проникності, провідності й діаметру провідника й, окрім того, залежить від відстані між провідниками. Зі зменшенням цієї відстані дія ефекту близькості зростає в квадраті.

3.1.3. Вплив оточуючих металевих мас

Магнітне поле **H**, що створюється струмом, який протікає проводами кола, наводить вихрові струми $\mathbf{I_{в.с}}$ у сусідніх провідниках кабелю, оточуючому екрані, металевій оболонці й броні (рис. 3.5).

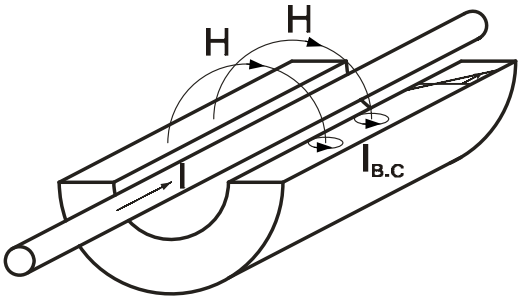


Рис. 3.5

Проходячи металевими частинами кабелю, ці вихрові струми нагрівають їх і створюють додаткові теплові втрати енергії. Іншими словами, відбувається як би «відсмоктування» деякої частки енергії, що передається, причому найбільшого впливу зазнають близько розташовані до розглядуваного кола металеві частини кабелю.

Окрім того, вихрові струми створюють поле зворотної дії, яке впливає на провідники кола й змінює їхні параметри.

3.2. Визначення первинних параметрів кабельних ліній

3.2.1. Опір та індуктивність

Визначення опору й індуктивності здійснюється на основі врахування енергії, яка поглинається провідником з оточуючого простору.

Вираз для визначення опору $\mathbf{R}$, Ом/км, має вигляд [3]

$$\mathbf{R} = \mathbf{R_а} + \mathbf{R_б} = 2\mathbf{R_0}\chi\left[1 + \mathbf{F}(\mathbf{kr}) + \frac{\mathbf{p_c}\mathbf{G}(\mathbf{kr})(\mathbf{d}/\mathbf{a})^2}{1 - \mathbf{H}(\mathbf{kr})(\mathbf{d}/\mathbf{a})^2}\right], \qquad (3.2)$$

де $\mathbf{R_а}$, $\mathbf{R_б}$ – опори провідників ***а*** і ***б***; $\mathbf{d}$ – діаметр провідників; $\mathbf{a}$ – відстань між провідниками; $\mathbf{r}$ – радіус провідників; $\mathbf{k} = \sqrt{\omega\mu_а\sigma}$ – коефіцієнт втрат для метала; $\mu_а$ – абсолютна магнітна проникність провідників; $\mathbf{p_c}$ – параметр, що визначається типом скрутня (для парного скрутня $\mathbf{p_c}$ = 1); χ – коефіцієнт скрутня (χ = 1,02…1,07 залежить від діаметра кабелю); $\mathbf{F}(\mathbf{kr})$, $\mathbf{G}(\mathbf{kr})$, $\mathbf{H}(\mathbf{kr})$ – циліндричні функції.

Наведений вираз для розрахунку опору містить такі складові:

– опір постійному струму $\mathbf{R_0} = 2\mathbf{R_0}$;

– опір за рахунок поверхневого ефекту $\mathbf{R_{п.е}} = 2\mathbf{R_0}\mathbf{F}(\mathbf{kr})$;

– опір за рахунок ефекту близькості $\mathbf{R_{е.б}} = 2\mathbf{R_0}\dfrac{\mathbf{p_c}\mathbf{G}(\mathbf{kr})(\mathbf{d}/\mathbf{a})^2}{1 - \mathbf{H}(\mathbf{kr})(\mathbf{d}/\mathbf{a})^2}$.

Індуктивність кола в цілому $\mathbf{L}$, Гн/км, визначається сумою зовнішньої $\mathbf{L_{зов}}$ і внутрішньої $\mathbf{L_в}$ (відносно провідника) індуктивностей:

$$\mathbf{L} = \mathbf{L_{зов}} + 2\mathbf{L_в} = \left[4\ln\frac{\mathbf{a} - \mathbf{r}}{\mathbf{r}} + \mu\mathbf{Q}(\mathbf{kr})\right]\cdot 10^{-4}, \qquad (3.3)$$

де μ – відносна магнітна проникність провідників; $\mathbf{Q}(\mathbf{kr})$ – циліндрична функція.

3.2.2. Ємність і провідність ізоляції

Ємність $\mathbf{C}$, Ф/км, і провідність $\mathbf{G}$, См/км, ізоляції пов’язані з процесами в діелектрику. Ємність визначає його здатність до поляризації і величину струмів зміщення, а провідність – величину втрат.

Ємність з урахуванням близькості сусідніх пар провідників і впливу зовнішньої металевої оболонки визначається за формулою

$$\mathbf{C} = \frac{\chi\varepsilon\cdot 10^{-6}}{36\ln(\psi\mathbf{a}/\mathbf{r})}, \qquad (3.4)$$

де ε – діелектрична проникність ізоляції; ψ – поправковий коефіцієнт, що характеризує близькість металевої оболонки й сусідніх провідників (ψ = 0,6…0,7).

Втрати в діелектрику характеризуються кутом діелектричних втрат δ:

$$G = G_0 + G_j = \frac{1}{R_{із}} + \omega C \operatorname{tg}\delta , \qquad (3.5)$$

де G_0 – провідність, зумовлена протіканням струму в діелектрику; G_j – провідність, зумовлена діелектричними втратами; $R_{із}$ – опір ізоляції кабелю.

Кабелі зв'язку мають, як правило, складну комбіновану ізоляцію, яка складається з твердого діелектрика й повітря. Результуючі еквівалентні значення діелектричної проникності й кута діелектричних втрат складної ізоляції визначаються властивостями й співвідношенням об'ємів її складових частин. Еквівалентні значення складної ізоляції близькі до відповідних величин тієї її частини, яка займає найбільший об'єм.

3.3. Основні залежності первинних параметрів симетричних ліній

Параметри **R** і **G** зі збільшенням частоти **f** зростають за рахунок втрат у провідниках на вихрові струми й в ізоляції на діелектричну поляризацію (рис. 3.6).

Індуктивність **L** зі збільшенням частоти зменшується, тому що зменшується внутрішня індуктивність провідників за рахунок поверхневого ефекту. Ємність **C** від частоти не залежить.

При збільшенні відстані між провідниками ***a*** параметри **R**, **C** і **G** закономірно зменшуються, а індуктивність **L** зростає (рис. 3.7).

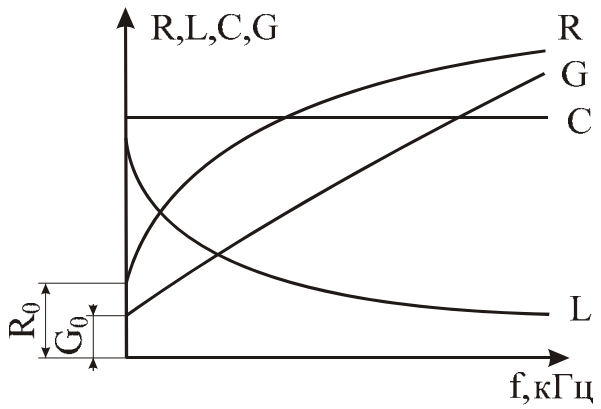


Рис. 3.6

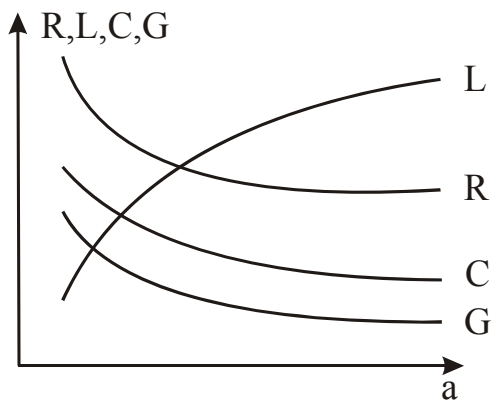


Рис. 3.7

Зниження **R** зумовлено зменшенням втрат на ефект близькості. Зростання **L** пов'язано зі збільшенням контуру, що пронизується

магнітним потоком. Ємність **C** зменшується, оскільки провідники віддаляються один від одного й зменшується їх взаємодія. Зменшення **G** пов'язано зі збільшенням товщини діелектричного матеріалу між провідниками при збільшенні відстані між ними.

Зі збільшенням діаметра провідників **d** параметри **C** і **G** зростають, а **L** зменшується (рис. 3.8). Зміна активного опору має складний характер. Це зумовлено тим, що зі збільшенням діаметра провідника опір постійному струму різко зменшується, а опір за рахунок поверхневого ефекту й ефекту близькості зростає. Тому спочатку **R** різко знижується, а потім це зниження сповільнюється й при великих значення діаметра починає зростати.

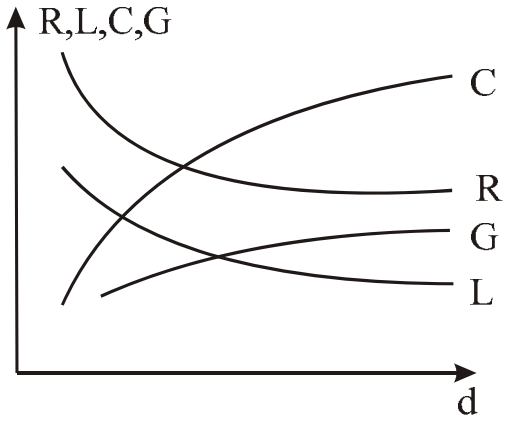


Рис. 3.8

Типові значення первинних параметрів існуючих типів симетричних ліній становлять: **R** = 5…200 Ом/км; **L** = 0,6…2 мГ/км; **C** = 6…50 нФ/км; **G** = 1…200 мкСм/км.

У кабельних лініях за рахунок тонких провідників і близького їх розташування превалюють параметри **R** і **C**.

3.4. Визначення вторинних параметрів симетричних ліній

Вторинні параметри симетричних ліній (Z_x, α, β, v) розраховуються за загальними формулами (2.17), (2.19) і (2.22). У деяких випадках їх можна виразити безпосередньо через габаритні розміри кіл (**a**, **d**) і якість вихідних матеріалів (ε, $tg\delta$):

– хвильовий опір симетричної лінії, Ом,

$$Z_x = \frac{120}{\sqrt{\varepsilon}} \ln\left(\frac{a-r}{r}\right); \qquad (3.6)$$

– коефіцієнт згасання, дБ/км,

$$\alpha = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2}\sqrt{\frac{L}{C}}; \qquad (3.7)$$

– коефіцієнт фази, рад/км,

$$\beta = \omega\sqrt{LC} = \omega\sqrt{\varepsilon}/c; \qquad (3.8)$$

– швидкість розповсюдження енергії, км/с,

$$v = 1/\sqrt{LC} = c/\sqrt{\varepsilon}. \qquad (3.9)$$

3.5. Визначення параметрів симетричних екранованих ліній

Параметри екранованого симетричного кабелю через ефект відбиття від екрана відрізняються від параметрів неекранованого кабелю. Цей ефект полягає у тому, що електромагнітна хвиля, падаючи на екран, лише частково проникає всередину нього, а залишкова її частина, відбиваючись, накладається на поле кабелю, змінюючи його амплітуду й фазу.

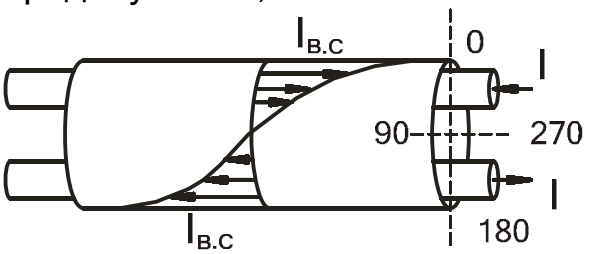


Рис. 3.9

Змінне магнітне поле, пронизуючи металеву товщу екрана, наводить у ній вихрові струми. Ці струми циркулюють уздовж екрана у прямому напрямку з одного боку екрана ($\varphi = 0°$) і в зворотному – з іншого ($\varphi = 180°$) (рис. 3.9). У цих точках вихрові струми мають найбільшу концентрацію. При φ = 90° і 270° вихрові струми дорівнюють нулю.

Вихрові струми в екрані мають напрямок, протилежний напрямку струму в поблизькій жилі. Внаслідок цього створюються як би два кола зі струмами різних напрямків (основного й вихрових струмів) і відповідно виникають різноспрямовані магнітні поля (основне $\mathbf{H}^0$ і поле реакції $\mathbf{H}^р$) (рис. 3.10).

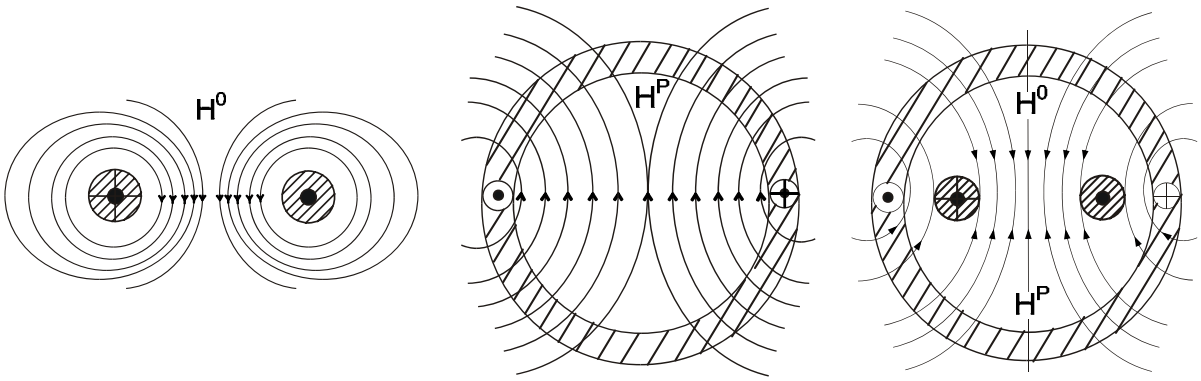


Рис. 3.10

Вихрові струми, циркулюючи замкнутими шляхами, нагрівають екран і створюють додаткові втрати енергії.

3.5.1. Опір та індуктивність

Під час розрахунку активного опору екранованого симетричного кабелю окрім опору поверхневого ефекту $\mathbf{R_{п.е}}$ і опору ефекту близькості $\mathbf{R_{е.б}}$ необхідно також ураховувати вплив екрана на ефект близькості $\mathbf{R_{р.е}}$ і додаткові втрати, спричинені екраном $\mathbf{R_е}$:

$$\mathbf{R = 2\left(R_0 + R_{п.е} + R_{е.б} + R_{р.е}\right) + R_е}. \qquad (3.10)$$

Опір від ефекту близькості з урахування впливу екрана можна визначити як

$$\mathbf{R_{е.б} + R_{р.е} = \left(1 - 4\frac{a^2 r_е^2}{r_е^4 - a^4}\right) R_{е.б}}, \qquad (3.11)$$

де $\mathbf{r_е}$ – внутрішній радіус екрана.

Екран, зменшуючи магнітне поле, знижує дію ефекту близькості. Можна підібрати такі розміри поперечного перерізу кабелю, при яких втрати від ефекту близькості будуть усунені. Такою умовою є

$$\mathbf{4a^2 r_е^2 \Big/ \left(r_е^4 - a^4\right) = 1 \quad \Rightarrow \quad a/r_е = 0{,}972}. \qquad (3.12)$$

Таким чином, оптимальна з точки зору активних втрат відстань між жилами кабелю дорівнює приблизно радіусу екрана.

При виконанні зазначеного оптимального співвідношення між $\mathbf{a}$ і $\mathbf{r_е}$ повний активний опір симетричного екранованого кабелю буде

$$\mathbf{R = 2\left(R_0 + R_{п.е}\right) + R_е}. \qquad (3.13)$$

Опір за рахунок втрат в екрані визначається як

$$\mathbf{R_е = 8R_{0е}\left(G\left(k_е r_е\right)\frac{a^2 r_е^2}{r_е^4 - a^4}\right) \Big/ \left(1 - H\left(k_е r_е\right)\frac{a^2 r_е^2}{r_е^4 - a^4}\right)}, \qquad (3.14)$$

де $\mathbf{R_{0е}}$ – опір екрана постійному струму; $\mathbf{k_е = \sqrt{\omega \mu_е \sigma}}$ – коефіцієнт втрат для метала екрана; $\mu_е$ – абсолютна магнітна проникність екрана.

Індуктивність симетричного екранованого кола за рахунок впливу відбитого від екрана магнітного поля дещо зменшується:

$$\mathbf{L_{зов.е} = 4\ln\frac{2a}{r}\frac{r_е^2 - a^2}{r_е^2 + a^2} \cdot 10^{-4}}. \qquad (3.15)$$

Зі зменшенням радіуса екрана міжпровідникова індуктивність значно зменшується. В реальних кабельних конструкціях зміна може досягати 15…20 %.

3.5.2. Ємність і провідність ізоляції

Ємність симетричного екранованого кола визначається як

$$\mathbf{C_е = \frac{\varepsilon}{36\ln\frac{2a}{r}\frac{r_е^2 - a^2}{r_е^2 + a^2}} \cdot 10^{-6}}. \qquad (3.16)$$

Ємність екранованого кола більша за ємність неекранованого. Чим ближче провідники розташовані до екрана ($a/r_e \to 1$), тим сильніше ефект впливу екрана й більша ємність кола. При великих радіусах екрана ($r_e \to \infty$) ємність екранованого кола наближається до ємності неекранованого.

Провідність ізоляції екранованого кола, так само як і неекранованого, розраховується за формулою

$$G_e = \omega C_e \, tg\delta . \qquad (3.17)$$

3.6. Оптимальні співвідношення параметрів симетричних ліній зв'язку

Однією з актуальних проблем кабельної техніки є збільшення дальності зв'язку без додаткових витрат кольорових металів (за рахунок збільшення перерізу провідників кабелю й зниження їхнього опору). Для вирішення цієї проблеми вдосконалюють апаратуру зв'язку й зменшують згасання кабельного кола.

Коефіцієнт згасання визначається виразом

$$\alpha = R/2\sqrt{C/L} + G/2\sqrt{L/C} = \alpha_м + \alpha_д , \qquad (3.18)$$

де $\alpha_м$, $\alpha_д$ – коефіцієнти згасання в металі й діелектрику.

Створити таку лінію, в якій би $R = G = 0$, неможливо, оскільки будь-яке реальне кабельне коло має активний опір R і провідність G. Можна лише підібрати таке співвідношення між параметрами кола, щоб його згасання було найменшим.

Характер зміни коефіцієнтів $\alpha_м$ і $\alpha_д$ при різних співвідношеннях $X = \sqrt{RC/LG}$ наведено на рис. 3.11.

Зі зростанням X величина $\alpha_м$ збільшується, а $\alpha_д$ різко зменшується. При $X = 1$ втрати в металі дорівнюють втратам у діелектрику ($\alpha_м = \alpha_д$) і згасання кабелю має найменшу величину:

$$\alpha_{min} = \alpha_0 = \sqrt{RG} .$$

Це має місце у тому випадку, коли первинні параметри кола знаходяться у співвідношенні $RC = LG$. Таке співвідношення є

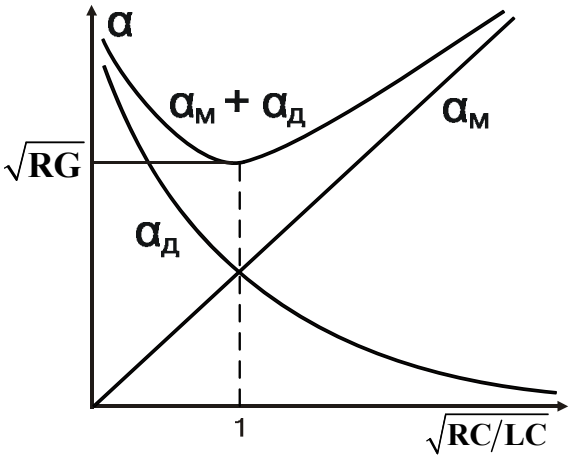


Рис. 3.11

оптимальним, і до нього слід наближатися при конструюванні кабелів зв'язку. В кабелях існуючих типів **R** і **C** перевищують за величинами **L** і **G**, тобто **RC >> LG**. Тому необхідно вживати спеціальних заходів для зменшення згасання:

– зменшувати опір **R** – складно, оскільки величина **R** регламентована допустимими витратами міді (діаметром жили);

– зменшувати ємність **C** – недоцільно, оскільки потребує збільшення відстані між жилами кабелю (тобто збільшення габаритних розмірів);

– збільшувати індуктивність **L** – єдиний реальних шлях зменшення згасання.

Існують декілька різних способів штучного збільшення індуктивності кабельних кіл зв'язку:

– ***пупінизація*** – ввімкнення у кабельне коло через певні відстані пупіновських (на честь автора Пупіна) котушок індуктивності;

– ***крарупізація*** – застосування феромагнітної обмотки на струмопровідній жилі;

– ***біметалізація*** – застосування біметалевих озалізнених жил;

– використання ***магнітодіелектрика***.

3.7. Конструкція симетричних кабелів і їхні характеристики

Симетричні кабелі широко використовуються на лініях магістрального, зонового, міського й сільського зв'язку.

Для ***магістрального зв'язку*** застосовуються 4х4 і 7х4 конструкції кабелів, а для зонового – конструкція 1х4. В усіх конструкціях використовуються мідні провідники діаметром 1,2 мм, ізоляція може бути стирофлексною (тип МКС), паперовою (тип МК) і поліетиленовою (тип МКП). Оболонка може бути свинцевою, алюмінієвою або стальною (гофрованою).

Основним типом симетричного кабелю є кабель конструкції 4х4 з кордельно-полістироловою (стирофлексною) ізоляцією МКС-4х4. Залежно від типу оболонки кабель маркують МКС (свинцева), МКСА (алюмінієва) або МКСС (стальна). Кабель в алюмінієвій оболонці більш дешевий і легкий, ніж у свинцевій, і має кращі екрануючі властивості. У всіх випадках конструкція сердечника кабелю ідентична. Будівельна довжина кабелю становить 825 м.

Конструкцію кабелю наведено на рис. 3.12, де 1 – поліетиленовий шланг; 2 – полівінілхлоридна стрічка; 3 – бітумна суміш; 4 – панцерний дріт; 5 – пряжа; 6 – дві панцерні стрічки; 7 – подушка; 8 – клейкий шар; 9 – алюмінієва оболонка; 10 – поясна ізоляція; 11 – четвірка; 12 – стрічка; 13 – кордель; 14 – жила; 15 – заповнювач.

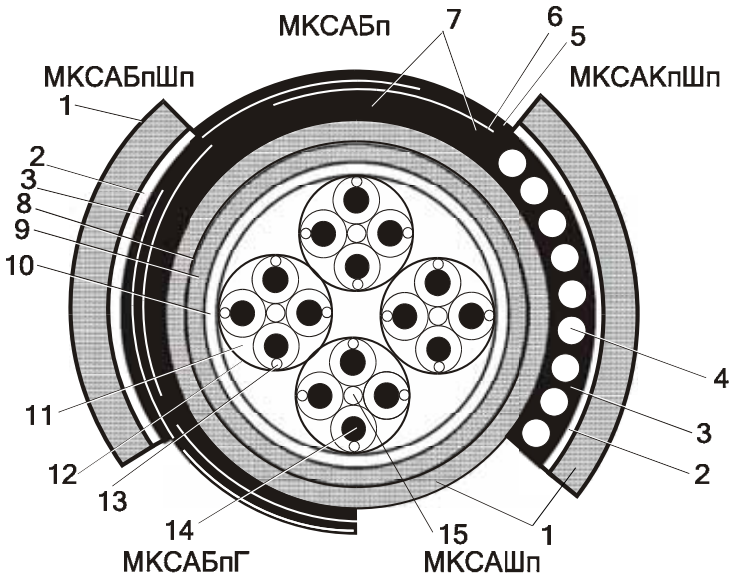


Рис. 3.12

Струмопровідні жили (14) четвірок (11) ізолюють різнобарвними полістирольним корделем (13) і полістирольною стрічкою (12). Перша пара кожної четвірки складається з жил червоного й жовтого кольорів, друга – з жил синього й зеленого кольорів. Центр четвірки заповнюють стирофлексним корделем (15).

Сформований з четвірок сердечник кабелю покривають поясною ізоляцією (10) і поміщають у захисну алюмінієву оболонку (9), що зберігає його від вологи й механічних впливів.

Поверх алюмінієвої оболонки наносять антикорозійне захисне покриття у вигляді бітуму (3) і поліетиленового шланга (1). Залежно від умов прокладання кабелю зверху шланга може бути використано додаткове покриття таких типів:

– Шп – поліетиленовий шланг (1) з клейким шаром (8), який застосовується при прокладанні кабелю в каналізаціях, колекторах, тунелях, а також у районах з малим зовнішнім електромагнітним впливом;

– БпГ – броня з двох стальних стрічок (6) з поліетиленовим шлангом (1) без зовнішнього покриття; кабелі з таким покриттям застосовуються при прокладанні в каналізаціях і ґрунтах усіх категорій;

– БпШп – броня з двох стальних стрічок (6) із зовнішнім поліетиленовим шлангом (1), яка застосовується для кабелів, що прокладаються в агресивних ґрунтах у районах з підвищеною грозовою діяльністю;

– Бп – броня з двох стальних стрічок (6) з поліетиленовим шлангом (1) і зовнішнім покриттям з кабельної пряжі (5), яка застосовується для кабелів, що прокладаються у ґрунтах усіх категорій;

– КпШп – броня з круглих дротів (4) із зовнішнім поліетиленовим шлангом (1), яка застосовується для кабелів, що призначені для про-

кладання в річках і районах вічної мерзлоти при великих розтяжних зусиллях.

Для кабелів МКС є нормованими такі електричні характеристики:

– опір кола постійному струму – 31,7 Ом/км;

– опір ізоляції – не менше 10 000 МОм·км;

– ємність – 24,5±1,0 нФ/км;

– перехідне згасання на ближньому кінці лінії – не менше 61,7 дБ;

– перехідне згасання на дальньому кінці лінії – не менше 73,8 дБ;

– електрична міцність ізоляції між жилами – 1500 В.

Для мереж ***міського зв'язку*** використовуються кабелі двох призначень:

– *абонентські*, які забезпечують зв'язок між АТС і абонентами, для чого застосовуються багатопарні телефонні кабелі до 2400х2;

– *з'єднувальні*, які забезпечують зв'язок між АТС і з міжміською станцією (МТС), для чого окрім телефонних також застосовуються симетричні або коаксіальні кабелі міжміського типу.

Абонентські телефонні кабелі підрозділяються на два типи:

– з *паперовою ізоляцією* (трубчатою або пористою) в металевій захисній оболонці (свинцевій, алюмінієвій або сталевій) без броні (ТГ) або з різними броньованими покриттями: сталевими стрічками (ТБ) або круглими дротами (ТК);

– з *пластмасовою ізоляцією* з суцільного поліетилену в поліетиленовій (ТПП), полівінілхлоридній (ТПВ) або сталевій (ТПС) оболонці.

В обох випадках жили кабелів виготовляються з міді.

Типи загальних скрутнів кабелю в сердечник такі:

– *повівний*, коли групи провідників розташовуються послідовними концентричними шарами (повівами) навколо центрального повіву;

– *пучковий*, коли групи провідників спочатку скручуються в уніфіковані пучки, що містять декілька десятків груп провідників (найбільш поширеними є уніфіковані пучки 100х2 (за ємністю розподільного боксу) і 10х2 (за ємністю розподільної коробки)), далі ці пучки скручують разом, утворюючи сердечник кабелю.

Кабелі ***сільського зв'язку*** підрозділяються на такі:

1. Міжстанційні – зазвичай застосовуються високочастотні одно- і двочетвірочні кабелі типів КСПП-1х4 і КСПП-2х4 (рис. 3.13), де 1 – мідна жила; 2 – ізоляція; 3 – гідрофобний заповнювач; 4 – поясна ізоляція; 5 – алюмінієвий екран; 6 – стальна стрічкова броня; 7 – поліетиленова оболонка.

Залежно від умов прокладання кабелю може бути використано покриття таких типів:

– Б – броня з двох сталевих стрічок із зовнішнім покриттям, що застосовується при прокладанні кабелю в ґрунті;

– К – броня з круглих дротів, яка використовується при прокладанні кабелю в річках і районах вічної мерзлоти.

Дальність міжстанційної передачі може сягати 100 км (у середньому 40 км).

2. Абонентські – зазвичай використовуються звичайні кабелі міського телефонного зв'язку ємністю до 50х2 (в основному 10–20 пар), при цьому довжина абонентських ліній не перевищую 15 км (у середньому 2...3 км). Застосовуються також однопарні кабелі типу ПРППМ-1х2 (рис. 3.14), де 1 – мідна жила; 2 – поліетилен; 3 – поліетиленова оболонка.

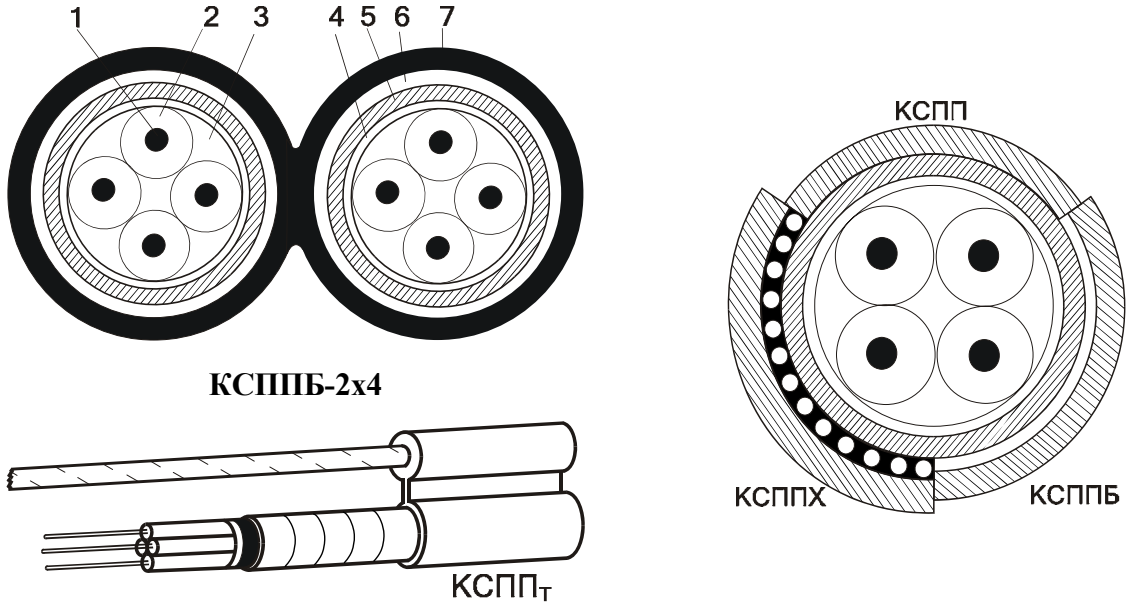


Рис. 3.13

Перевагами симетричних кабелів є технологічність конструкції й висока надійність зв'язку. Однак ці кабелі через відкрите поле мають порівняно низьку завадозахищеність, потребують виконання складних робіт з балансування й можуть застосовуватися лише для передачі сигналів в обмеженому діапазоні частот.

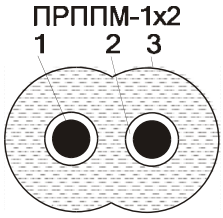


Рис. 3.14

4. КОАКСІАЛЬНІ КАБЕЛІ

4.1. Електричні процеси в коаксіальних колах

Здатність коаксіальної пари пропускати широкий спектр частот конструктивно забезпечується коаксіальним розташуванням внутріш-

нього й зовнішнього провідників. Взаємодія електромагнітних полів провідників коаксіальної пари така, що зовнішнє поле дорівнює нулю.

У металевій товщі провідника ***а*** магнітне поле $\mathbf{H}_\varphi^{\mathbf{a}}$ зростає, а поза ним зменшується за законом $\mathbf{H}_\varphi^{\mathbf{a}} = \mathbf{I}/2\pi\mathbf{r}$, де $\mathbf{r}$ – відстань від центра провідника (рис. 4.1). Поле $\mathbf{H}_\varphi^{\mathbf{б}}$ провідника ***б*** всередині порожнього циліндра відсутнє, а поза ним виражається таким самим рівнянням: $\mathbf{H}_\varphi^{\mathbf{б}} = -\mathbf{I}/2\pi\mathbf{r}$, де $\mathbf{r}$ – відстань від порожнього провідника.

Ураховуючи, що струми в провідниках ***а*** і ***б*** однакові за величиною й протилежні за знаком, магнітні поля внутрішнього й зовнішнього провідників $\mathbf{H}_\varphi^{\mathbf{a}}$ і $\mathbf{H}_\varphi^{\mathbf{б}}$ в будь-якій точці простору поза коаксіальною парою також будуть однаковими за величиною й спрямовані в різні боки. Отже, результуюче магнітне поле поза коаксіальною парою буде дорівнювати нулю.

Таким чином, силові лінії магнітного поля розташовані всередині коаксіальної пари у вигляді концентричних окружностей, а поза коаксіальною парою магнітне поле відсутнє. Електричне поле всередині коаксіальної пари також замикається по радіальних напрямках між провідниками, а поза її межами дорівнює нулю (рис. 4.2).

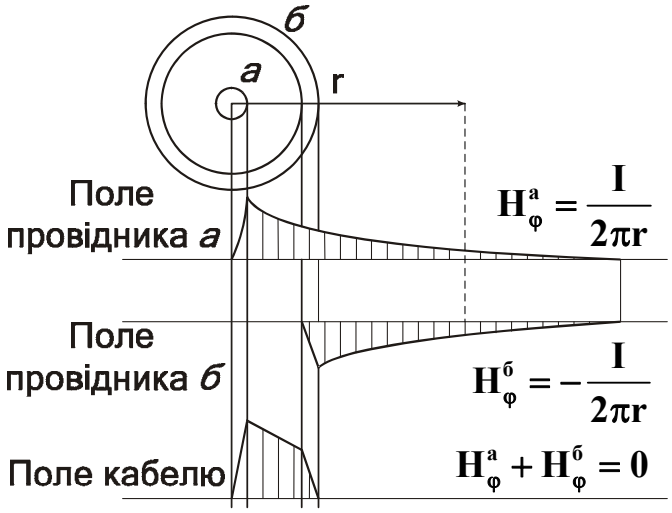


Рис. 4.1

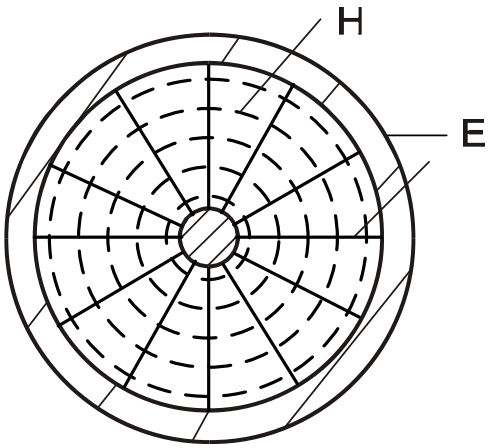


Рис. 4.2

Відсутність зовнішнього електромагнітного поля обумовлює такі основні переваги коаксіальних кабелів: широкий діапазон частот, велика кількість інформаційних каналів, захищеність від завад, можливість організації однокабельного зв’язку.

Поверхневий ефект у внутрішньому провіднику повністю аналогічний ефекту в провіднику симетричної лінії, а у зовнішньому провіднику щільність струму збільшується у напрямку до його внутрішньої поверхні. Це пояснюється тим, що на струм зовнішнього провідника

впливає поле внутрішнього провідника. Якщо б цього провідника не було, то змінний струм, проходячи зовнішнім провідником, внаслідок поверхневого ефекту витіснявся б на зовнішню поверхню.

Вплив внутрішнього провідника ***а*** полягає у тому, що змінне магнітне поле, що створюється струмом, який протікає у ньому, наводить у металевій товщі порожнього провідника ***б*** вихрові струми $\mathbf{I_{в.с}}$. На внутрішній поверхні провідника ***б*** вихрові струми збігаються за напрямом з основним струмом ($\mathbf{I + I_{в.с}}$), а на зовнішній – прямують проти нього ($\mathbf{I - I_{в.с}}$) (рис. 4.3).

Внаслідок цього струм у провіднику перерозподіляється таким чином, що його щільність зростає у напрямку до внутрішньої поверхні. Отже, струми в провідниках ***а*** і ***б*** як би зміщаються й концентруються на взаємно обернених поверхнях провідників (рис. 4.4).

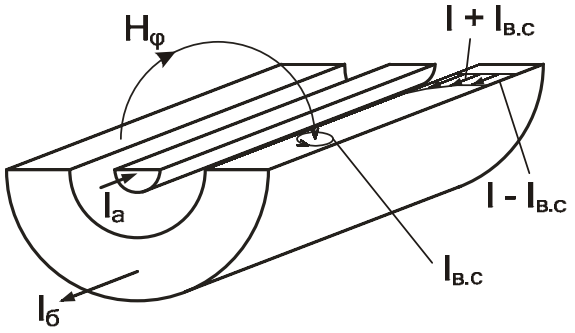


Рис. 4.3

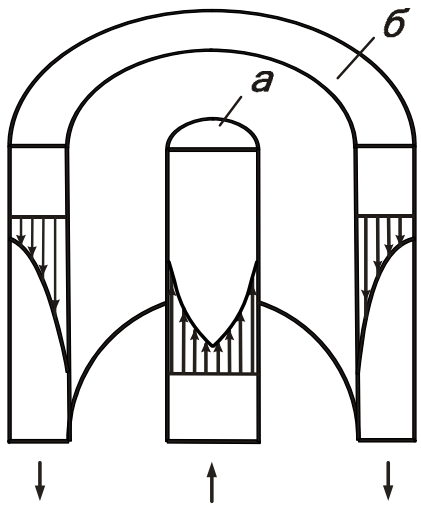


Рис. 4.4

Чим вища частота, тим сильніший ефект зміщення струму на зовнішню поверхню провідника ***а*** і внутрішню поверхню провідника ***б***. Внаслідок цього енергія зосереджується всередині коаксіального кабелю в діелектрику, а провідники лише задають напрямок розповсюдження електромагнітної хвилі.

Заважальне електромагнітне поле високої частоти, що створюється сусідніми колами передачі або іншими джерелами завад, діючи на зовнішній провідник коаксіальної пари, також буде розповсюджуватися не по всьому перерізу кабелю, а лише по його зовнішній поверхні.

Зовнішній провідник коаксіальної пари виконує дві функції: є ***зворотним провідником*** кола передачі й ***захищає*** (екранує) передачу, що здійснюється кабелем, від заважальних впливів.

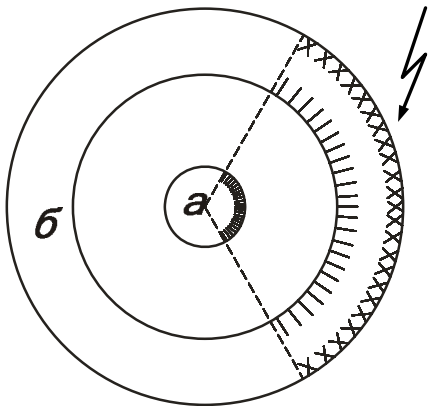


Рис. 4.5

Основний струм передачі концентрується на внутрішній поверхні зовнішнього провідника, а струм завад – на його зовнішній поверхні (рис. 4.5).

Як основний струм, так і струм завад проникають у товщу провідника лише на глибину, що визначається коефіцієнтом вихрових струмів $\mathbf{k} = \sqrt{\omega\mu_а\sigma}$. Чим вища частота, тим більше віддаляються один від одного зазначені струми й, відповідно, кабель краще захищений від впливу сторонніх завад.

Таким чином, основні переваги коаксіального кабелю особливо яскраво проявляються у високочастотній частині спектра, що передається.

4.2. Визначення первинних параметрів коаксіальних ліній

4.2.1. Опір та індуктивність

Визначення цих параметрів здійснюється на основі врахування поглиненої провідниками енергії, що спрямована всередину коаксіального кабелю.

Повний опір коаксіальної пари складається з опору внутрішнього $\mathbf{R_а}$ і зовнішнього $\mathbf{R_б}$ провідників.

Під час визначення загальної індуктивності коаксіального кабелю окрім внутрішньої індуктивності провідників $\mathbf{L_а}$ і $\mathbf{L_б}$ необхідно також врахувати зовнішню міжпровідникову індуктивність $\mathbf{L_{зов}}$.

Для високих частот (60…100 кГц і вище), які мають велике практичне значення при застосування коаксіального кабелю, розрахунок опору $\mathbf{R}$, Ом/км, та индуктивности $\mathbf{L}$, Гн/км, можна здійснювати за такими спрощеними формулами:

$$\mathbf{R = R_а + R_б = \frac{\sqrt{2}k}{4\pi\sigma}\left(\frac{1}{r_а} + \frac{1}{r_б}\right)}, \qquad (4.1)$$

де $\mathbf{r_а}$ – радіус внутрішнього провідника; $\mathbf{r_б}$ – внутрішній радіус зовнішнього провідника; $\mathbf{k}$ – коефіцієнт вихрових струмів; $\boldsymbol{\sigma}$ – провідність провідників;

$$\mathbf{L = L_а + L_б + L_{зов} = \left[\frac{\sqrt{2}\mu_а}{4\pi k}\left(\frac{1}{r_а} + \frac{1}{r_б}\right) + 2\ln\frac{r_б}{r_а}\cdot 10^{-4}\right]}, \qquad (4.2)$$

де $\boldsymbol{\mu_а}$ – абсолютна магнітна проникність провідників.

4.2.2. Ємність і провідність ізоляції

Під час визначення ємності **C**, Ф/км, коаксіального кабелю враховують, що він аналогічний циліндричному конденсатору і його електричне поле створюється двома циліндричними поверхнями зі спільною віссю, внаслідок чого напруженість електричного поля має рівні потенціали на однаковій відстані від центра кабелю:

$$\mathbf{C} = \frac{\varepsilon \cdot 10^{-6}}{18 \ln\left(r_б / r_a\right)}, \qquad (4.3)$$

де ε – діелектрична проникність ізоляції.

Провідність ізоляції **G**, См/км, коаксіального кабелю визначається за тією ж самою формулою, що й провідність ізоляції симетричного кабелю:

$$\mathbf{G} = \frac{1}{R_{із}} + \omega C \operatorname{tg}\delta. \qquad (4.4)$$

Оскільки на практиці $R_{із}$ нормується на рівні 10^4 МОм·км, то у використовуваному діапазоні частот часто провідність ізоляції можна не враховувати.

4.3. Основні залежності первинних параметрів коаксіальних ліній

Частотні залежності первинних параметрів коаксіальних ліній повністю аналогічні залежностям параметрів симетричних ліній. Зі зростанням частоти активний опір закономірно збільшується за рахунок поверхневого ефекту й ефекту близькості, причому найбільшу питому вагу має опір внутрішнього провідника, тобто величина R_a більша за $R_б$ в 3 – 4 рази.

Індуктивність зі збільшенням частоти зменшується. Це зумовлено зменшенням внутрішньої індуктивності провідників L_a і $L_б$ за рахунок поверхневого ефекту. Зовнішня індуктивність зі зміною частоти не змінюється.

Ємність коаксіального кабелю від частоти не залежить. Провідність зі зростанням частоти збільшується лінійно. Величина її, в першу чергу, залежить від якості діелектрика, що використовується в кабелі.

Зміна первинних параметрів зі збільшенням співвідношення радіусів (діаметрів) зовнішнього й внутрішнього провідників коаксіального кабелю має вигляд, наведений на рис. 4.6.

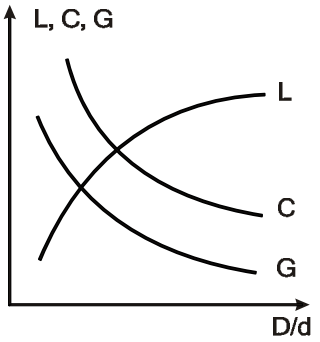


Рис. 4.6

Зі збільшенням **D/d** ($r_б/r_a$) індуктивність кабелю зростає, а його ємність і провідність ізоляції зменшуються. Активний опір **R** не зале-

жить від співвідношення $\mathbf{D/d}$, а визначається абсолютними значеннями радіусів зовнішнього й внутрішнього провідників. Чим товстіше провідники, тим менші їхні активні опори.

4.4. Визначення вторинних параметрів коаксіальних ліній

Оскільки коаксіальні кабелі практично використовуються в спектрі частот від 60 кГц і вище, де $\mathbf{R<<\omega L}$ і $\mathbf{G<<\omega C}$, вторинні параметри передачі можна визначити за такими формулами:

$$\mathbf{Z_x = \sqrt{L/C}}, \tag{4.5}$$

$$\alpha = \mathbf{8,69}\left(\frac{\mathbf{R}}{\mathbf{2}}\sqrt{\frac{\mathbf{C}}{\mathbf{L}}} + \frac{\mathbf{G}}{\mathbf{2}}\sqrt{\frac{\mathbf{L}}{\mathbf{C}}}\right), \tag{4.6}$$

$$\beta = \omega\sqrt{\mathbf{LC}}, \tag{4.7}$$

$$\mathbf{v = 1/\sqrt{LC}}. \tag{4.8}$$

Зазвичай вторинні параметри прийнято виражати безпосередньо через габаритні розміри ($\mathbf{d}$ і $\mathbf{D}$) і параметри ізоляції ($\boldsymbol{\varepsilon}$, $\mathbf{tg\delta}$). В цьому випадку можна користуватися такими формулами:

– для хвильового опору

$$\mathbf{Z_x = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon}}\ln\left(\frac{D}{d}\right)}; \tag{4.9}$$

– для коефіцієнта згасання

$$\alpha = \frac{\mathbf{2,6\sqrt{f\varepsilon}}}{\mathbf{\ln(D/d)}}\left(\frac{\mathbf{1}}{\mathbf{d}} + \frac{\mathbf{1}}{\mathbf{D}}\right)\cdot\mathbf{10^{-3}} + \mathbf{9,08\cdot f\sqrt{\varepsilon}tg\delta\cdot 10^{-5}}; \tag{4.10}$$

– для коефіцієнта фази

$$\beta = \omega\sqrt{\mu_a\varepsilon_a} = \omega\sqrt{\varepsilon}/\mathbf{c}; \tag{4.11}$$

– для швидкості розповсюдження енергії

$$\mathbf{v} = \omega/\beta = \mathbf{c}/\sqrt{\varepsilon}. \tag{4.12}$$

4.5. Оптимальне співвідношення діаметрів провідників коаксіального кола

Оптимізація параметрів у випадку коаксіальної лінії полягає, в першу чергу, в виборі співвідношення діаметрів зовнішнього й внутрішнього провідників кабелю, при якому будуть мінімальними затрати матеріалів і ресурсів на його виготовлення, а також забезпечуватиметься мінімізація або максимізація одного з передаточних параметрів.

Для кабелів зв'язку, за допомогою яких необхідно забезпечити найбільшу дальність зв'язку, основною задачею є задача ***мінімізації згасання***.

Під час використання сучасних високоякісних діелектриків коефіцієнт згасання α коаксіального кабелю може бути визначений як

$$\alpha = \frac{2{,}6\sqrt{f\varepsilon}}{\ln(D/d)}\left(\frac{1}{d}+\frac{1}{D}\right)\cdot 10^{-3} = \frac{2{,}6\sqrt{f\varepsilon}}{\ln(D/d)}\frac{1}{D}\left(\frac{D}{d}+1\right)\cdot 10^{-3}. \qquad (4.13)$$

Як випливає з виразу (4.13), зі зростанням D/d чисельник збільшується лінійно, а знаменник – пропорційно логарифму співвідношення D/d, що свідчить про наявність у залежності $\alpha(D/d)$ оптимуму (рис. 4.7). За допомогою диференціального аналізу при $D = const$ маємо, що α мінімальне при співвідношенні

$$D/d = 3{,}6. \qquad (4.14)$$

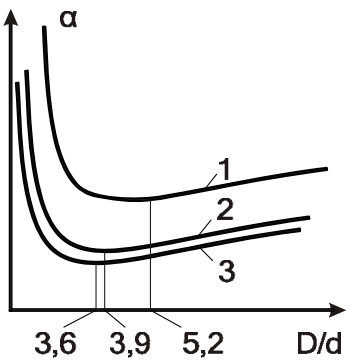


Рис. 4.7

Співвідношення (4.14) справедливе для кабелів з однаковими (мідними) провідниками (див. рис. 4.7, крива 3). Якщо ж провідники виготовлені з різних металів (внутрішній – з міді, а зовнішній – зі свинцю (крива 1) або алюмінію (крива 2)), то мінімальне згасання визначається за формулою

$$\ln(D/d) = 1 + d/D\sqrt{\sigma_d/\sigma_D}, \qquad (4.15)$$

де σ_d і σ_D – провідності металів внутрішнього й зовнішнього провідників відповідно.

Під час конструювання коаксіального кабелю, якщо величина його хвилевого опору суворо нормована, доводиться відступати від оптимального співвідношення D/d. При цьому намагаються вибирати відхилення співвідношення D/d лише у дещо більший бік, оскільки відхилення у менший бік пов'язано з доволі різким зростанням коефіцієнта згасання (див. рис. 4.7).

Для забезпечення заданого хвилевого опору Z_x співвідношення D/d визначається як

$$D/d = \exp\left(Z_x\sqrt{\varepsilon}/60\right). \qquad (4.16)$$

Як видно з виразу (4.16), хвильовий опір кабелю значною мірою залежить від величини діелектричної проникності ізоляції ε. Наприклад, для забезпечення хвильового опору Z_x = 75 Ом між D/d і ε повинні виконуватися певні співвідношення. Деякі з них наведено у табл. 4.1.

Таблиця 4.1

ε	1,0	1,03	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	2,3
D/d	3,5	3,6	3,7	3,9	4,2	4,36	4,5	6,8

Якщо за допомогою кабелю необхідно забезпечити передачу великої потужності або є потреба у кабелі, розрахованому на велику напругу, як це зазвичай буває в коаксіальних радіочастотних кабелях фідерного призначення, то оптимальну конструкцію матимемо при іншому співвідношенні **D/d**. Так, для забезпечення максимальної електричної міцності треба дотримуватися співвідношення **D/d = e = 2,718**, а для забезпечення максимальної потужності – **D/d = 1,65**.

4.6. Конструкція коаксіальних кабелів та їхні характеристики

Коаксіальні кабелі завдяки своїй великій пропускній здатності використовуються в основному на лініях магістрального й зонового зв'язку. Окрім того, вони можуть використовуватися для з'єднувального міського й приміського зв'язку.

Найбільше поширення для ***магістрального зв'язку*** отримали кабелі:

– ***середнього*** (2,6/9,5) типу (КМ-4) – для організації багатоканального зв'язку й телебачення на великі відстані між кінцевими пунктами й крупними вузлами зв'язку;

– ***малогабаритного*** (1,2/4,6) типу (МКТ-4) – для організації розподільних каналів між проміжними пунктами й міськими вузлами зв'язку, розташованими за трасою магістралі;

– ***комбіновані***, які складаються з чотирьох, шести або восьми коаксіальних пар середнього типу й чотирьох або шести малогабаритних пар, наприклад КМ-8/6 (в чисельнику зазначено кількість коаксіальних пар середнього типу, в знаменнику – кількість малогабаритних пар).

Магістральний коаксіальний кабель 2,6/9,5 типу КМ-4 (рис. 4.8) містить чотири коаксіальні пари і п'ять зіркових четвірок.

Кожна коаксіальна пара (рис. 4.9) складається з внутрішнього мідного провідника діаметром 2,6 мм (1) і зовнішнього провідника у вигляді мідної трубки діаметром 9,5 мм з одним подовжнім швом (3). Коаксіальна пара має ізоляцію з поліетиленових шайб товщиною 2,2 мм (2) на відстані 25 мм одна від одної. Поверх зовнішнього провідника розташовано додатковий екран у вигляді двох м'яких стальних стрічок товщиною 0,14...0,2 мм (4), який покривають одним-двома шарами кабельного паперу (5). Кабель має свинцеву оболонку, звичайне броньоване покриття й маркується як КМБ, КМГ, КМК.

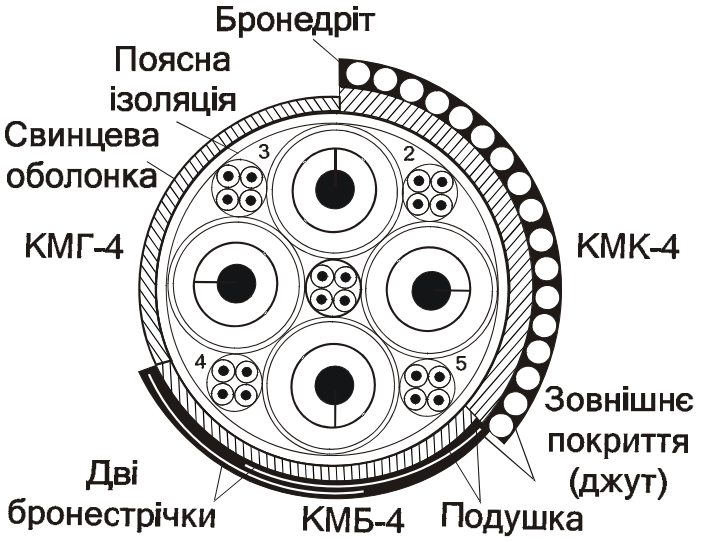


Рис. 4.8

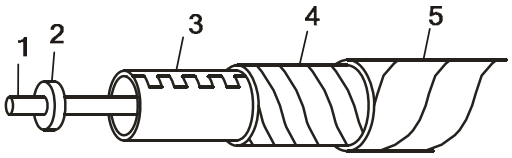


Рис. 4.9

Основні електричні характеристики коаксіальної пари 2,6/9,5:

– номінальний хвильовий опір Z_x = 75 Ом;

– перехідне згасання A_0 = 122 дБ при частоті 300 кГц;

– коефіцієнт згасання α = 2,48 дБ/км на частоті 1 МГц;

– випробна напруга U = 3,7 кВ.

Коаксіальні кабелі також випускають в алюмінієвій (КМА-4) і комбінованій (свинцева поверх алюмінієвої) оболонках (КМЕ-4). Ці кабелі мають підвищені екрануючі властивості й призначені для прокладання в районах з високою грозовою активністю й на ділянках, близьких до ЛЕП.

Малогабаритний коаксіальний кабель 1,2/4,6 типу МКТ-4 виготовляють в свинцевій (МКТС-4) або алюмінієвій (МКТА-4) оболонці (рис. 4.10).

Внутрішній провідник (1) коаксіальної пари (рис. 4.11) кабелю виготовляється з міді діаметром 1,2 мм. Ізоляція (2) повітряно-поліетиленова балонного типу. Зовнішній провідник (3) мідний товщиною 0,1 мм і діаметром 4,6 мм з подовжнім швом. Екран (4) складається з двох сталевих стрічок товщиною по 0,1 мм. Уся конструкція покрита полівінілхлоридною стрічкою (5). Чотири коаксіальні пари скручують разом з п’ятьма сигнальними парами діаметром 0,5 мм і покривають поясною ізоляцією. Ззовні кабель має свинцеву оболонку й відповідне броньоване покриття.

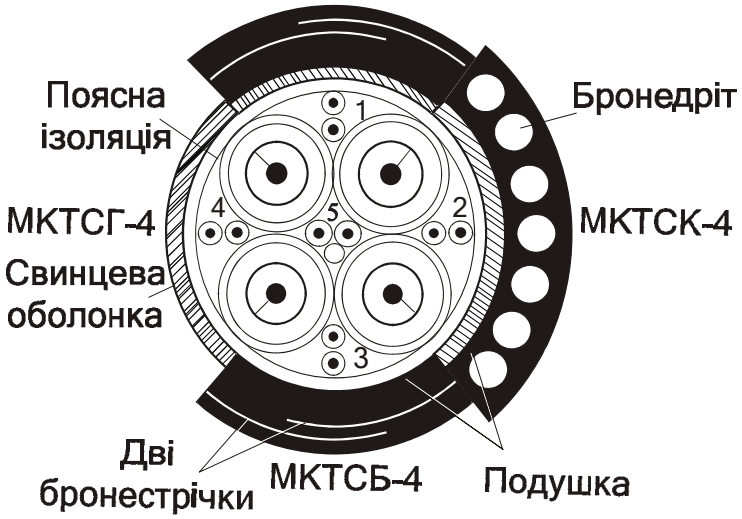


Рис. 4.10

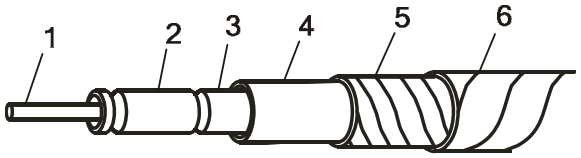


Рис. 4.11

Основні електричні характеристики коаксіальної пари 1,2/4,6:

– номінальний хвильовий опір Z_x = 75 Ом;

– перехідне згасання A_0 = 104 дБ при частоті 60 кГц;

– коефіцієнт згасання α = 5,33 дБ/км на частоті 1 МГц;

– випробна напруга U = 2 кВ.

Перевагами кабелю є простота конструкції й технологічність виготовлення.

Комбіновані коаксіальні кабелі містять середні пари 2,6/9,5 мм, малогабаритні коаксіальні пари 1,2/4,6 мм і симетричні групи.

Комбіновані кабелі дозволяють:

– організувати потужні пучки телефонних каналів і телевізійну передачу на великі відстані коаксіальними парами 2,6/9,5 мм;

– забезпечити розподільні канали для зв’язку між містами й проміжними пунктами коаксіальними парами 1,2/4,6 мм;

– забезпечити виділення необхідної кількості каналів у будь-якому пункті траси коаксіальними парами 1,2/4,6 мм;

– організувати службовий зв’язок і телесигналізацію симетричними парами й четвірками.

Кабель КМ-8/6 містить (рис. 4.12) вісім коаксіальних пар 2,6/9,5 мм, шість коаксіальних пар 1,2/4,6 мм, одну четвірку, вісім симетричних пар і шість окремих жил.

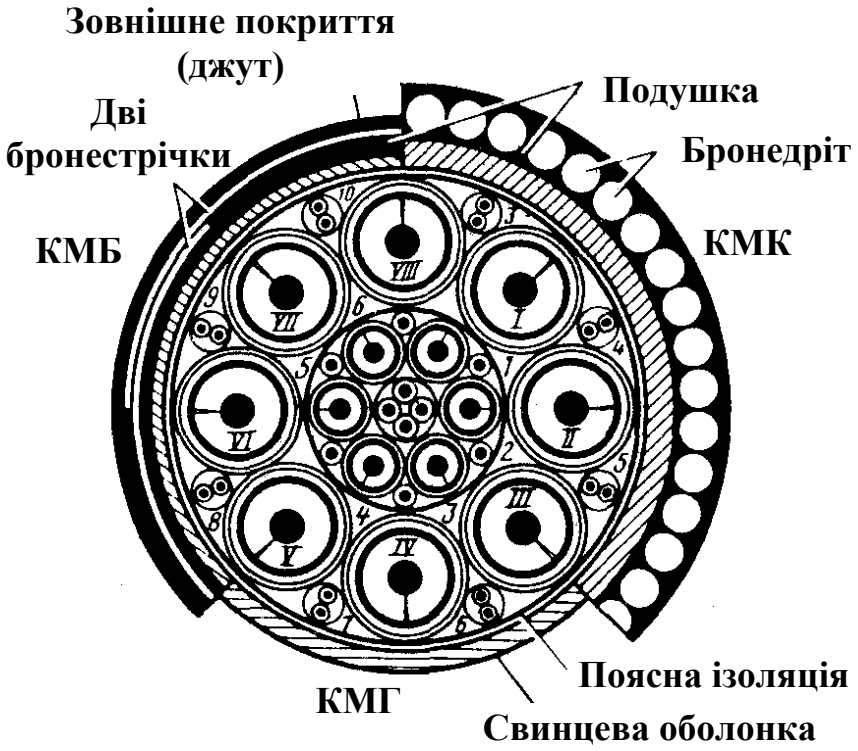


Рис. 4.12

Усі симетричні пари, четвірки й окремі провідники мають мідні жили діаметром 0,9 мм з трубчасто-поліетиленовою ізоляцією.

Електричні характеристики комбінованих кабелів аналогічні характеристикам кабелю КМБ-4 для пар 2,6/9,5 і кабелю МКТ-4 для пар 1,2/4,6.

Для організації зонового зв'язку на відстані до 600 км призначено однокоаксіальний кабель ВКПАШп-1 (2,1/9,7).

Конструктивно кабель виконується в двох варіантах: підземному (ВКПАШп-1) і підвісному самонесучому з умонтованим тросом (ВКПАШпт-1) (рис. 4.13). Довжина підвісного кабелю між опорами становить 50...65 м.

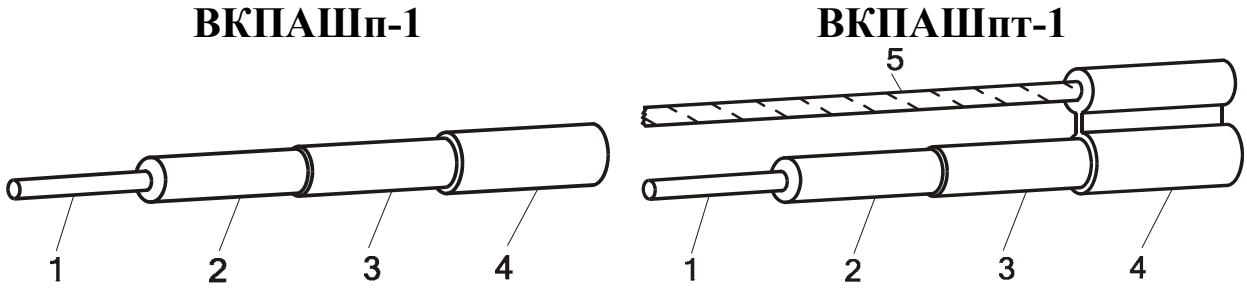


Рис. 4.13

Внутрішній провідник (1) кабелю (див. рис. 4.13) виконано з мідного дроту діаметром 2,1 мм, ізоляцію (2) – з пористого поліетилену зовнішнім діаметром 9,7 мм. Зовнішній провідник (3) являє собою

алюмінієву пресовану трубку товщиною 0,8 мм, яка виконує роль екрана. Захисну оболонку (4) виконано з світлостійкого поліетилену товщиною 2,2 мм.

У конструкцію підвісного кабелю в спільну поліетиленову оболонку вмонтовано сталевий трос (5) зі 49 оцинкованих сталевих дротів діаметром 0,34 мм. У поперечному перерізі підвісний кабель має форму вісімки.

5. ОПТИЧНІ КАБЕЛІ

Актуальність розвитку волоконно-оптичного зв'язку полягає у тому, що ресурси міді й свинцю вельми обмежені, а кабельна промисловість споживає до 50% міді й 25% свинцю від загальних світових ресурсів.

Оптичні кабелі на відміну від електричних з мідними провідниками не потребують дефіцитних матеріалів і виготовляються зі скла й пластмаси.

Основними перевагами оптичних кабелів (ОК) є:

– ***широкосмуговість*** і здатність передавати великий потік інформації;

– ***мале згасання*** й незалежність його від частоти у широкому діапазоні;

– ***висока завадозахищеність*** від зовнішніх електромагнітних впливів;

– ***малогабаритність*** **і** ***легкість*** (маса оптичного кабелю в 10 – 12 разів менша, ніж маса електричного кабелю при однаковій пропускній здатності);

– ***надійна техніка безпеки*** (незаймистість, відсутність можливості короткого замикання).

Оптичні лінії передачі можуть бути:

– ***відкритими*** (атмосферними), які зазнають впливу метеорологічних умов і не забезпечують необхідної надійності зв'язку;

– у вигляді ***лінзових світловодів*** з періодичною корекцією розбіжності й спрямуванням променя за допомогою системи лінз і дзеркал; вони є досить дорогими, потребують ретельного юстирування й складних пристроїв керування променем;

– у вигляді ***волоконних світловодів***, коли можливе створення високонадійних оптичних систем зв'язку на основі оптичних волокон з малими втратами.

Основними областями використання є:

– магістральні й зонові мережі зв'язку;

– міські й сільські мережі зв'язку для створення межстанційних з'єднань;

– мережі передачі широкосмугової інформації (телебачення, передача мультимедійних даних, відеотелефонія);

– об’єктові мережі зв’язку (обчислювальні мережі, мережі літальних апаратів, кораблів).

5.1. Фізичні процеси в волоконних світловодах

Основною відмінністю оптичних кабелів від електричних є повна відсутність у них струмів провідності $\mathbf{I_{пр}}$. В оптичному кабелі, як і при радіопередачі, мають місце лише струми зміщення $\mathbf{I_{зм}}$, однак хвиля розповсюджується не в вільному просторі, а концентрується в самому об’ємі світловода й передається ним у заданому напрямку.

Передача хвилі світловодом здійснюється за рахунок відбиття її від межі поділу сердечника і оболонки, які мають різні показники заломлення ($\mathbf{n_1}$ і $\mathbf{n_2}$) (рис. 5.1).

У звичайних кабелях носієм інформації, що передається, є електричний струм, в оптичних кабелях – лазерний промінь. Світло має двоїсту природу: хвильову й квантову.

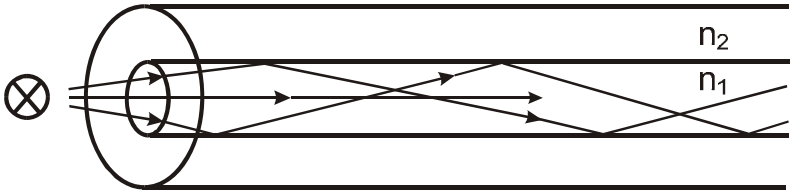


Рис. 5.1

Хвильова теорія світла обґрунтовує, що світло є різновидом електромагнітних коливань дуже високих частот (10^{14}…10^{15} Гц) і дуже коротких хвиль (мікрони).

Різниця у кольорі пояснюється різницею довжин хвиль. Так, красному кольору відповідає довжина хвилі $\lambda = 0{,}7$ мкм, зеленому – 0,55 мкм, фіолетовому – 0,4 мкм. В рамках цього підходу застосовується хвильова теорія електродинаміки й рівняння Максвелла.

За ***корпускулярною теорією*** світло – це потік швидкорухомих дрібних частинок (корпускул), які випромінюються тілом, що світиться. Корпускули випромінюються окремими порціями (квантами). В рамках цього підходу можна користуватися променевою теорією.

Промені світла розповсюджуються за законами геометричної оптики. Таким чином, теорія світла є синтезом його хвильових і квантових властивостей.

Для зв’язку по світловодах використовуються видимі промені (0,4…0,75 мкм) і ближній діапазон інфрачервоних променів (від 0,85…1,3…1,55 до 4…6 мкм).

Порівнюючи хвильову й променеву теорії світловодів, можна зробити висновок, що променеві методи менш громіздкі й дають більш наочне пояснення фізичним процесам, що відбуваються в світловодах.

5.2. Променева теорія передачі енергії світловодами

Подамо реальну хвилю в світловоді у вигляді серії плоских хвиль і розглянемо геометрію електромагнітного поля однієї з них. Лінії рівних фаз поля розглядуваної хвилі мають вигляд, наведений на рис. 5.2.

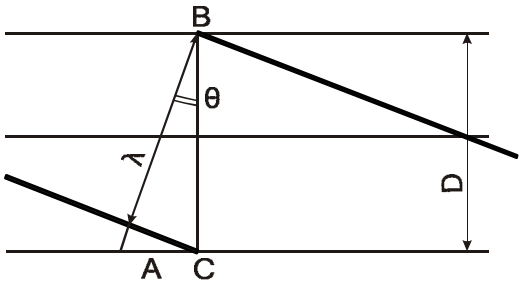


Рис. 5.2

Відстань між цими лініями дорівнює довжині хвилі **λ**. Хвиля рухається у напрямку **A-B** перпендикулярно до ліній рівних фаз і утворює з поперечним перерізом світловода кут **θ**.

Із трикутника **ABC** можна отримати співвідношення $\cos\theta = \lambda/D$, де **D** – діаметр світловода. Зі збільшенням кута **θ** довжина хвилі зменшується, змінюючись від $\lambda = D$ (при $\theta = 0°$) до $\lambda = 0$ (при $\theta = 90°$).

Хвилі в світловоді розповсюджуються зигзагоподібно, багаторазово відбиваючись під кутом **2θ** від межі серцевина – оболонка. Процес розповсюдження хвилі залежіть від частоти (рис. 5.3).

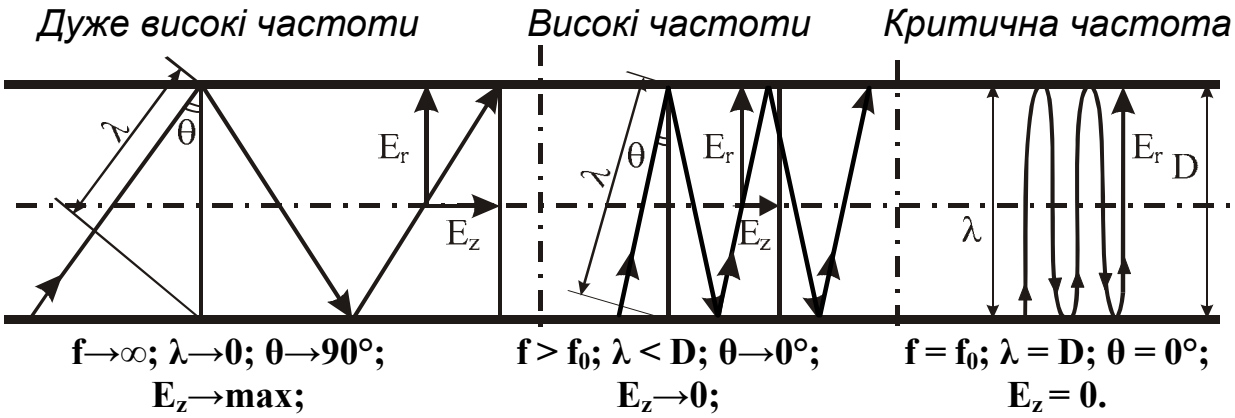


Рис. 5.3

При $f \to \infty$ ($\lambda \to 0$) кут $\theta \to 90°$, хвиля відбивається невелику кількість разів й траєкторія її руху вздовж світловода наближається до прямо-

лінійної. Подовжня складова поля $\mathbf{E_z}$ (або $\mathbf{H_z}$) є максимальною, і передача енергії відбувається у вигідних умовах.

При $\mathbf{f > f_0}$ ($\boldsymbol{\lambda < D}$) кут $\boldsymbol{\theta \to 0°}$, хвиля відбивається велику кількість разів і її рух вздовж світловода є повільним. Складова поля $\mathbf{E_z}$ (або $\mathbf{H_z}$) є мінімальною, і вздовж світловода передається незначна частка енергії.

При певній, порівняно низькій, частоті $\mathbf{f = f_0}$ встановлюється режим, коли $\boldsymbol{\lambda = D}$, і хвиля, падаючи на межу серцевина – оболонка, відбивається перпендикулярно до неї. В світловоді встановлюється режим стоячої хвилі, і енергія вздовж нього не передається.

Частота $\mathbf{f_0}$, при якій встановлюється режим стоячої хвилі, має назву ***критичної*** і являє собою нижню межу частот, які можуть розповсюджуватися по цьому світловоду. Таким чином, світловод діє як фільтр верхніх частот з частотою зрізу, що дорівнює критичній частоті. Критична частота $\mathbf{f_0}$ і відповідна їй ***критична довжина хвилі*** $\boldsymbol{\lambda_0 = c/f_0}$ залежать від конструкції світловода (зокрема його діаметра).

Оскільки межею сердечник – оболонка є прозорі стекла, то може відбуватися не тільки відбиття променя, але й його проникнення в оболонку (рис. 5.4).

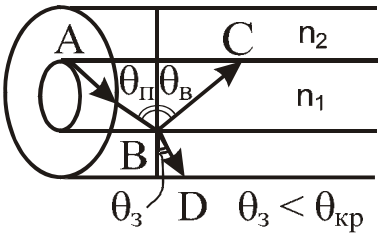


Рис. 5.4

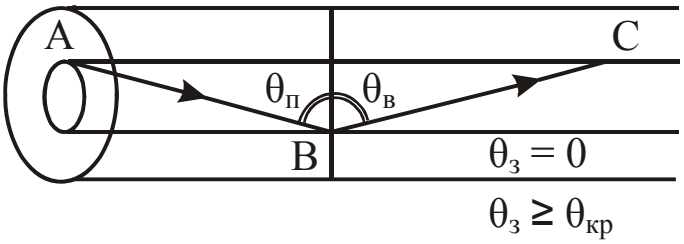


Рис. 5.5

За законами геометричної оптики у загальному вигляді на межі сердечник – оболонка будуть спостерігатися падаючий (**AB**), відбитий (**BC**) і заломлений (**BD**) промені (див. рис. 5.4).

Для запобігання переходу енергії в оболонку і її випромінювання необхідно забезпечити виконання умови повного внутрішнього відбиття [4].

Під час переходу з середовища з більшою щільністю в середовище з меншою, тобто при $\mathbf{n_1 > n_2}$ ($\mathbf{n} = \sqrt{\mu\varepsilon}$), хвиля при певному куті падіння $\boldsymbol{\theta_п \geq \theta_{кр}}$ повністю відбивається і не переходить у інше середовище (рис. 5.5).

Кут падіння $\boldsymbol{\theta_{кр}}$, починаючи з якого вся енергія відбивається від межі поділу середовищ, тобто при $\boldsymbol{\theta_п = \theta_{кр}}$, має назву ***кута повного внутрішнього відбиття*** і визначається співвідношенням

$$\sin\theta_{кр} = n_2/n_1 = \sqrt{\varepsilon_2/\varepsilon_1}\,, \qquad (5.1)$$

де ε – діелектрична проникність сердечника (ε_1) і оболонки (ε_2).

При $\theta_п = \theta_{кр}$ енергія, що надійшла в сердечник, повністю відбивається й зигзагоподібно розповсюджується світловодом. Чим більший кут падіння, тобто $\theta_п > \theta_{кр}$ у межах від $\theta_{кр}$ до 90°, тим умови розповсюдження кращі і енергія швидше досягає приймального кінця. В цьому випадку вся енергія концентрується в сердечнику світловода й практично не випромінюється назовні. При куті $\theta_п < \theta_{кр}$ енергія проникає в оболонку, випромінюється в зовнішній простір і передача стає неефективною.

Режим повного внутрішнього відбиття обумовлює умови подачі світла на вхідний торець волоконного світловода – він буде пропускати лише світло, замкнене в межах тілесного кута θ_A, який характеризується ***апертурою***, тобто кутом між оптичною віссю і однією з твірних світлового конуса, що потрапляє в торець волоконного світловода (рис. 5.6).

Між кутом повного внутрішнього відбиття $\theta_{кр}$ і апертурним кутом θ_A існує такий взаємозв'язок: чим більший кут $\theta_{кр}$, тим менша апертура волокна θ_A.

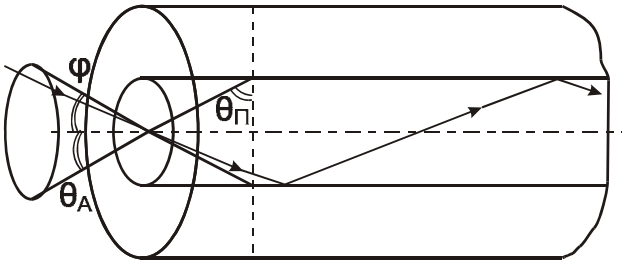


Рис. 5.6

Зазвичай на практиці зручніше користуватися поняттям ***числової апертури***, яка визначається за формулою

$$NA = n_0 \sin\theta_A = n_0\sqrt{n_1^2 - n_2^2} = \sqrt{n_1^2 - n_2^2}\,, \qquad (5.2)$$

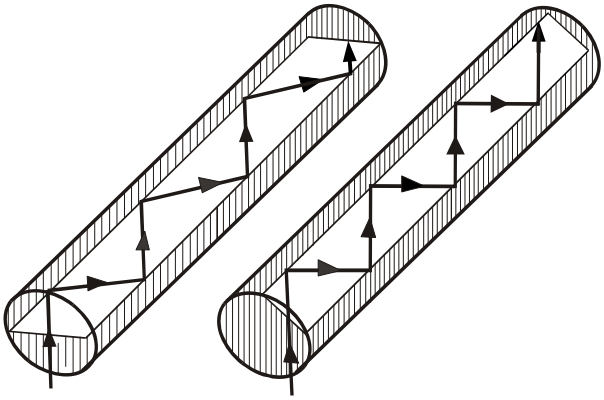
де n_0 – показник заломлення повітря $n_0 = 1$.

Числова апертура характеризує всі компоненти оптичного каналу: світловоди, джерела й приймачі випромінювання. Для мінімізації втрат енергії апертури з'єднуваних елементів мають бути ***узгодженими***, тобто слід намагатися зробити так, щоб кут введення променя в світловод φ (або інший оптичний елемент) укладався в апертурний кут ($\varphi \le \theta_A$), а кут падіння променя на межу сердечник – оболонка був більший за кут повного внутрішнього відбиття $\theta_{кр}$ ($\theta_{кр} \le \theta_п \le 90°$).

У загальному вигляді у світловодах можуть розповсюджуватися промені двох видів:

– ***меридіональні***, розташовані у площині, що проходить через вісь світловода (рис. 5.7, а);

– ***косі***, тобто таки, що не перетинають вісь світловода й проходять за вельми складними траєкторіями (рис. 5.7, б).



а б

Рис. 5.7

Розглянемо критичні частоти й довжини хвиль волоконних світловодів. Між довжиною хвилі λ і діаметром серцевини світловода $\mathbf{d}$ існує співвідношення $\cos\theta = \lambda/\mathbf{d}$, де θ – кут падіння хвилі на межу поділу сердечник – оболонка. Враховуючи, що $\cos\theta = \sqrt{1-\sin^2\theta}$, і використовуючи умову повного внутрішнього відбиття $\sin\theta = n_2/n_1$, маємо $\cos\theta = \sqrt{1-\left(n_1/n_2\right)^2}$. Прирівнявши праві частини виразів косинусів, отримаємо

$$\lambda_0 = d\sqrt{1-\left(n_2/n_1\right)^2} = d/n_1\sqrt{n_1^2-n_2^2}. \qquad (5.3)$$

Тоді вираз для критичної частоти буде

$$f_0 = \frac{v_1}{\lambda_0} = v_1\Big/\left[d\sqrt{1-\left(n_2/n_1\right)^2}\right] = c\Big/\left[d\sqrt{n_1^2-n_2^2}\right], \qquad (5.4)$$

де v_1 – швидкість розповсюдження хвилі в сердечнику.

Чим більший діаметр сердечника $\mathbf{d}$ і чим більше відрізняються показники заломлення сердечника n_1 і оболонки n_2, тим більша довжина хвили λ_0 і нижча частота f_0.

При частотах, вищих за критичну f_0, уся енергія поля концентрується всередині сердечника світловода і ефективно розповсюджуєть-

ся вздовж нього. Нижче критичної частоти енергія розсіюється в оточуючому просторі й світловодом не передається.

5.3. Хвильова теорія передачі енергії світловодами

Хвильова теорія розглядає процес розповсюдження світла як різновиду електромагнітних хвиль. Математичне розв'язання задач здійснюється за допомогою рівнянь Максвелла.

У загальному випадку рівняння мають декілька розв'язків, кожному з яких відповідає певна структура поля, що називається ***типом хвилі***, або ***модою***.

У світловодах можуть існувати два типи хвиль:

– ***симетричні*** ($\mathbf{E_{0m}}$, $\mathbf{H_{0m}}$), які мають кругову симетрію ($\mathbf{n = 0}$);

– ***несиметричні*** (гібридні, дипольні), що позначаються як $\mathbf{EH_{nm}}$, якщо поле в поперечному перерізі нагадує поле хвилі $\mathbf{E}$, або як $\mathbf{HE_{nm}}$, якщо поле в поперечному перерізі ближче до поля хвилі $\mathbf{H}$; в світловоді несиметричні хвилі існують лише спільно, їх окреме розповсюдження неможливе.

Променева теорія світла допускає розповсюдження світловодами великої кількості променів – усіх променів, що потрапили в апертурний конус світловода. За хвильовою теорією світловодом може розповсюджуватися лише обмежена кількість хвиль з дискретними кутами. Частина проміжних хвиль за рахунок інтерференції гасять одна одну й послабляються. Типи хвиль, що можуть розповсюджуються світловодом, називаються ***модами***.

Нормована (***характеристична***) ***частота*** – це узагальнений параметр, який характеризує режим роботи світловода. Він ураховує радіус сердечника $\mathbf{a}$, довжину хвилі $\boldsymbol{\lambda}$ і коефіцієнти заломлення сердечника $\mathbf{n_1}$ і оболонки $\mathbf{n_2}$:

$$\mathbf{V = \frac{2\pi a}{\lambda}\sqrt{n_1^2 - n_2^2}}\,. \tag{5.5}$$

З точки зору хвильової теорії критичну частоту й довжину хвилі можна визначити таким чином:

$$\mathbf{f_0 = p_{nm} c \Big/ \left(\pi d \sqrt{n_1^2 - n_2^2}\right)}; \tag{5.6}$$

$$\boldsymbol{\lambda_0} = \mathbf{\pi d \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \Big/ \left(p_{nm} n_1\right)}, \tag{5.7}$$

де $\mathbf{p_{nm}}$ – корені функції Бесселя $\mathbf{n}$-го порядку [5], $\mathbf{p_{nm} = V(\lambda = \lambda_0)}$.

Кожна мода має нормовану частоту $\mathbf{V_0}$, яка визначає область її існування, а кожній нормованій частоті $\mathbf{V_0}$ відповідає критична частота $\mathbf{f_0}$.

При $\mathbf{V < V_0}$ маємо $\mathbf{f < f_0}$, тобто частота менша за критичну й хвиля сердечником волокна не розповсюджується (не існує). Область існування хвилі, що має нормовану частоту відсічки $\mathbf{V > V_0}$, становить $\mathbf{f > f_0}$.

Тільки для симетричної хвилі $\mathbf{HE_{11}}$ значення $\mathbf{V_0 = 0}$, отже, ця хвиля не має критичної частоти й може розповсюджуватися при будь-яких частоті й діаметрі сердечника. Усі інші хвилі не розповсюджуються на частотах, нижчих за критичну.

Зі збільшенням частоти з'являються нові типи хвиль:

– при $\mathbf{V \geq 2{,}405}$ – хвилі $\mathbf{E_{01}}$, $\mathbf{H_{01}}$ і $\mathbf{HE_{21}}$;

– при $\mathbf{V \geq 3{,}832}$ – додаткові хвилі $\mathbf{H_{12}}$, $\mathbf{EH_{11}}$, $\mathbf{HE_{31}}$ і т.д.

Вибираючи параметри світловода (товщину сердечника, показники заломлення) і частоту таким чином, щоб вищі моди не могли розповсюджуватися ($\mathbf{0 < V < 2{,}405}$), можна отримати одномодовий режим передачі енергії (хвилю $\mathbf{HE_{11}}$).

Перевагами одномодових систем є широкий діапазон частот і велика пропускна здатність (зі збільшенням кількості мод смуга частот звужується). Недоліками одномодових систем є менша надійність через малий діаметр сердечника волокна й великі втрати на введення випромінювання в світловод. Такі системи в основному застосовуються в міжміських волоконно-оптичних лініях, що забезпечують велику дальність зв'язку й високу пропускну здатність.

Зі збільшенням діаметра сердечника кількість мод, що передається, зростає. Хвильова й променева схеми одно- і багатомодової передачі енергії мають вигляд, показаний на рис. 5.8.

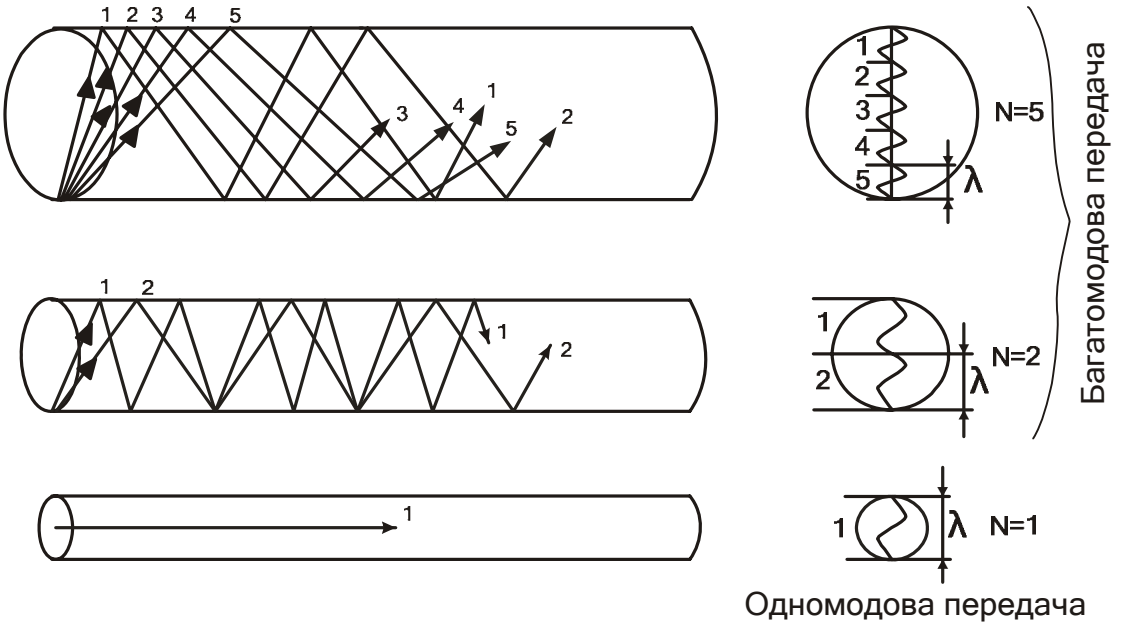


Рис. 5.8

Показник заломлення оболонки світловоду сталий, а показник заломлення сердечника у загальному випадку є функцією – ***профілем показника заломлення***. Основні типі профілів наведено на рис. 5.9.

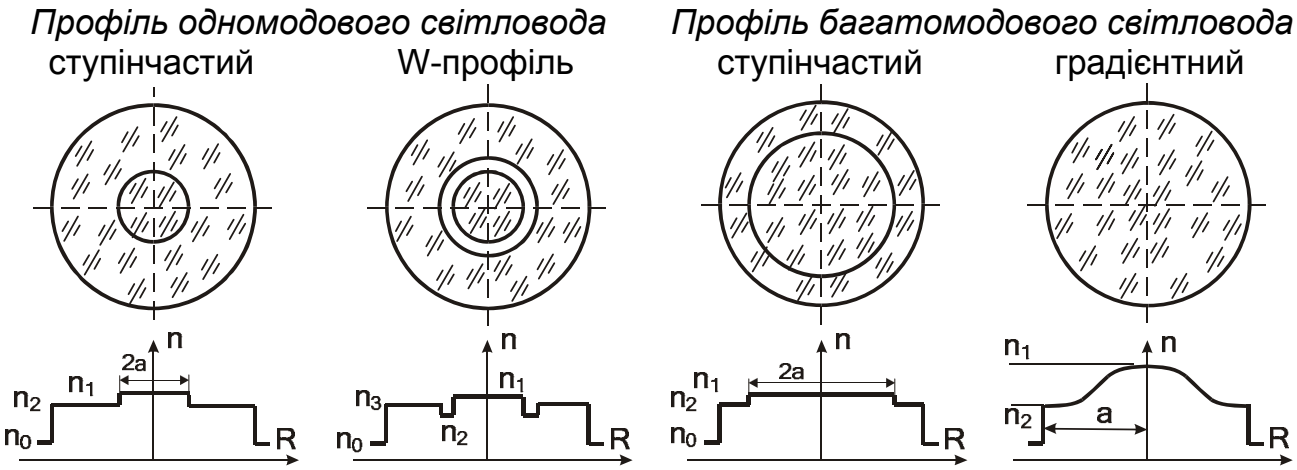


Рис. 5.9

У градієнтному світловоді промені вигинаються у напрямку градієнта показника заломлення замість заломлення або повного відбиття, як у випадку волокна зі ступінчастим профілем (рис. 5.10).

Загальну кількість мод у світловоді зі ступінчастим і градієнтним профілями можна визначати за формулами

$$\mathbf{N_{ст} = V^2 = \left(2\pi a/\lambda\right)^2 \cdot \left(n_1^2 - n_2^2\right)}, \qquad (5.8)$$

$$\mathbf{N_{гр} = V^2/2 = 0{,}5 \cdot \left(2\pi a/\lambda\right)^2 \cdot \left(n_1^2 - n_2^2\right)}. \qquad (5.9)$$

Порівнявши вирази (5.8) і (5.9), можна зробити висновок, що кількість мод у градієнтному світловоді у 2 рази менша, ніж у ступінчастому.

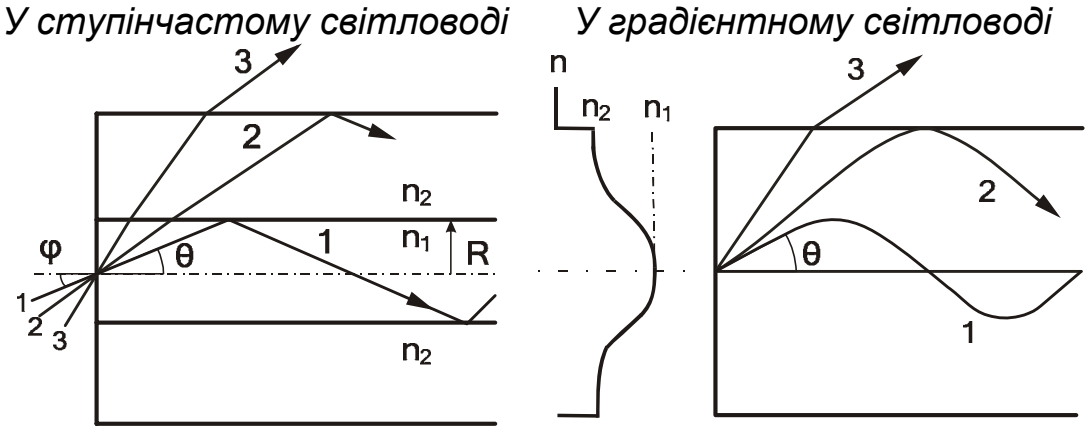


Рис. 5.10

Взагалі неоднорідні у поперечному перерізі світловоди мають велике практичне значення, оскільки у них можна отримати такі харак-

теристики, яких неможливо отримати у однорідних світловодів.

У волоконному світловоді можуть існувати три ***типи*** хвиль:

– ***спрямовані*** (хвилі серцевини ХС (див. рис. 5.10, промені 1), які є основним типом хвиль, що розповсюджуються світловодом; уся енергія зосереджується всередині серцевини й забезпечує передачу інформації; вони збуджуються при введенні променів у торець у межах апертури ($\varphi > \theta_{кр}$);

– ***витічні*** (хвилі оболонки ХО (див. рис. 5.10, промені 2), що є паразитним типом хвиль; енергія частково розповсюджується вздовж світловода, а частково переходить в оболонку й випромінюється в оточуючий простір; ці хвилі виникають за рахунок косих променів;

– ***випромінювані*** (просторові хвилі ХП (див. рис. 5.10, промені 3), які також є паразитним типом хвиль; уся енергія вже на початку лінії випромінюється в оточуючий простір і не розповсюджується вздовж світловода; вони виникають при введенні випромінювання під кутом поза апертурою ($\varphi < \theta_{кр}$) і також є характерними для нерегулярних світловодів зі згинами й іншими порушеннями однорідності.

Витічні й випромінювані хвилі є паразитними, тобто такими, що відбирають енергію спрямованої хвилі й спотворюють внаслідок інтерференції передачу енергії світловодом. За рахунок цих хвиль виникають перехідні впливи й завади в сусідніх світловодах.

З точки зору хвильової теорії меридіональним променям (які виникають, коли точкове джерело випромінювання розташовано на осі світловода) відповідають симетричні електричні $\mathbf{E_{0m}}$ і магнітні $\mathbf{H_{0m}}$ хвилі. У свою чергу, косим променям (які виникають, коли точкове джерело розташовано поза віссю волокна або воно має більш складну структуру) відповідають несиметричні гібридні хвилі $\mathbf{HE_{nm}}$ і $\mathbf{EH_{nm}}$.

Несиметричні хвилі типів $\mathbf{E_{nm}}$ і $\mathbf{H_{nm}}$ у волоконних світловодах існувати не можуть, вони можуть збуджуватися лише в металевих хвилеводах.

Найважливішими параметрами волоконних світловодів є ***згасання***, яке характеризує втрати енергії під час передачі її світловодом, і ***дисперсія***, що визначає обмеження смуги частот під час передачі енергії світловодом. Обидва фактори обумовлюють довжину регенераційної ділянки, тобто максимальну довжину світловоду, передача енергії яким можлива без відновлення амплітуди або форми сигналу, що передається.

5.4. Згасання світловодів

Коефіцієнт згасання світловодів оптичних кабелів обумовлений впливом двох основних факторів:

$$\alpha = \alpha_в + \alpha_к, \qquad (5.10)$$

де $\alpha_в$ – власні втрати, $\alpha_к$ – кабельні втрати.

Власні втрати спричинені поглинанням енергії в діелектрику $\alpha_п$, розсіюванням її на найдрібніших частинках структури світловоду $\alpha_р$, а також на сторонніх домішках $\alpha_д$. Таким чином,

$$\alpha_в = \alpha_п + \alpha_р + \alpha_д. \qquad (5.11)$$

Кабельні втрати зумовлені скручуванням (втрати на макрозгини $\alpha_{мак\ зг}$), а також деформацією й згинами світловодів при накладанні покриттів і захисних оболонок у процесі виготовлення кабелю (втрати на мікрозгини $\alpha_{мік\ зг}$). Загальний вираз для розрахунку кабельних втрат має вигляд

$$\alpha_к = \alpha_{мак\ зг} + \alpha_{мік\ зг}. \qquad (5.12)$$

Згасання поглинання $\alpha_п$, дБ/км, пов'язано з втратами енергії на діелектричну поляризацію. Воно лінійно зростає із зростанням частоти й суттєво залежить від властивостей матеріалу світловоду (**tg δ**):

$$\alpha_п = \frac{\pi n_1}{\lambda} tg\delta \cdot 8,69 = \frac{\pi f}{v_1} tg\delta \cdot 8,69 . \qquad (5.13)$$

Згасання розсіювання (втрати на релеївське розсіювання) $\alpha_п$, дБ/км, зумовлені неоднорідностями матеріалу волоконного світловода, розміри яких менші за довжину хвилі, і тепловою флуктуацією показника заломлення:

$$\alpha_р = K_р / \lambda^4 , \qquad (5.14)$$

де $K_р$ – коефіцієнт розсіювання (для кварцу $K_р$ = 1…1,5 (дБ/км)·мкм^4).

Втрати на релеївське розсіювання визначають нижню межу втрат, які властиві волоконним світловодам. Ця межа є різною для різних довжин хвиль і зі збільшенням довжини хвилі зменшується.

Втрати енергії суттєво зростають за рахунок наявності в матеріалі волоконного світловода *сторонніх домішок* ($\alpha_д$). Окрім того, наявність цих домішок призводить до виникнення резонансних сплесків згасання.

Додаткове згасання за рахунок випромінювання при ***макрозгинах*** $\alpha_{мак\ зг}$, дБ, можна визначити за такою формулою:

$$\alpha_{мак\ зг} = 10 \lg \left| \frac{n_1^2 - n_2^2}{n_1^2 - \frac{R+1}{R-1} n_2^2} \right| , \qquad (5.15)$$

де $\mathbf{R = R_{зг}/2a}$; $\mathbf{R_{зг}}$ – радіус згину (рис. 5.11); $\mathbf{a}$ – радіус сердечника волокна; $\mathbf{n_1}$, $\mathbf{n_2}$ – показники заломлення сердечника й оболонки волокна.

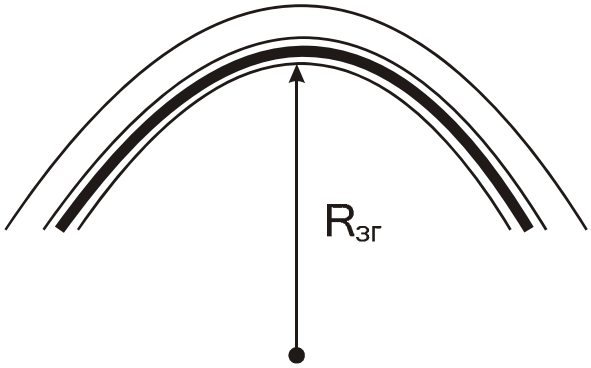


Рис. 5.11

Додаткове згасання за рахунок випромінювання при ***мікрозгинах*** $\alpha_{мік\ зг}$, дБ, визначається виразом

$$\alpha_{мік\ зг} = N\frac{h^2a^4}{b^6\Delta^3}\cdot 10^{-3}, \qquad (5.16)$$

де $\mathbf{h}$ – радіус мікрозгину (рис. 5.12); $\mathbf{b}$ – діаметр волокна; $\mathbf{N}$ – кількість мікрозгинів; $\mathbf{\Delta}$ – співвідношення коефіцієнтів заломлення, яке визначається як

$$\Delta = \frac{n_1^2 - n_2^2}{2n_1^2} \approx \frac{n_1 - n_2}{n_1}. \qquad (5.17)$$

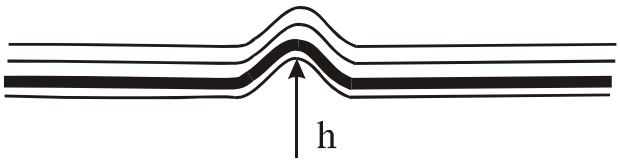


Рис. 5.12

При добре відпрацьованій технології виробництва домінують втрати на мікрозгинах. Наявність оболонки й захисного покриття волокна також призводить до додаткових втрат за рахунок часткового проникнення поля в ці середовища.

На графіку залежності згасання від довжини хвилі для світловода з очищеного кварцового скла (рис. 5.13) чітко видно три вікна прозорості: 0,85, 1,31 і 1,55 мкм. Зі збільшенням довжини хвилі λ коефіцієнт згасання зменшується.

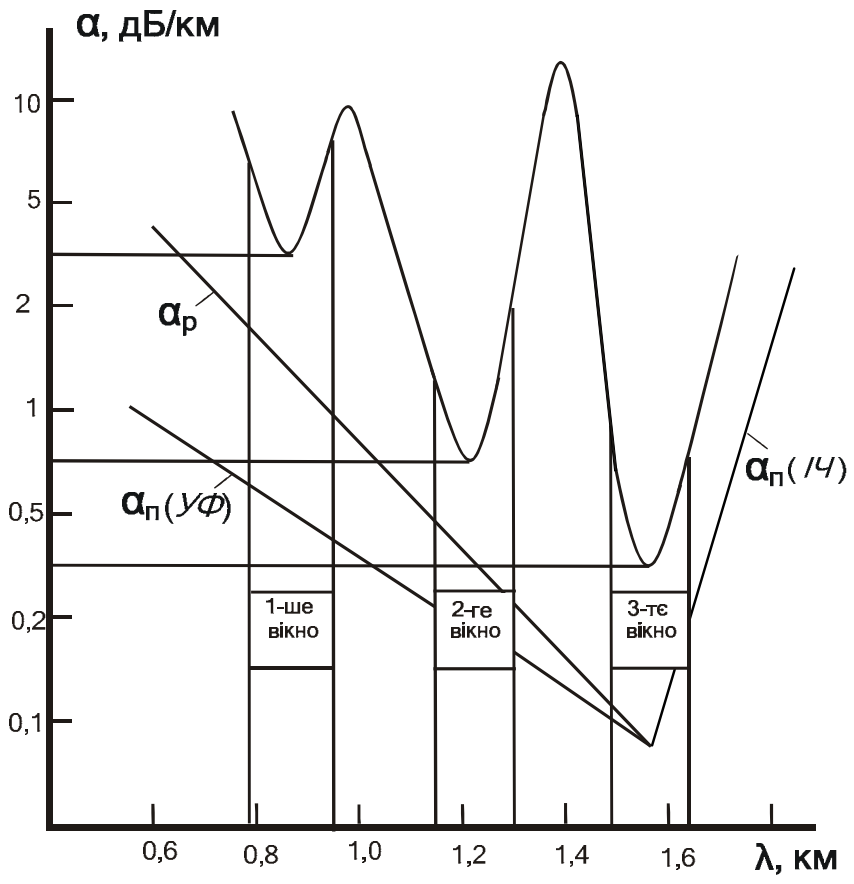


Рис. 5.13

Найбільш доцільним для ліній зв'язку є використання другого й третього вікон прозорості – 1,31 і 1,55 мкм. В цих вікнах можна організувати лінію міжміського зв'язку без використання в оптичному кабелю металевих елементів для дистанційного електроживлення лінійних регенераторів, тому що через 40...80 км (що відповідає типовій довжині регенераційної ділянки для оптичного волокна) можна мати місцеві джерела живлення.

5.5. Дисперсія й пропускна здатність світловодів

Пропускна здатність ΔF є найважливішим параметром волоконно-оптичних систем передачі, оскільки вона визначає смугу частот, яка пропускається світловодом, і, відповідно, обсяг інформації, що ним передається. Зв'язок між дисперсією τ, нс/км, і пропускною здатністю ΔF, МГц·км, наближено виражається співвідношенням $\Delta F = l/\tau$.

Дисперсія τ – це розсіювання у часі спектральних або модових складових оптичного сигналу, яке призводить до розширення імпульсу на приймальному боці (рис. 5.14). Величина розширення визнача-

ється як квадратична різниця між тривалістю імпульсів на виході $\mathbf{t_{вих}}$ і вході кабелю $\mathbf{t_{вх}}$:

$$\tau = \sqrt{t_{вих}^2 - t_{вх}^2}\,, \qquad (5.18)$$

де значення $\mathbf{t_{вих}}$ і $\mathbf{t_{вх}}$ беруться на рівні половини амплітуди імпульсів (див. рис. 5.14).

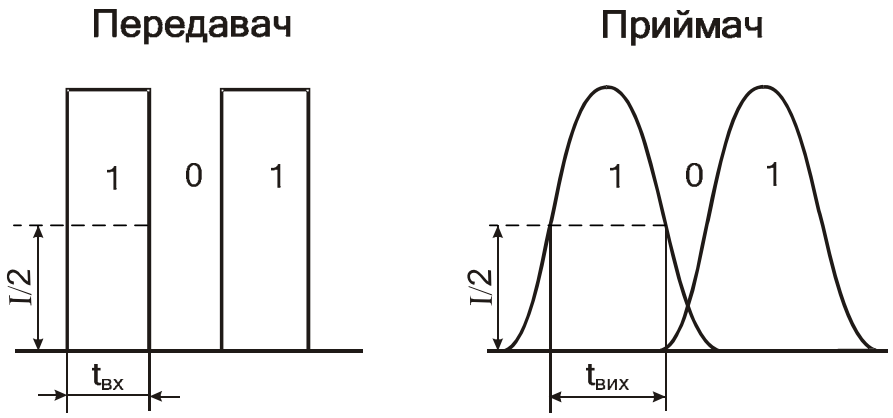


Рис. 5.14

Дисперсія не тільки обмежує пропускну здатність світловодів, але й суттєво знижує дальність передачі, оскільки чим довша лінія, тим більше проявляється дисперсія й більше розширення імпульсу.

Пропускна здатність волоконно-оптичної системи залежить від типу й властивостей світловодів (одно- або багатомодові, градієнтні або ступінчасті тощо) і типу випромінювача (лазер або світлодіод).

Дисперсія у світловоді виникає з двох причин: у зв'язку з існуванням великої кількості мод $\mathbf{N}$ (міжмодова дисперсія) і через некогерентність джерел випромінювання (хроматична або частотна дисперсія).

Міжмодова дисперсія зумовлена тим, що кожна мода розповсюджуються зі своєю швидкістю $\mathbf{v = \psi_1(N)}$.

Хроматична дисперсія (рис. 5.15, крива 3) виникає через те, що джерело світла випромінює певний спектр довжин хвиль $\Delta\lambda$. Хроматична дисперсія поділяється на ***хвилевідну*** (внутрішньомодову), яка обумовлена процесами всередині моди, пов'язана з її світловодною структурою і характеризується залежністю коефіцієнта розповсюдження моди від довжини хвилі $\gamma = \psi_2(\lambda)$ (див. рис. 5.15, крива 1), і ***матеріальну***, що обумовлена залежністю показника заломлення від довжини хвилі $\mathbf{n = \psi_3(\lambda)}$ (див. рис. 5.15, крива 2).

Дисперсія проявляється по-різному у різних типах світловодів. В ступінчастих світловодах при багатомодовій передачі енергії домінує міжмодова дисперсія, яка може сягати великих значень (15…30 нс/км). В одномодових ступінчастих світловодах міжмодова дисперсія відсут-

ня. Тут проявляються хвилевідна й матеріальна дисперсії, але вони майже збігаються за абсолютною величиною і є протилежними за фазою у широкому спектральному діапазоні. Через це відбувається їх взаємна компенсація і результуюча дисперсія при λ = 1,3…1,8 мкм не перевищує 1 нс/км. В градієнтних світловодах відбувається вирівнювання часу розповсюдження різних мод і визначальною є дисперсія матеріалу, яка зменшується зі збільшенням довжині хвилі. За абсолютною величиною вона коливається у межах 3...5 нс/км.

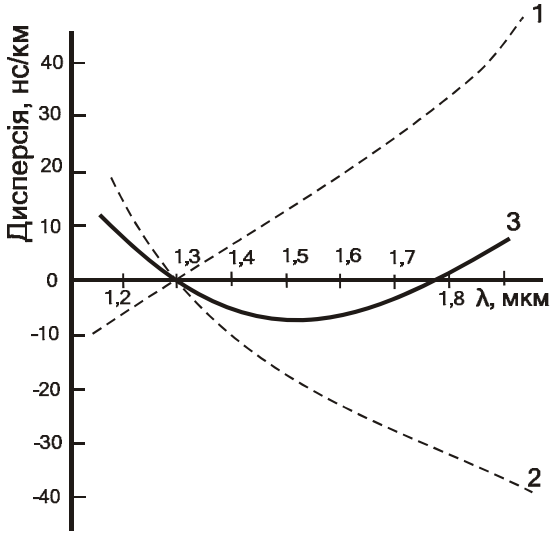


Рис. 5.15

Найменшу дисперсію мають одномодові світловоди. Градієнтні світловоди з плавним профілем також мають хороші дисперсійні характеристики. Найбільш різко дисперсія проявляється у ступінчастих багатомодових світловодах.

Дисперсійні властивості тракту передачі також залежать від джерела випромінювання. Для лазерних джерел завдяки вузькому спектру випромінювання дисперсія практично не проявляється. Для світлодіодів за рахунок більш широкого спектра випромінювання дисперсія проявляється значно сильніше.

Сумарне розширення імпульсів за рахунок дисперсії розраховується за формулою

$$\tau = \sqrt{\tau_{\text{мм}}^2 + \left(\tau_{\text{хв}} + \tau_{\text{мт}}\right)^2}\,, \qquad (5.19)$$

де $\tau_{\text{мм}}$ – розширення за рахунок міжмодової дисперсії; $\tau_{\text{хв}}$ – розширення за рахунок хвилевідної дисперсії; $\tau_{\text{мт}}$ – розширення за рахунок матеріальної дисперсії.

Розширення за рахунок міжмодової дисперсії визначається як різниця часу проходження одиничної довжини волокна різними модами:

– для ступінчастого профілю

$$\tau_{мм} = \Delta n_1 \ell / c = NA^2 \ell / (2n_1 c); \qquad (5.20)$$

– для градієнтного профілю

$$\tau_{мм} = \Delta^2 n_1 \ell / (2c) = NA^4 \ell / (8n_1^3 c), \qquad (5.21)$$

де ℓ – довжина світловода.

Розширення за рахунок хвилевідної дисперсії визначається як різниця часу розповсюдження променя сердечником й оболонкою:

$$\tau_{хв} = (\Delta\lambda/\lambda)(2n_1^2 \Delta\ell / c), \qquad (5.22)$$

де $\Delta\lambda/\lambda$ – відносна ширина спектра випромінювання; Δ – співвідношення коефіцієнтів заломлення.

Розширення за рахунок матеріальної дисперсії визначається як різниця часу проходження волокном випромінювання різних довжин хвиль:

$$\tau_{мт} = (\Delta\lambda/\lambda)(\lambda^2/c)(d^2 n_1 / d\lambda^2)\ell. \qquad (5.23)$$

З урахування реального співвідношення внесків окремих видів дисперсії для багатомодових волокон

$$\tau = \tau_{мм}, \qquad (5.24)$$

а для одномодових

$$\tau = \tau_{хв} + \tau_{мт}. \qquad (5.25)$$

Пропускна здатність градієнтного світловода в $2/\Delta$ рази більша, ніж у ступінчастого при однаковому Δ. Враховуючи, що величина Δ становить приблизно 1 %, різниця між пропускною здатністю цих типів світловодів може сягати двох порядків.

Явище дисперсії призводить як до обмеження пропускної здатності оптичних кабелів, так і до зниження дальності передачі по них. Смуга частот ΔF і дальність передачі ℓ взаємозв'язані:

– для коротких ліній

$$\Delta F / \Delta F_x = \ell_x / \ell,$$

звідки

$$\Delta F_x = \Delta F \ell / \ell_x, \ \ell_x = \Delta F \ell / \Delta F_x, \qquad (5.26)$$

де значення з індексом x є шуканими, а без нього – заданими;

– для довгих ліній (приблизно більших за 8 км), в яких процес розповсюдження є усталеним,

$$\Delta F / \Delta F_x = \sqrt{\ell_x / \ell},$$

звідки

$$\Delta F_x = \Delta F\sqrt{\ell/\ell_x}\,,\ \ell_x = \ell\left(\Delta F/\Delta F_x\right)^2. \qquad (5.27)$$

Таким чином, з одного боку, збільшення довжини кабелю призводить до зменшення смуги частот і пропускної здатності системи, а з іншого – розширення смуги частот різко обмежує дальність передачі інформації кабелем.

Пропускна здатність і дальність передачі інформації оптичними кабелями обмежуються не тільки дисперсією, але й згасанням світловодів.

5.6. Дальність зв'язку й довжина регенераційної ділянки

Стосовно цифрових оптичних ліній зв'язку, в яких у регенераторах сигнал повністю відтворюється й завади не накопичуються, загальна дальність передачі інформації може бути досить великою, однак при цьому важливо правильно вибрати довжину регенераційної ділянки, яка визначається згасанням і дисперсією.

Згасання $\mathbf{a}$, дБ, призводить до зменшення потужності імпульсів, що передаються, і може бути розраховано як

$$\mathbf{a} = \alpha\ell_x\,, \qquad (5.28)$$

де $\boldsymbol{\alpha}$ – коефіцієнт згасання, дБ/км.

Дисперсія $\boldsymbol{\tau}$ призводить до розширення імпульсів, що передаються, і накладає обмеження на пропускну здатність $\mathbf{\Delta F}$:

$$\Delta F_x = \Delta F\ell/\ell_x \text{ або } \Delta F_x = \Delta F\sqrt{\ell/\ell_x}\,, \qquad (5.29)$$

де $\Delta F = 1/\tau$, ГГц·км; τ – дисперсія, нс/км.

Зі зростанням відстані від начала регенераційної ділянки згасання зростає, а смуга частот за рахунок збільшення дисперсії, навпаки, зменшується (рис. 5.16).

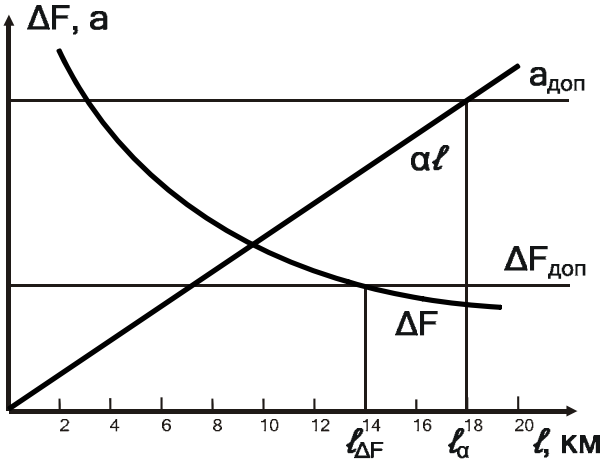


Рис. 5.16

Довжина регенераційної ділянки вибирається за найменшим значенням $\ell_{\alpha} = \alpha_{доп}/\alpha$ або $\ell_{\Delta F} = (\Delta F/\Delta F_{доп})^2$ так, щоби не перевищувалися допустимі значення за згасанням світловоду $\alpha_{доп}$ і його пропускною здатністю $\Delta F_{доп}$.

У загальному випадку обмежуючим фактором може бути як дисперсія τ, так і згасання a. Тому довжина регенераційної ділянки залежить від типу використовуваного світловоду. В багатомодових світловодах обмежувальним фактором, у першу чергу, є дисперсія, а в градієнтних і одномодових світловодах – згасання (рис. 5.17).

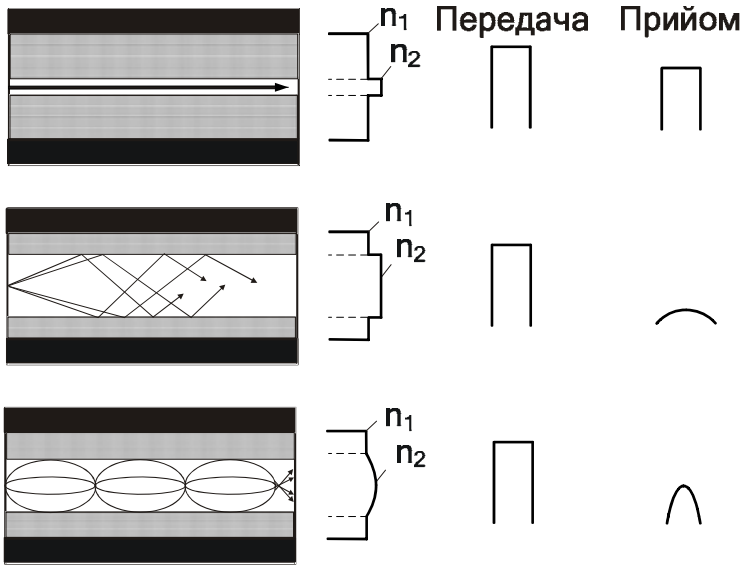


Рис. 5.17

В існуючих системах цифрового оптичного зв'язку довжина регенераційної ділянки при λ = 0,85 мкм становить 10…20 км, а в системах на довжинах хвиль 1,3 і 1,55 мкм може сягати 100…400 км.

5.7. Характеристичні параметри світловодів

До основних характеристичних параметрів світловодів належать коефіцієнт фази, хвильовий опір, фазова й групова швидкості.

Коефіцієнт фази β залежить від типу хвилі й частоти. Зі зростанням частоти значення цього коефіцієнта змінюється від хвильового числа $k_2 = \omega n_2/c$ в оболонці до хвильового числа $k_1 = \omega n_1/c$ в сердечнику (рис. 5.18).

Значення ***хвильового опору*** $Z_{хв}$ лежить між граничними значеннями в сердечнику й оболонці (рис. 5.19):

$$Z_0/n_1 < Z_{хв} < Z_0/n_2, \qquad (5.30)$$

де $Z_0 = \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0}$ = 376,7 Ом – хвильовий опір вільного простору.

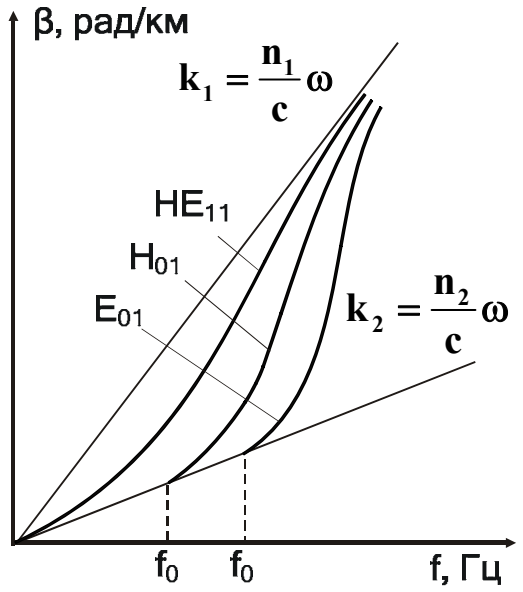


Рис. 5.18

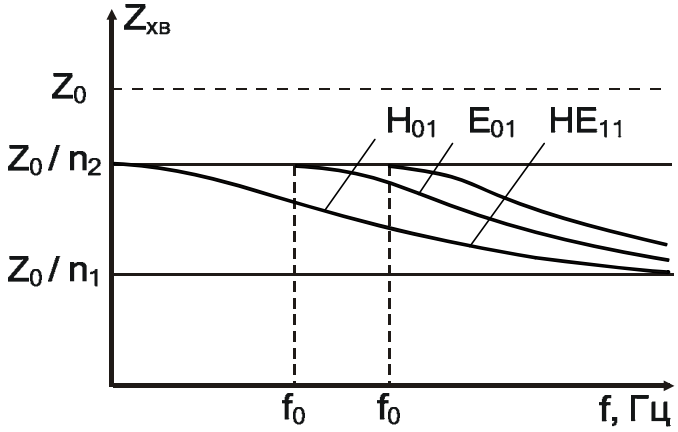


Рис. 5.19

Типова величина хвильового опору становить 250…260 Ом.

Фазова швидкість розповсюдження хвилі визначається виразом

$$\mathbf{v_ф = v_2\sqrt{2\left(g_1^2 + g_2^2\right)\Big/\left(g_1^2 n_2^2 + g_2^2 n_1^2\right)}}, \qquad (5.31)$$

де $\mathbf{v_2 = c/n_2}$ – швидкість розповсюдження в оболонці;

$\mathbf{g_1^2 = k_1^2 - \beta^2}$ – поперечний коефіцієнт розповсюдження в серцевині;

$\mathbf{g_2^2 = \beta^2 - k_2^2}$ – поперечний коефіцієнт розповсюдження в оболонці.

Фазова швидкість (рис. 5.20) при критичній довжині хвилі дорівнює швидкості в оболонці. Зі зростанням частоти енергія все більше концентрується в сердечнику й швидкість розповсюдження починає визначатися її коефіцієнтом заломлення. При дуже високих частотах фазова швидкість дорівнює швидкості розповсюдження в серцевині: $\mathbf{v_1 = c/n_1}$. Таким чином,

$$\mathbf{c/n_1 \le v_ф \le c/n_2}. \qquad (5.32)$$

Слід зазначити, що фазова швидкість розповсюдження хвилі світловодом завжди менша за швидкість світла.

Групова швидкість розповсюдження визначається виразом

$$\mathbf{v_{гр} = \frac{v_2^2}{c}\frac{1+c}{1+c\left(n_1/n_2\right)^2}}. \qquad (5.33)$$

Симетричні хвилі типів $\mathbf{H_{0m}}$ і $\mathbf{E_{0m}}$ у режимі відсічки мають групові швидкості $\mathbf{c/n_2}$. Змішані хвилі типів $\mathbf{HE_{nm}}$ і $\mathbf{EH_{nm}}$ навіть у режимі відсіч-

ки мають деяку енергію, що розповсюджується сердечником, й тому їхні групові швидкості нижчі за c/n_2 (рис. 5.21). На великій відстані від відсічки групова швидкість для всіх мод $v_{гр} = c/n_1$.

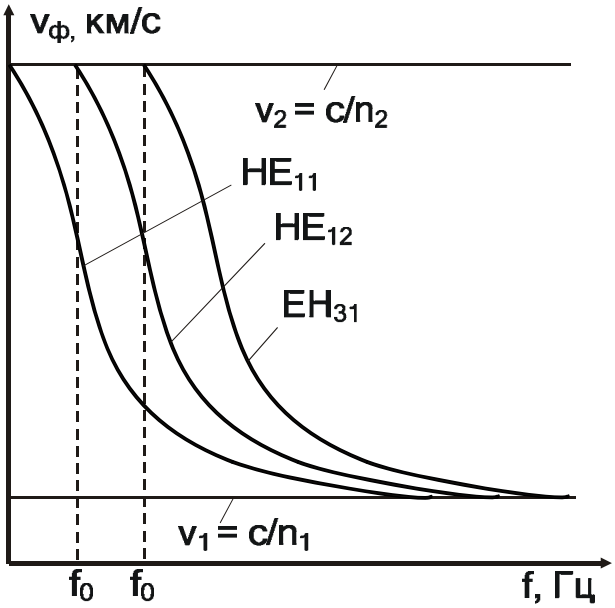


Рис. 5.20

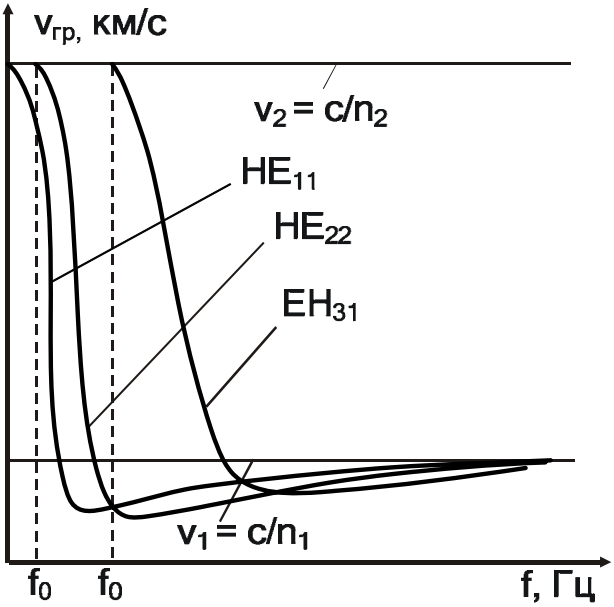


Рис. 5.21

5.8. Класифікація типів оптичного волокна

Згідно з рекомендаціями Міжнародної спілки з електрозв'язку в галузі телекомунікацій (МСЕ-Т) існує така класифікація типів оптичного волокна, яка визначається відповідними стандартами.

Стандарт G.650 дає загальні визначення типів волокон, перелік основних характеристик і параметрів одномодових волокон, а також методів вимірювання цих параметрів і контролю за ними.

Стандарт G.651 розповсюджується на багатомодове оптичне волокно з діаметром світлопровідної жили 50 мкм і оболонки 125 мкм і на кабелі на його основі. В ньому містяться рекомендації щодо основних параметрів цих волокон, контрольованих характеристик і допустимих норм. На цей час такий тип волокна використовується тільки в коротких, внутрішньооб'єктових системах передачі з робочою довжиною хвилі 0,85 і рідко 1,31 мкм.

Стандартом G.652 визначається одномодове волокно з незміщеною дисперсією. Його параметри оптимізовані для діапазону довжин хвиль 1,31 мкм, в якому волокно має нульову хроматичну дисперсію й мінімальне згасання. Діаметр світлопровідної жили волокна – 9 мкм, оболонки – 125±2 мкм; профіль показника заломлення має вигляд сходинки.

Волокно G.652 використовується для одно- і багатохвильової передачі інформації (у тому числі в діапазоні довжин хвиль 1,55 мкм) зі швидкостями до 10 Гбіт/с на середні відстані (до 50 км).

Стандарт G.653 розповсюджується на одномодове волокно зі зміщеною нульовою дисперсією в області 1,55 мкм – DSF (Dispersion Shifted Fiber). Це волокно має нульову дисперсію в області мінімальних втрат, що досягається за рахунок більш складного профілю коефіцієнта заломлення (рис. 5.22).

а б в г

Рис. 5.22

Волокно стандарту G.653 використовується в протяжних магістральних широкосмугових лініях і мережах зв'язку, воно забезпечує передачу інформації на декілька сотень кілометрів зі швидкостями до 40 Гбіт/с.

Однак ним можна передавати лише один спектральний канал інформації, оскільки необхідна для багатохвильових систем висока концентрація світлової потужності в волокні G.653 через особливості структури жили призводить до появи нелінійних ефектів, які, у свою чергу, спричиняють перехресні завади у лінії.

Стандарт G.654 містить опис характеристик одномодового волокна й кабелю, що мають мінімальні втрати на довжині хвилі 1,55 мкм. Це волокно було розроблено для застосування в підводних системах. За рахунок більших, ніж у волокна стандарту G.653, розмірів світлопровідної жили воно дозволяє передавати більш високі рівні оптичної потужності, але водночас воно має більш високу хроматичну дисперсію в діапазоні 1,55 мкм. Волокно типу G.654 не призначено для роботи на якій-небудь іншій довжині хвилі, окрім 1,55 мкм.

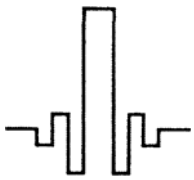


Рис. 5.23

Стандарт G.655 описує волокно зі сплощеною дисперсією, що також має назву волокна зі зміщеною ненульовою дисперсією – NZ-DSF (Non-Zero Dispersion Shifted Fiber). Це досягається за рахунок застосування спеціального профілю показника заломлення (рис. 5.23).

Це волокно призначено для застосування в магістральних волоконно-оптичних лініях і глобальних мережах зв'язку, що використовують DWDM-технології в діапазоні довжин хвиль 1,55 мкм.

Волокно G.655 має слабку контрольовану дисперсію в смузі (1,53…1,56 мкм) і великий діаметр світлопровідної жили порівняно з

волокном типу G.653. Це зменшує проблему нелінійних ефектів і дає можливість застосовувати ефективні волоконно-оптичні підсилювачі.

5.9. Конструкція оптичних кабелів

Основними елементами оптичного кабелю є такі:

– ***оптичні волокна***, звиті за певною системою;

– ***силові*** (зміцнювальні) ***елементи***, які сприймають на себе поздовжні навантаження на розрив, оскільки через малі розміри волокон і дуже мале допустиме відносне подовження скла волокна можуть бути зруйновані навіть при незначному поздовжньому розтягненні;

– ***заповнювачі***, що призначені для зберігання стабільності розташування оптичних волокон по перерізу кабелю;

– ***армуючі елементи***, які підвищують стійкість кабелю до зовнішніх механічних впливів;

– ***зовнішні демпфувальні й захисні оболонки***, які запобігають проникненню вологи й парів шкідливих речовин.

На основі оптичного волокна виготовляють кабелі всіх типів.

Для *магістральних кабелів* необхідні малі рівні згасання й дисперсії для забезпечення великої пропускної здатності й великої довжини регенераційних ділянок, тому для їх виготовлення використовують одномодове волокно (8/125 мкм) на довжині хвилі 1,3…1,55 мкм.

Для виготовлення *зонових кабелів*, в яких вимоги до пропускної здатності й довжини регенераційної ділянки менш суворі, використовують градієнтне багатомодове волокно (50/125 мкм) на довжині хвилі 1,3 мкм.

У *міських кабелях*, де відстані передачі інформації становлять одиниці кілометрів, застосовують градієнтне багатомодове волокно (50/125 мкм) на довжині хвилі 0,85 мкм.

Підводні кабелі для забезпечення малих рівнів згасання й великих довжин регенераційних ділянок, виготовляють на основі одномодового волокна (8/125 мкм) на довжині хвилі 1,3…1,55 мкм.

В *об'єктових кабелях* застосовуєть ступінчасте багатомодове волокно (100/200 мкм) на довжині хвилі 0,85 мкм.

Монтажні кабелі, для яких потрібна велика механічна гнучкість, виконують у вигляді джгутів або плоских стрічок з використанням ступінчастого багатомодового волокна (100/200 мкм) на довжині хвилі 0,85 мкм.

5.9.1. Методи виготовлення оптичних волокон

Існують дві основні групи методів виготовлення оптичного волокна:

1. ***Методи осадження з рідкої фази***, або ***тигельні методи***, з використанням яких волокна виготовляють зі скла з низькою темпера-

турою плавлення (1000…1200° С). Для волокон, виготовлених такими методами, втрати на згасання становлять 3…4 дБ/км.

2. ***Методи осадження з газової фази***, за допомогою яких волокна виготовляють зі скла з високою температурою плавлення (порядку 1500° С). Для цією технології втрати на згасання становлять 0,4…0,5 дБ/км.

Спільною вимогою для обох груп методів є суворий контроль за чистотою похідних матеріалів і виключення потрапляння в них сторонніх речовин протягом усього технологічного процесу. Чим більш високий ступінь чистоти матиме сировина, тим нижчими будуть втрати на згасання в отримуваному волокні.

Розглянемо реалізацію технології осадження з рідкої фази на прикладі методу *подвійного тигля*. За цим методом волокно формують шляхом безперервного витягування з розплаву, який міститься в платиновій посудині (тиглі), що підігрівається, через фільтр, розташований в його дні.

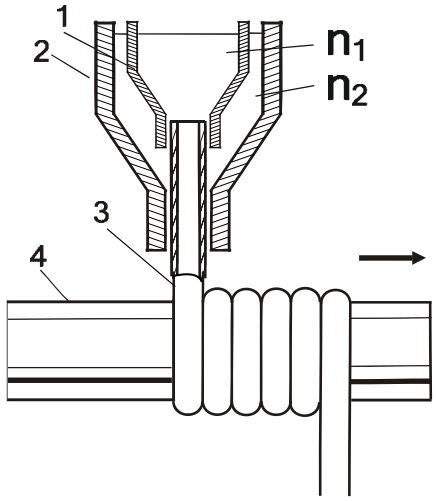


Рис. 5.24

Двошарове волокно отримують за допомогою двох тиглів (рис. 5.24), що оточують один одного. Внутрішній тигель (1) формує сердечник волокна зі скла з показником заломлення $\mathbf{n_1}$, зовнішній (2) – оболонку зі скла з показником заломлення $\mathbf{n_2}$. Одержане таким чином двошарове волокно (3) намотується на приймальний барабан (4).

Хімічне *осадження з газової фази* виконується в два етапи. Спочатку створюється двошарова заготовка, а потім з неї витягується волокно.

Заготовка має вигляд порожнистої кварцової трубки (1) (рис. 5.25) довжиною 0,5…1 м і діаметром 16…18 мм з показником заломлення $\mathbf{n_2}$, всередину якої подаються хлорований кварц $SiCl_4$ і кисень O_2.

Унаслідок хімічної реакції при високій температурі (1500…1700°С), що створюється нагрівальною спіраллю (3), на внутрішній поверхні трубки шарами (2) осаджується чистий кварц SiO_2 (4).

Так заповнюється вся внутрішня порожнина трубки, окрім самого центра. Для усунення цього повітряного каналу температуру підвищують до 1900°С, внаслідок чого відбувається сплескування трубчастої заготовки в суцільну циліндричну.

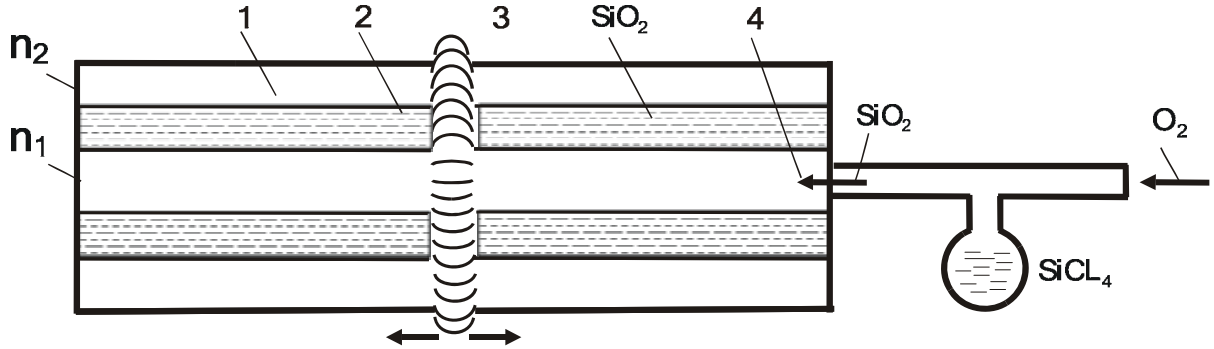


Рис. 5.25

Чистий осаджений кварц стає сердечником оптичного волокна з показником заломлення n_1, а сама трубка виконує роль оболонки з показником заломлення n_2.

На другому етапі виготовлення волокна в печі (2) (рис. 5.26) відбуваються розм'якшення скла й витяжка волокна (3) із заготовки (1), а потім його намотування на приймальний барабан (4).

Із заготовки діаметром 20 мм і довжиною 500 мм можна одержати 40…50 км волокна діаметром 100 мкм. Відрізок цього волокна довжиною 1 км, намотаний на циліндр діаметром 30 см з кроком 5 волокон на 1 мм, займає 20 см довжини циліндра і має вагу, яка не перевищує 20 г.

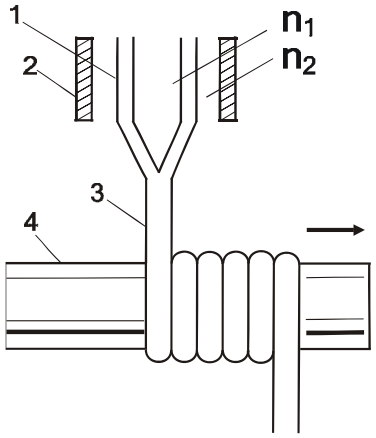


Рис. 5.26

Перевагами тигельного методу є простота технології й безперервність процесу виготовлення волокна. Однак метод осадження з газової фази забезпечує кращу якість сердечника волокна й дозволяє отримувати градієнтне волокно за рахунок зміни ступеня легування кварцу.

5.9.2. Типові конструкції оптичних кабелів

Серед існуючих конструкцій оптичних кабелів можна виділити три типові.

Кабелі повівного скрутня (рис. 5.27, а), в яких кожен наступний повів сердечника порівняно з попереднім має на шість волокон більше. Загальна кількість волокон (1) становить 7, 12 або 19 шт., які вільно розташовані в пластмасових трубках. Скручені волокна покриваються внутрішньою оболонкою (3). Силові елементи (2) в такому кабелі зазвичай розміщуються в зовнішній поліетиленовій оболонці (4).

У ***кабелі з профільованим сердечником*** (5) (рис. 5.27, б), пази якого розташовуються по гелікоїду (по одному з видів гвинтової поверхні), волокна не зазнають поздовжнього впливу на розрив. Кількість волокон у цих кабелях становить 4, 6, 8 або 10 шт. Силовий елемент розміщується всередині сердечника.

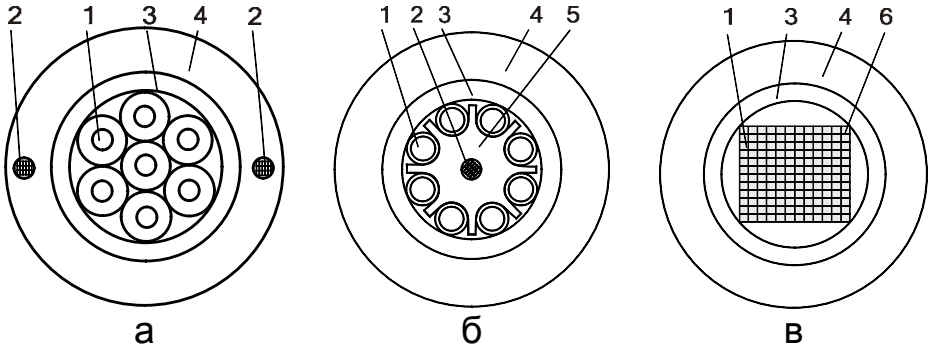


Рис. 5.27

Кабелі стрічкового типу (рис. 5.27, в) складаються з купи плоских пластмасових стрічок (6) (з 6, 8 або 12 стрічок), в кожній з яких зазвичай розміщуються 12 волокон. Кабелі такої конструкції використовуються у США. Перевагою такого типу волокна є більш проста технологія їх з'єднання, оскільки цю операцію можна проводити зі всіма волокнами одразу.

Конструкція кабелю великою мірою визначається його призначенням, тому для кожного з видів системи зв'язку існує певна типова конструкція.

Для кабелів ***міського зв'язку*** типова конструкція має вигляд, наведений на рис. 5.28, де 1 – оптичні волокна; 2 – пластмасові трубки; 3 – зміцнювальний силовий елемент з ниток СВМ (синтетичної високомолекулярної пластмаси); 4 – лавсанова стрічка; 5 – пластмасова оболонка. Її особливістю є повністю діелектрична конструкція, що дозволяє розміщувати ці кабелі в умовах впливу потужних електромагнітних завад від міського електричного транспорту й міських електромереж. Окрім того, оскільки такі кабелі прокладають в каналізації, то для їх захисту достатньо застосовувати пластмасові захисні оболонки.

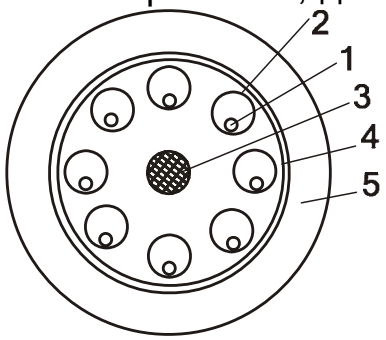


Рис. 5.28

Конструкцію кабелю ***зонового зв'язку*** наведено на рис. 5.29, де 1 – оптичні волокна; 2 – профільований пластмасовий сердечник; 3 – обмотувальна лавсанова стрічка; 4 – броньовані дроти; 5 – мідні

дроти; 6 – поліетиленова оболонка. Оскільки ці кабелі прокладають у ґрунті й вони зазнають істотних розтяжних зусиль, в їхній конструкції використовуються більш потужні засоби захисту у вигляді броньованих дротів і профільованих сердечників. Додаткова відмінність цих кабелів полягає у тому, що разом з броньованими дротами також прокладають мідні, за допомогою яких забезпечується дистанційне живлення регенераторів.

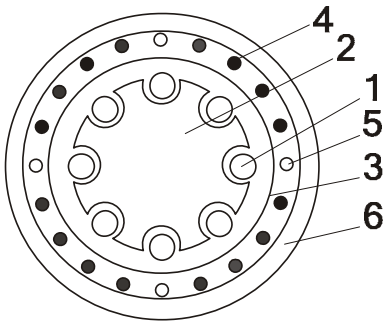


Рис. 5.29

Кабелі ***магістрального зв'язку*** мають ще більш захищену конструкцію, що зображено на рис. 5.30, де 1 – оптичні волокна; 2 – мідні дроти для дистанційного живлення; 3 – силовий елемент; 4 – стальні броньовані дроти; 5, 6 – внутрішня й зовнішня пластмасові оболонки. Вона включає не тільки радіальні, а й центральні силові елементи й більш міцні броньовані дроти. Для дистанційного живлення регенераторів передбачено окремі мідні дроти, які розташовуються в сердечнику кабелю.

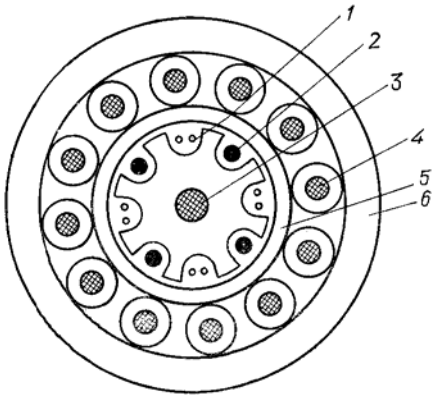


Рис. 5.30

Слід зазначити, що чим більш захіщену конструкцію має кабель, тим більша його вартість, тому при виборі типу кабелю слід також враховувати й цей показник.

БІБЛІОГРАФІЧНИЙ СПИСОК

1. Тепляков И.М. Основы построения телекомуникационных систем и сетей: учеб. пособие / И.М. Тепляков. – М.: Радио и связь, 2004. – 328 с.
2. Гаранин М.В. Системы и сети передачи информации: учеб. пособие / М.В. Гаранин, В.И. Журавлев, С.В. Кунегин. – М.: Радио и связь, 2001. – 336 с.
3. Гроднев И.И. Линии связи: учеб. для вузов / И.И. Гроднев, С.М. Верник. – М.: Радио и связь, 1988. – 544 с.
4. Яворский Б.М. Справочник по физике для инженеров и студентов вузов / Б.М. Яворский, А.А. Детлаф. – М.: Наука, 1965. – 848 с.
5. Корн Г. Справочник по математике для научных работников и инженеров: пер. с англ. / Г. Корн, Т. Корн. – М.: Наука, 1978. – 832 с.

ЗМІСТ

1. Системи зв'язку 3
1.1. Структурна схема. Основні визначення й вимоги 3
1.2. Види ліній передачі та їхні основні властивості 5
2. Теорія ліній передачі 5
2.1. Типи й класи електромагнітних хвиль 5
2.2. Основні рівняння електромагнітного поля 7
2.3. Частотні обмеження при передачі енергії 9
2.4. Режими передачі енергії 10
2.5. Розповсюдження енергії напрямними системами 11
2.6. Вихідні принципи розрахунку напрямних систем 13
2.7. Рівняння однорідної лінії 14
3. Симетричні кабелі 19
3.1. Електричні процеси в симетричних колах 19
3.2. Визначення первинних параметрів кабельних ліній 21
3.3. Основні залежності первинних параметрів симетричних ліній ... 23
3.4. Визначення вторинних параметрів симетричних ліній 24
3.5. Визначення параметрів симетричних екранованих ліній 25
3.6. Оптимальні співвідношення параметрів симетричних ліній зв'язку 27
3.7. Конструкція симетричних кабелів і їхні характеристики 28
4. Коаксіальні кабелі 31
4.1. Електричні процеси в коаксіальних колах 31
4.2. Визначення первинних параметрів коаксіальних ліній 34
4.3. Основні залежності первинних параметрів коаксіальних ліній ... 35
4.4. Визначення вторинних параметрів коаксіальних ліній 36
4.5. Оптимальне співвідношення діаметрів провідників коаксіального кола 36
4.6. Конструкція коаксіальних кабелів та їхні характеристики 38
5. Оптичні кабелі 42
5.1. Фізичні процеси в волоконних світловодах 43
5.2. Променева теорія передачі енергії світловодами 44
5.3. Хвильова теорія передачі енергії світловодами 48
5.4. Згасання світловодів 51
5.5. Дисперсія й пропускна здатність світловодів 54
5.6. Дальність зв'язку й довжина регенераційної ділянки 58
5.7. Характеристичні параметри світловодів 59
5.8. Класифікація типів оптичного волокна 61
5.9. Конструкція оптичних кабелів 63
Бібліографічний список 68

Абрамов Сергій Клавдійович

ЛІНІЇ ПЕРЕДАЧІ

Редактор А.М. Ємленінова

Зв. план, 2009
Підписано до друку 12.10.2009
Формат 60x84 1/16. Папір офс. № 2. Офс. друк
Ум. друк. арк. 3,9. Обл.-вид. арк. 4,37. Наклад 100 прим.
Замовлення 364. Ціна вільна

Національний аерокосмічний університет ім. М.Є. Жуковського
«Харківський авіаційний інститут»
61070, Харків-70, вул. Чкалова, 17
http://www.khai.edu
Видавничий центр «ХАІ»
61070, Харків-70, вул. Чкалова, 17
izdat@khai.edu