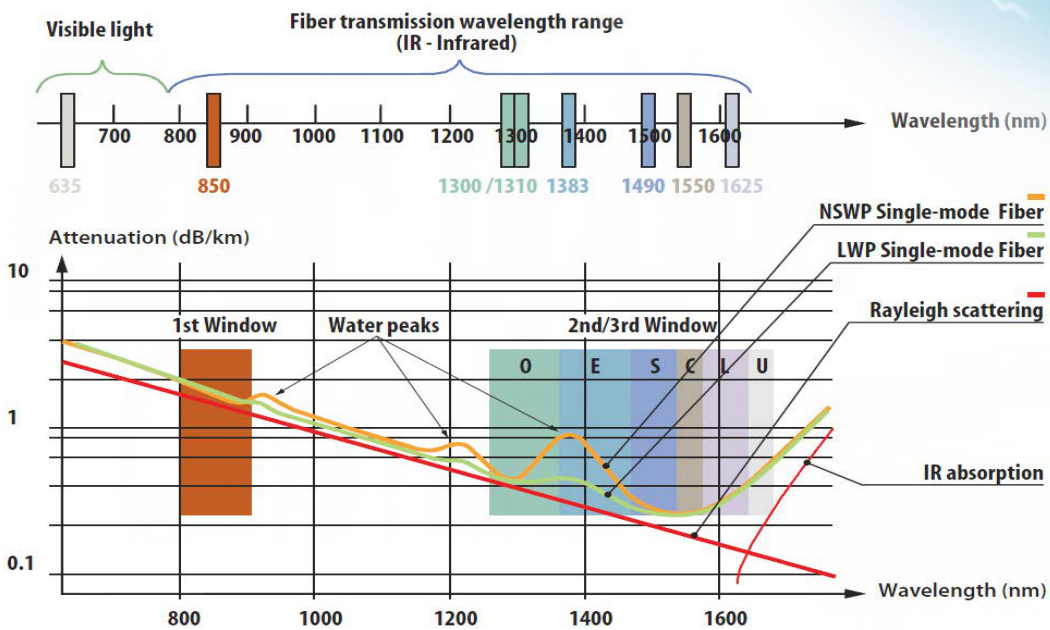


Г. Г. Бортник, М. В. Васильківський, В. М. Кичак

НАПРЯМНІ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ СИСТЕМИ



Міністерство освіти і науки України
Вінницький національний технічний університет

Г. Г. Бортник, М. В. Васильківський, В. М. Кичак

НАПРЯМНІ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ СИСТЕМИ

Навчальний посібник

Вінниця
ВНТУ
2018

УДК 621.391(075)

Б21

Рекомендовано до друку Вченою радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки України (протокол №°11 від 31.05.2018 р.)

Рецензенти:

В. В. Мартинюк, доктор технічних наук, професор

В. А. Лужецький, доктор технічних наук, професор

О. В. Осадчук, доктор технічних наук, професор

Бортник, Г. Г.

Б21 Напрямні телекомунікаційні системи : навчальний посібник / Бортник Г. Г., Васильківський М. В., Кичак В. М. – Вінниця : ВНТУ, 2018. – 121 с.

У навчальному посібнику розглянуто основні види ліній передачі, які застосовуються при побудові сучасних ліній і мереж зв'язку. Подано короткий опис фізичної природи поширення сигналів цими лініями, наведено вирази для розрахунку первинних і вторинних параметрів різних типів ліній зв'язку. Викладені особливості та принципи побудови напрямних телекомунікаційних систем.

Призначений для студентів спеціальності «Телекомунікації та радіотехніка», що навчаються за освітньо-професійними програмами «Телекомунікації», «Інформаційно-телекомунікаційні технології» та «Радіотехніка».

УДК 621.391(075)

ЗМІСТ

Перелік скорочень	5
Вступ.....	6
1 Основи побудови та використання напрямних систем передачі	8
1.1 Класифікація напрямних систем зв'язку	8
1.2 Основи теорії ліній передачі	10
1.2.1 Типи та класи електромагнітних хвиль в напрямних системах зв'язку.....	10
1.2.2 Основні рівняння електромагнітного поля.....	13
1.2.3 Частотні характеристики напрямних систем	14
1.2.4 Класифікація режимів передачі енергії в напрямних системах.....	15
1.3 Розповсюдження енергії напрямними системами	16
1.3.1 Розповсюдження енергії з урахуванням індукції.....	16
1.3.2 Поширення енергії з урахуванням випромінювання	18
1.4 Математичні основи розрахунку електричних параметрів напрямних систем зв'язку	19
1.4.1 Хвильовий опір напрямної системи електричного зв'язку	20
1.4.2 Коефіцієнт розповсюдження напрямної системи	21
1.4.3 Швидкість проходження електромагнітної енергії колами зв'язку	22
1.5 Особливості ефективного використання напрямних систем зв'язку	22
1.6 Особливості визначення параметрів хвилеводних напрямних систем.....	25
1.6.1 Фізичні процеси в хвилеводах	25
1.6.2 Методика розрахунку параметрів циліндричних хвилеводів.....	26
1.6.3 Переваги та недоліки спіральних хвилеводів.....	27
2 Кабельні лінії електричного зв'язку.....	29
2.1 Класифікація симетричних кабелів та їх характеристики	29
2.2 Частотні залежності первинних електричних параметрів симетричних ліній	30
2.3 Методика розрахунку первинних параметрів симетричного кабелю електрозв'язку	32
2.4 Визначення первинних електричних параметрів екранованих симетричних ліній	38
2.5 Визначення вторинних електричних параметрів симетричних ліній електрозв'язку	40
2.6 Визначення оптимальних співвідношень параметрів симетричних напрямних систем	41
2.7 Методика розрахунку вторинних параметрів передачі симетричного кабелю електрозв'язку	42

2.8	Коаксіальні напрямні системи електрозв'язку	44
2.8.1	Електричні процеси в коаксіальних напрямних системах	44
2.8.2	Функціональні характеристики коаксіальних кабелів	47
2.9	Електричні параметри коаксіальних ліній	51
2.9.1	Частотні залежності первинних електричних параметрів коаксіальних ліній	51
2.9.2	Методика розрахунку первинних електричних параметрів коаксіального кабелю	52
2.10	Оптимальне співвідношення діаметрів провідників	54
2.11	Методика розрахунку вторинних параметрів передачі коаксіального кабелю електрозв'язку	56
3	Електромагнітна сумісність напрямних систем електричного зв'язку	59
3.1	Первинні та вторинні параметри взаємного впливу	59
3.2	Частотні характеристики взаємного впливу	64
3.3	Часові характеристики взаємного впливу в симетричних направних системах	67
3.4	Взаємні впливи в коаксіальних кабелях електрозв'язку	69
3.5	Особливості магнітного впливу ЛЕП на кабельні лінії зв'язку	71
4	Кабельні лінії оптичного зв'язку	75
4.1	Волоконно-оптичні лінії зв'язку	75
4.1.1	Фізичні процеси в оптичних волокнах	75
4.1.2	Променева теорія передачі енергії оптичними волокнами	76
4.1.3	Хвильова теорія передачі енергії оптичними волокнами	81
4.2	Будова волоконно-оптичних кабелів	84
4.2.1	Типи конструкцій волоконно-оптичних кабелів	84
4.2.2	Основні елементи волоконно-оптичного кабелю	86
4.2.3	Основні елементи оптичного волокна	89
4.3	Технології з'єднання оптичних волокон	93
4.3.1	З'єднання оптичних волокон за допомогою зварювання та склеювання	93
4.3.2	Типи рознімних з'єднань оптичних волокон та кабелів	95
4.3.3	Причини втрат при з'єднанні оптичних волокон	98
4.4	Причини затухання потужності оптичних сигналів в оптичних волокнах	99
4.5	Енергетичні характеристики оптичних ліній зв'язку	104
4.6	Дисперсія та пропускна спроможність ВОЛЗ	107
4.7	Дальність зв'язку та довжина ділянки оптичного підсилення	110
4.8	Характеристичні параметри волоконно-оптичних хвилеводів	112
4.9	Класифікація типів оптичного волокна	114
4.10	Конструкція оптичних кабелів	115
4.11	Типові конструкції оптичних кабелів	116
	Список літератури	120

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

ВОК – волоконно-оптичний кабель
ВОЛЗ – волоконно-оптична лінія зв'язку
ВОЛП – волоконно-оптична лінія передачі
ВОЛТ – волоконно-оптична лінія транспортування
ВП – вікно прозорості
ЛД – лазерний діод
СД – світлодіод
ЦСП – цифрова система передавання
ПКЛ – повітряна кабельна лінія
СКЛ – симетрична кабельна лінія
ККЛ – коаксіальна кабельна лінія
ЛПХ – лінія поверхневої хвилі
РКЛ – радіочастотна кабельна лінія
НКЛ – надпровідна кабельна лінія
СЛ – смугова лінія
РЛ – радіолінія
РРЛ – радіорелейна лінія
ХЛ – хвилевідна лінія
ДХЛ – діелектрична хвилевідна лінія
ВОЛ – волоконно-оптична лінія
СЛ – супутникова лінія
ЛЛ – лазерна лінія
ТЕМ – поперечно-електромагнітна хвиля
ТМ – поперечно-магнітна хвиля
ТЕ – поперечно-електрична хвиля
ДХ – довгі хвилі
КХ – короткі хвилі
СХ – середні хвилі
УКХ – ультракороткі хвилі
ОХ – оптичні хвилі
ШСЗ – штучний супутник Землі
СКС – структурована кабельна система
ЛЕП – лінія електропередачі
МТМ – місцева телефонна мережа
ХОс – хвилі осердя
ХОб – хвилі оболонки
ХПр – хвилі просторові
ОМ – оптичний модуль
ППЗ – профіль показника заломлення
СОВ – сходинокве оптичне волокно
ГОВ – градієнтне оптичне волокно
БМ – багатомодове оптичне волокно
ОМ – одномодове оптичне волокно
СВМ – синтетичний високотемпературний матеріал

ВСТУП

Напрямною системою є фізичне середовище поширення електромагнітних хвиль, яке використовується для передавання інформаційних сигналів. За принципом побудови напрямні системи можна поділити на два основних типи: лінії зв'язку та радіолінії. В свою чергу, лінії зв'язку можна розділити на кабельні та хвилеводні, а радіолінії поділяються на електричні та оптичні. Тому напрямною системою можна назвати сукупність лінійного телекомунікаційного обладнання на основі металевої лінії зв'язку (кабельна, хвилеводна), діелектричної лінії зв'язку (волоконно-оптична) або метало-діелектричної лінії (лінії поверхневої хвилі), що забезпечує передавання електроматнітної енергії в заданому напрямку.

До інфокомунікацій або телекомунікацій входить галузь техніки та технологій, що забезпечують передавання інформаційних повідомлень від джерел повідомлень (ДП) до одержувачів повідомлень (ОП), які знаходяться на відстаній один від одного [1].

Частину системи зв'язку, що забезпечує передачу повідомлення від одного відправника, називають каналом зв'язку. При цьому система зв'язку може бути одно- або багатоканальною.

Лінією зв'язку (передачі) є інженерна споруда, що складається з кабелю зв'язку з певною географічною трасою або радіотрасою, які забезпечуються пристроями захисту від сторонніх впливів (грозорозрядниками), а також підсилювальними та регенераційними пунктами.

Залежно від заданої довжини та пропускної спроможності лінійного тракту використовується нижченаведена класифікація кабелів зв'язку.

Магістральні кабелі міжміського зв'язку призначені для передачі значних обсягів інформації на великі відстані.

Зонові кабелі внутрішньообласного зв'язку забезпечують багатоканальну передачу даних на відстані до 250 км.

Міські кабелі призначені для з'єднання міських АТС та телекомунікаційних вузлів і можуть використовуватись на багатоканальних лінійних трактах (без регенераторів) довжиною до 10 км.

Підводні кабелі характеризуються високою механічною міцністю на розрив, надійним вологостійким покриттям, низьким коефіцієнтом затухання та можливістю реалізації регенераційних ділянок значної довжини.

Об'єктові кабелі використовуються для створення установчого й відео-, телефонного зв'язку, мереж кабельного телебачення, бортових інформаційних систем рухомих об'єктів.

Монтажні кабелі використовуються на коротких міжстанційних лінійних трактах, де необхідна підвищена механічна гнучкість.

До основних функціональних характеристик ліній зв'язку можна віднести [3]:

- забезпечення зв'язку на задану відстань (від десятків до тисяч кілометрів у межах держави та до десятків тисяч кілометрів для міжнародного зв'язку);
- широкосмуговість та можливість забезпечення передачі всіх видів сучасної інформації, зокрема: телефонії, телеграфного зв'язку, відеотелефонії, телебачення, телеметрії, комп'ютерних даних;
- захищеність кіл від взаємних перехідних впливів і зовнішніх завад, зокрема від фізичних впливів (атмосферних явищ, корозії тощо);
- стабільність електричних параметрів лінії та забезпечення стійкості і надійності послуг зв'язку;
- економічність телекомунікаційної системи зв'язку в цілому.

Кабельна лінія зв'язку складається з величезної кількості елементів, що згруповані в складну технічну споруду, яка призначена забезпечувати довготривалу (десятки років) безперебійну роботу сотень та тисяч каналів зв'язку, і тому до всіх елементів лінійного тракту передачі сигналів висуваються високі вимоги.

Вибір типу та конструкції лінії зв'язку залежить від особливостей розповсюдження енергії вздовж лінійного тракту та необхідністю забезпечення завадозахищеності високочастотних кіл системи передачі від взаємних перехідних впливів.

Системи зв'язку на основі штучного середовища поширення сигналів (металеві провідники, оптичне волокно) називаються *проводовими*, або *напрямними*, а системи, в яких сигнали передаються через відкритий канал зв'язку, – *беспроводовими* або *радіосистемами*.

Даний навчальний посібник містить чотири розділи. Зокрема, перший розділ знайомить читача з основами побудови та використання напрямних систем передачі. У другому розділі розглянуто кабельні лінії електричного зв'язку та наведено їх основні параметри і характеристики. У третьому розділі виконано аналіз електромагнітної сумісності напрямних систем електричного зв'язку. У четвертому розділі розглянуто особливості кабельних ліній оптичного зв'язку.

1 ОСНОВИ ПОБУДОВИ ТА ВИКОРИСТАННЯ НАПРЯМНИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧІ

1.1 Класифікація напрямних систем зв'язку

Система зв'язку складається з сукупності технічних засобів та середовища розповсюдження, які забезпечують передачу повідомлень. На рисунку 1.1 відображено узагальнену структурну схему телекомунікаційної системи зв'язку [2].

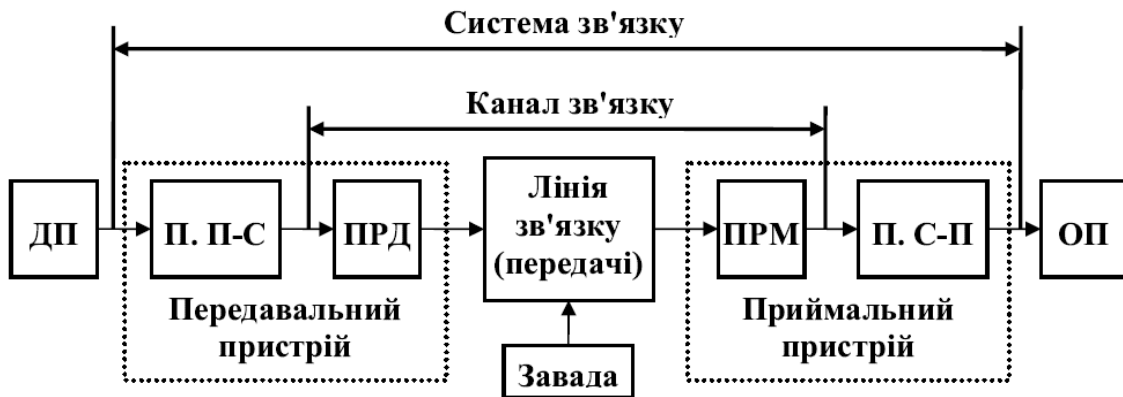


Рисунок 1.1 – Узагальнена структура телекомунікаційної системи зв'язку

За допомогою перетворювача повідомлення-сигнал (П. П-С) повідомлення з виходу джерела повідомлення перетворюється у первинний електричний сигнал, який не завжди можна передавати через лінію зв'язку. Тому, за допомогою передавача (ПРД) первинні сигнали перетворюються у вторинні з узгодженими характеристиками з параметрами лінії зв'язку. Після проходження лінії зв'язку інформаційні сигнали надходять на вхід приймача (ПРМ), в якому усувається вплив завад та за допомогою перетворювача сигнал-повідомлення (П. С-П) виконується зворотне перетворення і, в результаті, вони спрямовуються до одержувача.

Напряму систему можна зобразити у вигляді пристрою, що призначений для передачі електромагнітної енергії в заданому напрямку. Таку каналоутворювальну здатність має будь-яка межа поділу середовищ поширення з різними електричними властивостями: метал-діелектрик – металева лінія (кабель, хвилевід); діелектрик-повітря – діелектрична лінія з матеріалу з $\epsilon > 1$ (діелектричний хвилевід, волоконний хвилевід) та інші лінії.

Визначальними характеристиками ефективності роботи напрямних телекомунікаційних систем є їх будова, частотні характеристики та умови використання. Тому, за принципом побудови та умовами використання, напрямні системи передачі можна поділити на групи: кабельні повітряні лінії зв'язку на основі ЛЕП; симетричні та коаксіальні кабельні лінії; над-

провідникові лінії зв'язку; хвильовідні металеві та діелектричні лінії; лінії поверхневої хвилі; волоконно-оптичні лінії зв'язку; стрічкові кабельні лінії (смугові лінії) та радіочастотні кабельні лінії зв'язку (рис. 1.2).

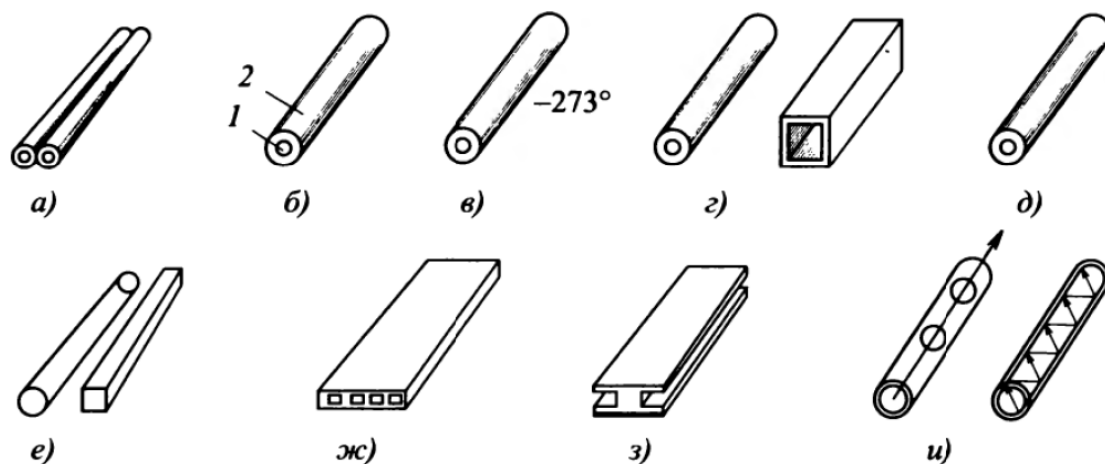


Рисунок 1.2 – Узагальнена будова основних типів напрямних систем зв'язку: *а* – симетричні; *б* – коаксіальні; *в* – коаксіальні з надпровідними характеристиками; *г* – хвильовідні; *д* – лінії поверхневої хвилі; *е* – діелектричні хвильоводи; *ж, з* – смугові лінії; *и* – волоконно-оптичні лінії

Повітряні лінії та симетричні кабелі можна віднести до групи симетричних ліній на основі двох провідників з однаковими електричними та конструктивними параметрами (рис. 1.2, *а*).

Коаксіальний кабель складається з провідника (1), який концентрично розміщений всередині пустотілого циліндричного провідника (2) та ізолюваний від нього ізоляційними прокладками (шайби, балони, корделі та ін.) (рис. 1.2, *б*). Хвильоводом може бути пустотіла металева трубка круглої або прямокутної форми (рис. 1.2, *г*). Надпровідниковий кабель характеризується коаксіальною формою малих габаритів та може використовуватись лише в умовах низьких температур (рис. 1.2, *в*). Лінія поверхневої хвилі складається з одинарного металевого провідника, що покритий ізоляційним матеріалом (поліетиленом) (рис. 1.2, *д*). Діелектричним хвильоводом може бути стержень з ізоляційного матеріалу (поліетилену, стирофлексу) круглої або прямокутної форми (рис. 1.2, *е*). Смугова лінія складається з плоских ізолюваних стрічкових провідників (рис. 1.2, *ж*). Різновидом цієї лінії є кабель на основі великої кількості провідників, які розміщені в одній площині (рис. 1.2, *з*). Волоконно-оптичний кабель складається з одного або скрутки багатьох волоконно-оптичних хвильоводів, які об'єднані в загальній оболонці (рис. 1.2, *и*). Напрямні провідні системи передачі високо-частотної енергії можна реалізувати на основі: повітряних ліній, симетричних кабелів, коаксіальних кабелів, надпровідних кабелів, хвильоводів та во-

локоно-оптичних кабелів. Радіочастотні кабелі можуть мати коаксіальну, симетричну або спіральну форму побудови.

Напрямні системи також можна класифікувати за частотними характеристиками (за довжиною робочих хвиль або діапазоном робочих частот) (табл. 1.1).

Таблиця 1.1 – Класифікація робочих діапазонів напрямних систем зв'язку

Тип напрямної системи	Діапазон робочих частот, Гц	Діапазон робочих довжин хвиль	Призначення напрямної системи
Повітряна кабельна лінія (ПКЛ)	$0 \dots 10^5$	км	Радіолінії (РЛ)
Симетрична кабельна лінія (СКЛ)	10^6	100 м	Радіолінії (РЛ)
Коаксіальна кабельна лінія (ККЛ); лінія поверхневої хвилі (ЛПХ); радіочастотна кабельна лінія (РКЛ)	10^8	м	Радіолінії (РЛ)
Коаксіальна кабельна лінія (ККЛ); надпровідна кабельна лінія (НКЛ); смугова лінія (СЛ); радіочастотна кабельна лінія (РКЛ)	10^9	дцм	Радіолінії (РЛ); радіорелейні лінії (РРЛ)
-	10^{10}	см	Супутникові лінії (СЛ); радіорелейні лінії (РРЛ)
Хвильоводна лінія (ХЛ); діелектрична хвильоводна лінія (ДХЛ)	$10^{10} \dots 10^{11}$	мм	-
-	$10^{12} \dots 10^{14}$	ІЧЛ	-
Волоконно-оптична лінія (ВОЛ)	$10^{14} \dots 10^{15}$	мкм	Лазерні лінії (ЛЛ)

На сучасному етапі розвитку напрямних систем зв'язку найбільше поширення отримали симетричні, коаксіальні та оптичні лінії передачі.

1.2 Основи теорії ліній передачі

1.2.1 Типи та класи електромагнітних хвиль в напрямних системах зв'язку

Електромагнітні хвилі в напрямних системах можна поділити на класи: ТЕМ – поперечно-електромагнітна хвиля; ТМ – поперечно-магнітна або Е-

хвиля; ТЕ – поперечно-електрична хвиля або Н-хвиля. Змішані (дипольні) хвилі поділяються на НЕ-хвилі (з переважанням у поперечному перерізі поля Н) та ЕН-хвилі (з переважанням у поперечному перерізі поля Е).

Хвиля TEM складається тільки з поперечних складових електричного Е та магнітного Н полів, а поздовжні складові E_z і H_z дорівнюють нулю. При цьому силові лінії поля знаходяться у поперечних площинах і точно повторюють картину силових ліній поля при статичній напрузі та постійному струмі, як показано на рисунку 1.4.

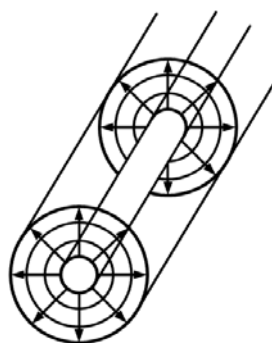


Рисунок 1.4 – Силові лінії електромагнітного поля при статичній напрузі та постійному струмі

Процес передачі основних хвиль TEM залежить від потенціального поля, тому для передачі цих хвиль необхідні різниця потенціалів та двовимірне поле в перерізі.

Цей клас хвиль використовується для передачі інформаційних сигналів проводовими системами у порівняно обмеженому діапазоні частот, зокрема при передачі симетричними та коаксіальними колами, де визначальними факторами поширення енергії є струми провідності $I_{пр}$.

Хвилі вищого порядку ТМ і ТЕ, окрім поперечних складових електромагнітного поля (E_{\perp} і H_{\perp}), містять одну поздовжню складову. Для хвиль ТМ - $E_z \neq 0$ (рис. 1.5), а для хвиль ТЕ - $H_z \neq 0$ (рис. 1.6). Тому силові лінії цих хвиль знаходяться як у поперечних, так і в поздовжніх перерізах напрямних систем.

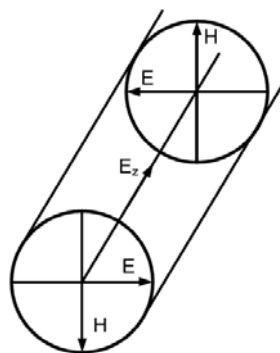


Рисунок 1.5 – Силові лінії електромагнітного поля для ТМ хвиль

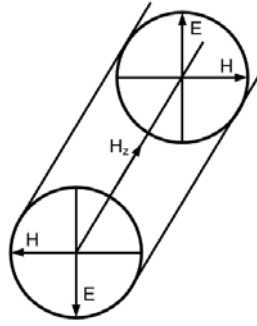


Рисунок 1.6 – Силлові лінії електромагнітного поля для ТЕ хвиль

Передача хвиль вищого порядку ТЕ і ТМ залежить від вихрового поля, тому ці хвилі збуджуються у досить високому діапазоні частот, де визначальними факторами поширення енергії є струми зміщення $I_{зм}$.

Хвилі ТЕ і ТМ можна передавати по однопроводових напрямних системах, наприклад, через металеві та діелектричні хвилеводи або однопроводові лінії. При цьому, поздовжня складова поля E_z або H_z задає напрямок руху енергії вздовж лінії передачі та створюється різниця потенціалів між полюсами хвиль, а також між полюсами та стінками хвилеводу. Ефективна довжина хвилі має бути кратною довжині перерізу хвилеводу, тобто цілому числу півхвиль або одній півхвилі, що вкладаються в хвилеводі.

Змішані (дипольні) хвилі складаються з суми хвиль Е та Н і містять усі шість компонентів поля, також обидві поздовжні складові E_z і H_z . Такі змішані хвилі використовуються в діелектричних хвилеводах.

Електромагнітні хвилі можна класифікувати за типами. Тип хвилі (мода) зумовлений складністю структури, тобто кількістю максимумів та мінімумів енергетичного поля в поперечному перерізі. Мода характеризується двома числовими індексами n та m , наприклад TE_{nm} , TM_{nm} . Індекс n в круглих хвилеводах вказує на кількість повних змін поля по його периметру, а індекс m вказує на кількість змін поля по діаметру хвилеводу.

Враховуючи, що для передачі енергії вздовж напрямної системи поле в ній має мати поздовжню компоненту за напрямком руху енергії (вектор Пойнтинга P_z), тому необхідно, щоб електричні та магнітні компоненти поля розташовувалися у поперечній площині. При цьому обов'язковою умовою розповсюдження енергії є наявність складових E_{\perp} та H_{\perp} , що утворюють з поздовжньою компонентою вектора Пойнтинга правогвинтову систему за правилом гвинта (рис. 1.7).

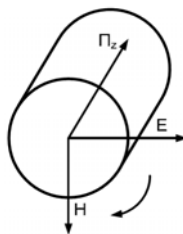


Рисунок 1.7 – Силлові лінії електромагнітного поля, які характеризують передачу енергії напрямною системою

1.2.2 Основні рівняння електромагнітного поля

При підключенні генератора ЕРС до провідників лінії передачі між ними виникне змінне електромагнітне поле, яке буде поширюватись вздовж них зі швидкістю, близькою до швидкості світла у вакуумі. При цьому індукована напруга утворює рух електронів, який можна оцінити через значення струму в провідниках.

В результаті, напруженість електричного поля E відповідає значенню напруги U , а напруженість магнітного поля H – значенню струму I . Таким чином, значення напруги та струму у лінії передачі залежать від змін електромагнітного поля.

Основні закономірності електромагнітного поля описує система рівнянь Максвелла

$$\begin{cases} \text{rot}H = \sigma E + j\omega\varepsilon E = I_{\text{пр}} + I_{\text{зм}}, \\ \text{rot}E = -j\omega\mu H, \end{cases} \quad (1.1)$$

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

У металевих середовищах $I_{\text{пр}} \gg I_{\text{зм}}$, тому можна вважати, що компонент $j\omega\varepsilon E \approx 0$. У діелектрику $I_{\text{пр}} \ll I_{\text{зм}}$, тому $\sigma E \approx 0$. Згідно з рисунком 1.8, а сутність першого рівняння системи полягає у тому, що електричне поле створює навколо себе лінії магнітного поля. Зміст другого рівняння базується на тому, що будь-яка зміна магнітного поля супроводжується виникненням електричного поля (рис. 1.8, б).



Рисунок 1.8 – Силкові лінії електромагнітного поля, що характеризують фізичний зміст рівнянь Максвелла

В результаті, зміна одного поля спричиняє появу іншого, внаслідок чого діє та розповсюджується комплексне електромагнітне поле (рис. 1.9), яке забезпечує поширення енергії в атмосфері, кабелях, хвилеводах та інших напрямних системах.

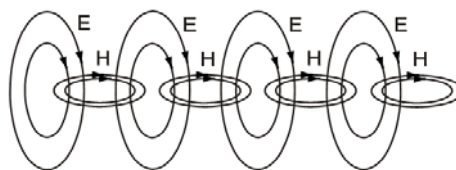


Рисунок 1.9 – Силкові лінії електромагнітного поля, що характеризують поширення енергії в напрямних системах електричного та оптичного зв'язку

Цей принцип поширення енергії вказує на можливість реалізації каналу передавання двома провідниками (кабелем), однопроводновою системою (порожнім циліндром, ізольованим проводом) та взагалі без проводів (радіопередача).

Передача енергії хвильоводами та радіопередача здійснюються за аналогічним принципом. Відмінність полягає лише у тому, що в хвильоводі енергія зосереджена в обмеженому об'ємі та спрямована в одному напрямку. На рисунку 1.10, а показано, що для симетричних та коаксіальних кабелів характерним є присутність струмів провідності $I_{пр}$ в прямому та зворотному проводах.

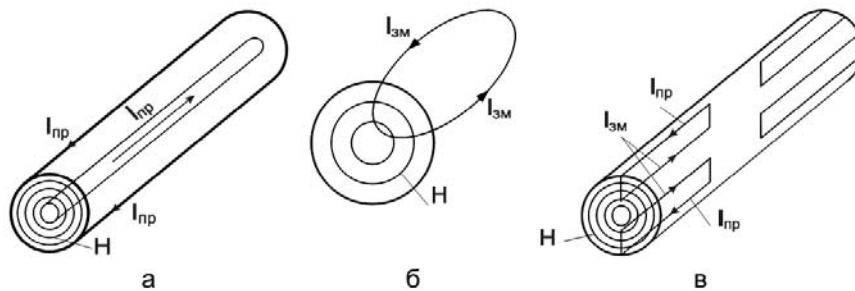


Рисунок 1.10 – Силові лінії струмів провідності та зміщення, що характеризують поширення енергії в напрямних системах електричного та оптичного зв'язку

При розповсюдженні хвиль в атмосфері виникають (по замкнених шляхах) струми зміщення $I_{зм}$ (рис. 1.10, б). Всередині хвильоводів присутні сумарні струми зміщення, а в його стінках – струми провідності ($I_{зм} + I_{пр}$), як показано на рисунку 1.10, в.

1.2.3 Частотні характеристики напрямних систем

Залежність коефіцієнта затухання α від частоти для різних ліній передачі (кабель (К), хвильовод (Х) та атмосфера (А)) наведено на рис. 1.11.

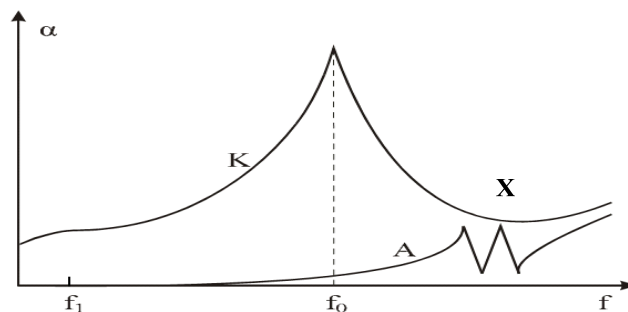


Рисунок 1.11 – Залежність коефіцієнта затухання α від частоти для різних ліній зв'язку (кабель (К), хвильовод (Х) та атмосфера (А))

Діапазон робочих частот кабельних напрямних систем лежить в межах від 0 до f_0 . При цьому довжина робочої хвилі має бути сумірною з поперечними розмірами кабелю: $f_0 = c/\lambda$, $\lambda \approx a$, де a – відстань між провідниками.

При подальшому підвищенні частот у відкритих кабельних лініях з'являються вищі складові поля (хвилі ТЕ і ТМ), що зумовлюють виникнення антенного ефекту (ефект випромінювання) і в результаті чого передача вздовж лінії стає неможливою.

В атмосферних лініях передачі використовуються хвилі широкого діапазону – від довгохвильового ($f_1 = 15$ кГц) до короткохвильового (діапазон НВЧ).

Через хвильоводні напрямні системи можуть передаватися лише високочастотні коливання з довжиною хвилі, що менша від його поперечних розмірів, наприклад, від діаметра D круглого хвильоводу ($\lambda \leq D$) або сумірна з ними.

1.2.4 Класифікація режимів передачі енергії в напрямних системах

Режим передачі енергії залежить від діапазону використаних частот та визначається значеннями правих частин системи рівнянь Максвелла (1.1).

Статичний режим характерний для об'ємних статичних зарядів електричного або магнітного типу:

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

Стационарний режим характерний для випадку передачі проводами постійного струму (σE), який створює магнітне поле (rot H) і при цьому електричне поле не наводиться (rot E = 0):

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

Квазістационарний режим характеризує поля, що порівняно повільно змінюються, це дозволяє знехтувати струмами зміщення в діелектрику. Цей режим є ефективним для частот, при яких довжина хвилі значно більша за поперечні розміри лінії передачі ($\lambda \gg D$):

Рівняння Максвелла	Метал	Діелектрик
rot H	σE	0
rot E	$-j\omega\mu H$	$-j\omega\mu H$

За цими формулами можна розраховувати різні провідні напрямні системи, зокрема: повітряні лінії, симетричні та коаксіальні кабелі в діапазоні частот до 10^9 Гц.

Хвильовий режим характерний для процесів у вільному просторі та діелектрику, де струми провідності відсутні:

Рівняння Максвелла	Метал	Діелектрик
rot H	0	$j\omega\epsilon E$
rot E	0	$-j\omega\mu H$

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

Електродинамічний режим належить до діапазону високих частот і коротких хвиль, передбачає враховування значень струмів провідності та струмів зміщення:

Рівняння Максвелла	Метал	Діелектрик
rot H	σE	$j\omega\epsilon E$
rot E	$-j\omega\mu H$	$-j\omega\mu H$

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

1.3 Розповсюдження енергії напрямними системами

Процес передачі енергії напрямними системами характеризується розповсюдженням енергії вздовж системи та величиною зовнішнього поля, що виникає в навколишньому просторі.

Поширення енергії вздовж напрямної системи супроводжується втратами енергії та характеризується її коефіцієнтом затухання. Зовнішнє електромагнітне поле в ближній зоні, що відповідає найближчій до джерела точці простору, для якої довжина хвилі значно перевищує відстань від джерела ($\lambda \gg r$), проявляється у вигляді індукції, що спричиняє перехід енергії на суміжні кола і виникнення в них заважальних перехідних впливів.

У дальній зоні, що відповідає точці простору, в якій відстань від джерела значно більша за довжину хвилі ($\lambda \ll r$), електромагнітне поле зумовлює випромінювання енергії та її розповсюдження на великі відстані.

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

1.3.1 Розповсюдження енергії з урахуванням індукції

В таблиці 1.1 наведено первинні та вторинні електричні параметри, які характеризують процес розповсюдження електромагнітної енергії вздовж напрямної системи електричного зв'язку.

Таблиця 1.1 – Первинні та вторинні параметри передачі енергії

Первинні параметри прямої системи електричного зв'язку	Вторинні параметри прямої системи електричного зв'язку
<p>R – активний опір провідників L – індуктивність провідників C – ємність між провідниками G – провідність ізоляції між провідниками</p>	<p>α – коефіцієнт затухання β – коефіцієнт фази Z_B – хвильовий опір v – швидкість розповсюдження</p>

Основним параметром прямої системи є коефіцієнт затухання α , який складається з двох частин: коефіцієнта затухання в металі (α_M) та коефіцієнта затухання в діелектрику (α_D), тобто

$$\alpha = \alpha_M + \alpha_D \quad (1.2)$$

Затухання сигналів в металі зумовлено тим, що частина електромагнітної енергії поглинається проводами та розсіюється у вигляді теплових втрат. Цей процес оцінюється через первинні параметри: опір та індуктивність провідників кабельної прямої системи електричного зв'язку.

Затухання сигналів в діелектрику пов'язано з його поляризацією та втратами енергії на діелектричну поляризацію. Ці процеси характеризуються первинними параметрами: ємністю та провідністю ізоляції.

Коефіцієнт затухання в металі при збільшенні частоти зростає за законом \sqrt{f} , а коефіцієнт затухання в діелектрику – за законом f (рис. 1.12).

Індуковані переходи енергії між сусідніми колами у ближній зоні зумовлені присутністю електричної та магнітної взаємодії між цими колами.

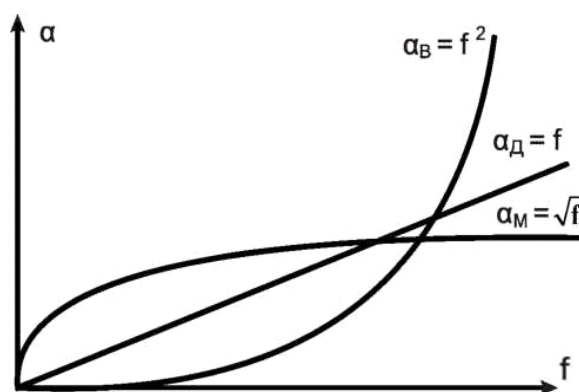


Рисунок 1.12 – Залежність коефіцієнта затухання від типу матеріалу прямої системи та робочої частоти

При проходженні струму яким-небудь колом на його проводах виникають заряди, які створюють електричне поле, силові лінії якого стикають-

ся з сусідніми проводами та створюють у них заваду у вигляді заважального впливу електричного характеру.

Силові лінії магнітного поля, що утворюються навколо робочих проводів, наводять у сусідніх провідниках струми завад у вигляді заважального впливу магнітного характеру.

На еквівалентній схемі електричний вплив характеризується електричним зв'язком K_{12} , а магнітний – магнітним зв'язком M_{12} (рис. 1.13). Обидва коефіцієнти належать до первинних параметрів впливу.

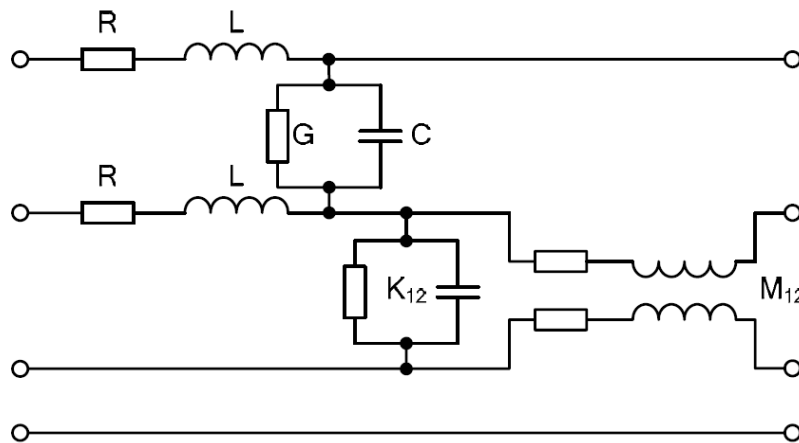


Рисунок 1.13 – Еквівалентна електрична схема напрямної системи

Як вторинні параметри впливу використовуються перехідні згасання на ближньому та дальньому кінцях лінії. При збільшенні робочої частоти вплив між колами значно зростає.

1.3.2 Поширення енергії з урахуванням випромінювання

Враховуючи, що випромінювання високочастотної енергії пов'язано з втратами потужності, коефіцієнт згасання напрямної системи в такому режимі буде складатися з трьох параметрів:

$$\alpha = \alpha_M + \alpha_d + \alpha_B, \quad (1.3)$$

де α_M – коефіцієнт втрат енергії на нагрівання через вплив вихрових струмів у проводах, екрані, оболонці кабелю та інших оточуючих металевих елементах; α_d – коефіцієнт втрат енергії в ізоляції через присутність діелектричної поляризації, яка залежить від якісних характеристик діелектрика; α_B – коефіцієнт втрат високочастотної енергії через виникнення випромінювання, що пов'язано з антенним ефектом напрямної системи.

Частотні характеристики цих складових втрат різні. Зокрема, коефіцієнт втрат в металі змінюється за законом \sqrt{f} , а коефіцієнт втрат в діелектрику зростає лінійно при підвищенні частоти. При підвищенні робочої частоти коефіцієнт втрат на випромінювання досить різко зростає за

законом f^2 (див. рис. 1.12). Як видно з графіка, зображеного на рисунку 1.12, втрати на випромінювання мають малу питому вагу в діапазоні низьких частот та різко зростають і стають домінуючими в діапазоні надвисоких частот.

1.4 Математичні основи розрахунку електричних параметрів напрямних систем зв'язку

Рівняння Максвелла дозволяють вирішити практично будь-яку електродинамічну задачу, зокрема задачу передачі інформаційних сигналів різними напрямними системами в широкому діапазоні частот. Але у багатьох випадках досить важко та іноді недоцільно визначати точні розв'язки рівнянь на базі електродинаміки через наявність досить точних наближених методів розв'язання задач різних класів.

До найбільш характерних методів, які можна вважати граничними для електродинаміки, є методи теорії електричних кіл та теорії геометричної оптики.

Методи теорії електричних кіл забезпечують реалізацію переходу від хвильових процесів до коливальних (довжина хвилі $\lambda \rightarrow \infty$), а методи геометричної оптики пояснюють перехід до променевих (геометричних) процесів ($\lambda \rightarrow 0$).

Залежно від співвідношення довжини робочої хвилі λ і поперечних геометричних розмірів D напрямної системи розв'язання задач передачі електромагнітної енергії можна поділити на три варіанти: квазістаціонарні, електродинамічні та квазіоптичні процеси (табл. 1.2).

Таблиця 1.2 – Класифікація режимів функціонування напрямних систем

Тип процесів	Квазістаціонарні	Електродинамічні (резонансні)	Квазіоптичні
Співвідношення D/λ	$\ll 1$	≈ 1	$\gg 1$
Діапазон робочих частот, Гц	від 0 до 10^{6-8}	10^{9-12}	10^{13-15}
Діапазон довжин 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
Тип напрямної системи	повітряна лінія, симетрична лінія, коаксіальна лінія	хвильевід, коаксіальна лінія	Волоконно-оптичний хвильевід

1.4.1 Хвильовий опір напрямної системи електричного зв'язку

Хвильовий опір Z_x характеризує опір, який зустрічає електромагнітна хвиля при поширенні вздовж однорідної лінії без відбиття, тобто за умови, що на процес передачі енергії не впливають неузгодженості на кінцях лінії передачі.

Електромагнітну хвилю можна розглядати у вигляді двох хвиль: хвилі напруги, яка відображає електричну енергію, та хвилі струму, що характеризує магнітну енергію. Кількісне співвідношення між цими хвилями в лінії називають хвильовим опором напрямної системи.

Хвильовий опір кабелю електрозв'язку залежить лише від його первинних параметрів та частоти струму, що передається:

$$Z_x = \sqrt{(R + j\omega L)/(G + j\omega C)}. \quad (1.4)$$

За своєю фізичною природою величина Z_x не залежить від довжини кабельної лінії, тому має постійне значення у будь-якій точці кола. Враховуючи, що хвильовий опір є комплексною величиною, його значення може бути виражене формулою:

$$Z_x = |Z_x| e^{j\varphi_x}. \quad (1.5)$$

На рисунку 1.14 зображено загальний вигляд залежності хвильового опору кола кабелю від робочої частоти напрямної системи.

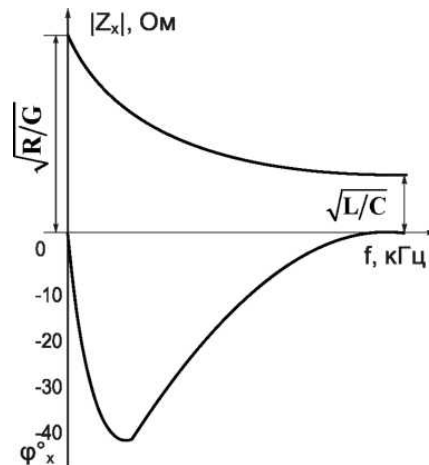


Рисунок 1.14 – Загальний вигляд частотної залежності хвильового опору кола кабельної лінії електрозв'язку від робочої частоти

Модуль хвильового опору Z_x зі зміною частоти зменшується від значення $\sqrt{R/G}$ при $f = 0$ до $\sqrt{L/C}$ та зберігає цю величину в усьому діапазоні високих частот.

Кут хвильового опору φ_x дорівнює нулю при $f = 0$ та на високих частотах, а на середніх частотах ($f = 800$ Гц) дорівнює максимальному значенню. В кабельних лініях передачі кут завжди від'ємний та за абсолютною величиною не перевищує 45° , що свідчить про домінування ємнісної складової та ємнісний характер хвильового опору кабелів.

1.4.2 Коефіцієнт розповсюдження напрямної системи

При поширенні уздовж кабельної лінії електромагнітна енергія зменшується за величиною, що пояснюється її втратами у колах передачі. Ці втрати можна визначити за допомогою коефіцієнта розповсюдження γ .

Комплексну величину коефіцієнта розповсюдження можна записати у вигляді суми дійсної та уявної частин:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}. \quad (1.6)$$

Якщо скористатися виразом для струму та напруги у вигляді

$$U_0/U_\ell = I_0/I_\ell = e^{\gamma\ell} = e^{\alpha\ell} e^{j\beta\ell} = Ae^{j\varphi}, \quad (1.7)$$

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

При передачі інформаційних сигналів параметри α та β характеризують, відповідно, згасання і зміну фаз струму, напруги та потужності на ділянці кабельного лінії довжиною 1 км та мають назву коефіцієнтів згасання і фази. Коефіцієнт згасання визначається в децибелах на кілометр, а коефіцієнт фази визначається в радіанах на кілометр.

Узагальнені частотні залежності коефіцієнтів згасання та фази кабелю наведено на рис. 1.15.

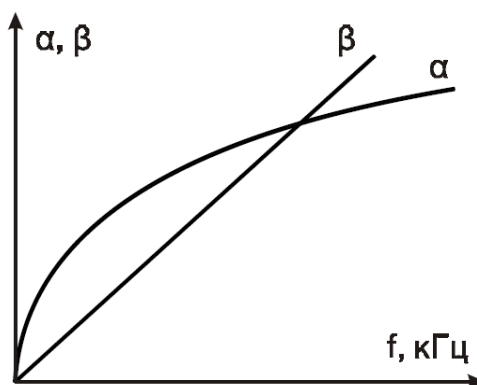


Рисунок 1.15 – Частотні характеристики коефіцієнта згасання та фази кабельної лінії електрозв'язку

Коефіцієнт затухання α при постійному струмі дорівнює \sqrt{RG} , при змінному струмі спочатку зростає досить різко, а потім – більш плавно. Коефіцієнт фази β зростає у всьому діапазоні робочих частот майже за прямолінійним законом.

1.4.3 Швидкість проходження електромагнітної енергії колами зв'язку

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

$$v = \omega/\beta. \quad (1.8)$$

Швидкість розповсюдження є функцією частоти $f = \omega/2\pi$ та коефіцієнта фази β . Таким чином, якщо коефіцієнт затухання кола вказує на якість та дальність зв'язку, то коефіцієнт фази характеризує швидкість руху енергії вздовж лінії передачі.

Швидкість розповсюдження можна визначити:

- при постійному струмі

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC} \left[\left(\sqrt{LG/RC} + \sqrt{RC/LG} \right) / 2 \right]}; \quad (1.9)$$

- в діапазоні високих частот

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (1.10)$$

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

1.5 Особливості ефективного використання напрямних систем зв'язку

Діелектричні хвилеводи, смугові лінії та радіочастотні кабелі, в основному, мають локальне призначення, тобто можуть використовуватись для фідерів передачі енергії між радіотрансляційним обладнанням та антенами. Лінії поверхневої хвилі, в основному, призначені для передавання ТВ-сигналу в межах ТВ-центру. Найпоширеніші кабельні напрямні системи та радіолінії призначені для передавання різних видів інформаційних сигналів: телефонії, телеграфу, телебачення, даних, радіомовлення та ін.

Залежно від довжини носійної хвилі (частоти) радіосигнали можуть поширюватись різними траєкторіями (рис. 1.16).

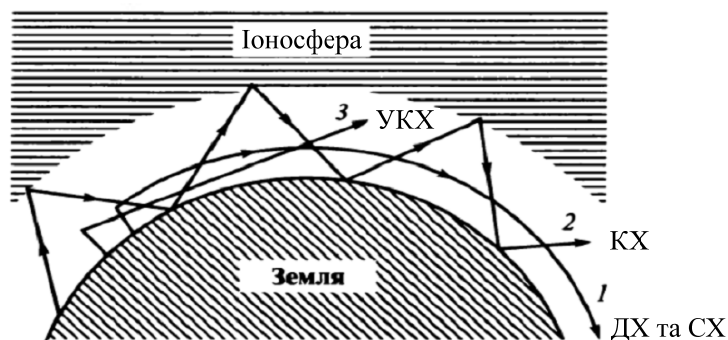


Рисунок 1.16 – Особливості поширення радіохвиль:
 ДХ та СХ – поверхневим променем (1); КХ – просторовим променем (2);
 УКХ та ОХ – в межах прямої видимості (3)

Потрібно відмітити такі переваги радіоліній, як забезпечення зв'язку з рухомими об'єктами на значних відстанях та швидке встановлення зв'язку з великою кількістю абонентів (радіомовлення і телебачення).

Основними недоліками радіоліній є: залежність якості зв'язку від стану середовища передачі та впливу сторонніх електромагнітних полів; низька електромагнітна сумісність в діапазоні метрових та довших хвиль; висока складність обладнання радіотракту. Радіолінії з робочими частотами, що в діапазонах ДХ, СХ та КХ дозволяють здійснити зв'язок на значні відстані, але не можуть при цьому забезпечити високу пропускну спроможність та необхідну завадостійкість. Тому ці радіолінії в основному використовуються для радіомовлення та зв'язку з важкодоступними районами.

Радіорелейні лінії працюють на дециметрових–міліметрових діапазонах в межах прямої видимості. Ці лінії складаються з ланки ретрансляторів на відстані приблизно 50 км один від одного та висотою мачти 50...70 м, як показано на рис. 1.17.

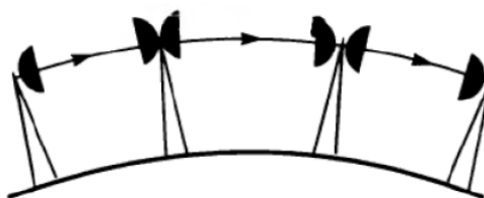


Рисунок 1.17 – Правила поширення різних типів радіохвиль

При збільшенні висоти антенної мачти довжина ретрансляційних ділянок може збільшитись до 70...100 км. Радіорелейні лінії можуть забезпечити передачу великої кількості каналів (300...1920) на значні відстані (до 12500 км) і тому отримали широке використання в телебаченні, радіомовленні та зв'язку. Ці лінії мають кращу завадостійкість та можуть забезпечити достатньо стійкий та якісний зв'язок порівняно зі стандартними радіолініями.

Супутникові лінії зв'язку працюють в сантиметровому діапазоні хвиль за рахунок ретрансляції сигналів за допомогою обладнання, що знаходиться на штучних супутниках Землі (рис. 1.18). Супутникові лінії забезпечують багатоканальний зв'язок на значні відстані. Використовуючи три су-

путники на геостационарній орбіті (36000 км) можна забезпечити зв'язок на території всієї планети (рис. 1.18).

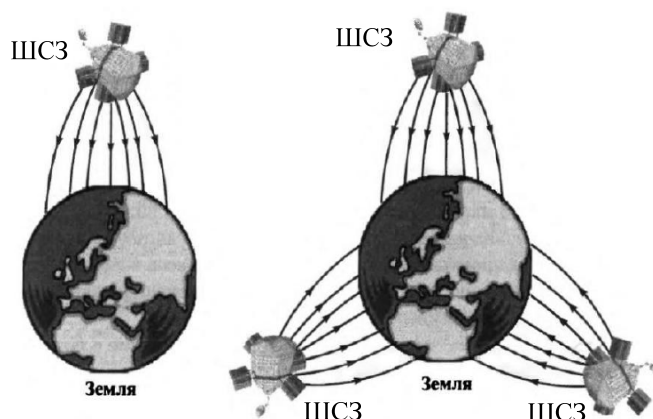


Рисунок 1.18 – Принцип дії супутникових ліній зв'язку

Основними перевагами напрямних систем є забезпечення передачі інформаційних сигналів з високою швидкістю та завадостійкістю. Недоліками напрямних систем є їх висока вартість та тривалість будівництва.

Порівнюючи напрямні системи та радіолінії, потрібно відмітити, що вони доповнюють одна одну (наприклад, радіорелейні лінії).

Сучасні напрямні системи забезпечують передачу сигналів в діапазоні від постійного струму до оптичного діапазону частот, а робочий діапазон довжин хвиль дорівнює від 0,85 мкм до сотень кілометрів.

Потрібно відмітити, що чим більший робочий діапазон напрямної системи зв'язку, тим більший інформаційний потік можна передати з кращою економічністю, як показано в табл. 1.3.

З табл. 1.3 видно, що оптичне волокно та хвилевід можуть забезпечити передачу значної кількості інформаційних каналів за рахунок дуже високих робочих частот.

Таблиця 1.3 – Основні функціональні характеристики напрямних систем

Тип напрямної системи	Діапазон робочих частот, Гц	Діапазон робочих довжин хвиль	Максимальна кількість основних цифрових каналів	Тип системи передачі
Повітряні лінії	10^5	Км	10	В-12
Симетрична кабельна лінія	10^6	100 м	100	К-60п; К-1020с
Коаксіальна кабельна лінія	10^8	М	1000.....10000	К-1920; К-3600; К-5400; К-10800
Хвилеводна лінія	$10^{10} \dots 10^{11}$	Мм	100000	-
Волоконно-оптична кабельна лінія	$10^{14} \dots 10^{15}$	Мкм	понад 100000	СТМ-1... СТМ-256

Коаксіальні лінії зв'язку також придатні для передачі значних інформаційних потоків. Суттєво менший діапазон робочих частот в симет-

ричних кабельних лініях та зовсім мала пропускна спроможність в повітряних кабельних лініях зв'язку.

1.6 Особливості визначення параметрів хвильоводних напрямних систем

1.6.1 Фізичні процеси в хвильоводах

Хвильоводом називають пристрій, який зосереджує електромагнітну енергію та передає її в заданому напрямку. Конструктивно хвильовід складається з пустотілої високоякісної металевої трубки круглого або прямокутного перерізу. Відомі також інші конструкції хвильоводів: еліптичні, П-подібні, Н-подібні.

Будову хвильоводу показано на рис. 1.19. Циліндричні хвильоводи, порівняно з прямокутними, характеризуються меншим значенням робочого затухання сигналів.

Принцип поширення електромагнітної енергії в хвильоводній напрямній системі є аналогічним закону поширення енергії в атмосфері, тобто на основі струмів зміщення, лише в хвильоводах передача енергії є строго направленою в обмеженому діапазоні частот.

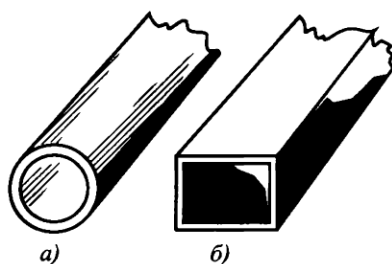


Рисунок 1.19 – Будова хвильоводних напрямних систем:
а – циліндрична; б – прямокутна

Поширення електромагнітної хвилі в хвильоводі відбувається зигзагоподібно за рахунок багатократного відбиття від його стінок. При збільшенні робочої частоти зменшується кількість відбиттів електромагнітної хвилі від стінок хвильоводу, тобто утворюється прямолінійний рух хвилі в цій напрямній системі (рис. 1.20).

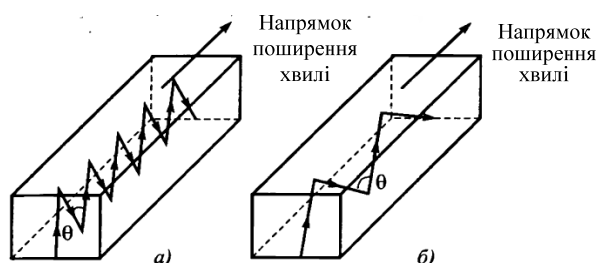


Рисунок 1.20 – Особливості поширення електромагнітної хвилі в хвильоводній напрямній системі

(а – в діапазоні низьких частот; б – в діапазоні високих частот)

В діапазоні низьких частот, коли відбита електромагнітна хвиля стає перпендикулярною до стінок хвильоводу, припиняється її поширення

вздовж хвилеводної лінії, а частоту цього сигналу називають критичною (f_0). Критична частота характеризує нижню межу діапазону робочих частот. Таким чином, хвилевід функціонально подібний до фільтра верхніх частот.

Значення критичної довжини хвилі λ_0 для круглого хвилеводу приблизно дорівнює його діаметру ($\lambda_0 \approx D$), а для прямокутного – подвійній його ширині ($\lambda_0 \approx 2a$). Тому до діапазону робочих хвиль круглого хвилеводу входять довжини хвиль, що менші за його діаметр ($\lambda < D$).

1.6.2 Методика розрахунку параметрів циліндричних хвилеводів

Електричні параметри хвилеводів (критична довжина хвилі, частота, коефіцієнт згасання, фаза та хвильовий опір) можна визначити шляхом вирішення основних рівнянь електродинаміки – рівнянь Максвелла.

Значення критичної довжини хвилі та частоти можна визначити за формулами

$$\lambda_0 = 2\pi a / p_{0m}; \quad f_0 = p_{0m} c / (2\pi a), \quad (1.11)$$

де p_{0m} – корені функцій Бесселя; a – радіус хвилеводу.

Коефіцієнт фази можна визначити за виразом

$$\beta = k \sqrt{1 - (f_0/f)^2}, \quad (1.12)$$

де $k = \omega \sqrt{\mu_a \epsilon_a}$ – хвильовий коефіцієнт середовища поширення хвилі.

Фазову швидкість можна визначити за формулою

$$v = c / \sqrt{1 - (f_0/f)^2}, \quad (1.13)$$

де c – швидкість світла у вакуумі.

Групову швидкість можна визначити за формулою

$$v_{gp} = c \sqrt{1 - (f_0/f)^2}, \quad (1.14)$$

Хвильовий опір для основних типів хвиль хвилеводу можна визначити за:

$$Z_d^E = Z_d \sqrt{1 - (f_0/f)^2}; \quad Z_d^H = Z_d / \sqrt{1 - (f_0/f)^2}, \quad (1.15)$$

де $Z_d = \sqrt{\mu_a / \epsilon_a}$ – значення хвильового опору діелектрика основної хвилі (для повітря $Z_0 = 376,8$ Ом).

Значення коефіцієнта згасання для Е- та Н-хвиль можна визначити за виразами

$$\alpha^E = \frac{Z_{\text{м.а}}}{Z_{\text{д}}} \frac{1}{\sqrt{1 - (f_0/f)^2}} \cdot 8,67; \quad (1.16)$$

$$\alpha^H = \frac{Z_{\text{м.а}}}{Z_{\text{д}}} \frac{1}{\sqrt{1 - (f_0/f)^2}} \left[\left(\frac{f_0}{f} \right)^2 + \frac{n^2}{p_{\text{nm}}^2 - n^2} \right] \cdot 8,67, \quad (1.17)$$

де n – порядок функції Бесселя.

Значення коефіцієнта затухання для хвилі H_{01} , при якій $n=0$, можна визначити за формулою

$$\alpha^{H_{01}} = \frac{Z_{\text{м.а}}}{Z_{\text{д}}} \frac{(f_0/f)^2}{\sqrt{1 - (f_0/f)^2}} \cdot 8,67, \quad (1.18)$$

де $Z_{\text{д}} = \sqrt{\mu_{\text{а}}/\epsilon_{\text{а}}}$ – значення хвильового опору діелектрика;
 $Z_{\text{м.а}} = \sqrt{\omega\mu_{\text{а}}/(2\sigma)}$ – активний опір матеріалу стінок хвилеводу.

Потрібно відмітити, що при збільшенні робочої частоти зменшується затухання хвилі H_{01} .

1.6.3 Переваги та недоліки спіральних хвилеводів

Найпоширенішим типом хвилеводів є циліндричний, який складається з металевої трубки з внутрішнім мідним покриттям та зовнішнім антикорозійним покриттям (пластмасова оболонка).

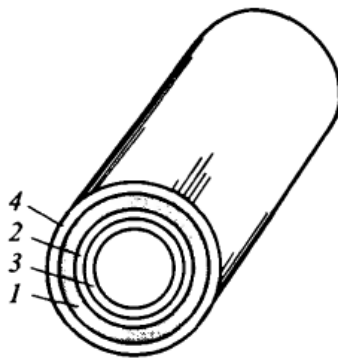


Рисунок 1.21 – Будова циліндричного хвилеводу
 (1 – сталева трубка (3 мм); 2 – внутрішнє мідне покриття (20 мкм);
 3 – лакова плівка; 4 – захисна оболонка)

Спіральний хвилевід періодичної структури складається зі спіралі мідного дроту діаметром 0,5 мм. Зовнішній діаметр цього хвилеводу дорівнює 6 см. Діелектричну оболонку даного хвилеводу виготовлено зі склострічки, покритої епоксидною смолою.

Основною перевагою спіральних хвилеводів є фільтрація паразитних хвиль, що виникають через неоднорідності хвильового тракту при проходженні хвилі Н01.

Недоліками хвилеводів є: наявність критичної частоти, значні розміри та малі будівельні довжини.

Необхідно відмітити переваги використання хвилеводних напрямних систем: можливість передачі високих частот та отримання високошвидкісних каналів зв'язку; повне екранування поля; відсутність втрат в діелектрику та на випромінювання; висока пропускну спроможність.

Контрольні запитання

1. Основні переваги та недоліки радіоліній.
2. Основні переваги та недоліки кабельних ліній.
3. Вказати діапазон робочих частот симетричних кабельних ліній.
4. Вказати діапазон робочих частот коаксіальних кабельних ліній.
5. Вказати діапазон робочих частот волоконно-оптичних кабельних ліній.
6. Пояснити причину зниження використання симетричних та коаксіальних кабельних ліній.
7. Вказати в якій схемі організації зв'язку краща заводо захищеність від взаємних впливів та пояснити чому (чотирипроводовій чи двопроводовій).
8. Вказати в якій схемі організації зв'язку краща дальність і стійкість зв'язку та пояснити чому (чотирипроводовій чи двопроводовій).
9. Вказати основні вимоги, що висуваються до напрямних систем зв'язку.
10. Пояснити основні напрямки розвитку сучасних напрямних систем зв'язку.
11. Вказати типи та пояснити призначення й умови використання хвилевідних напрямних систем.
12. Пояснити будову хвилеводних напрямних систем.
13. Пояснити залежність затухання хвилі Н01 в хвилеводі від робочої частоти.
14. Пояснити методику розрахунку електричних параметрів хвилевідних напрямних систем.
15. Пояснити переваги та недоліки хвилевідних напрямних систем.

2 КАБЕЛЬНІ ЛІНІЇ ЕЛЕКТРИЧНОГО ЗВ'ЯЗКУ

2.1 Класифікація симетричних кабелів та їх характеристики

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

Для магістрального зв'язку використовуються 4×4 і 7×4 конфігурації кабелів, а для зонового – конфігурації 1×4. В усіх конструктивних варіантах використовуються мідні провідники діаметром 1,2 мм. Для кабелю типу МКС ізоляція може бути стирофлексною, для кабелю типу МК – паперовою, для кабелю типу МКП – поліетиленовою. Оболонка симетричного кабелю може бути свинцевою, алюмінієвою або сталевю (гофрованою).

Найпоширенішим типом симетричного кабелю є кабель конструкції 4×4 з кордельно-полістироловою (стирофлексною) ізоляцією типу МКС-4×4. Залежно від типу задіяної оболонки кабель маркують МКС (свинцева), МКСА (алюмінієва) або МКСС (сталева). Кабель в алюмінієвій оболонці є більш дешевим та легшим, ніж у свинцевій, має кращі екранувальні властивості. В усіх вказаних випадках конструктивне виконання осердя кабелю ідентичне. Будівельна довжина кабелю становить 825 м.

Для кабелів типу МКС прийняті та нормовані на 1 км такі електричні характеристики:

- опір кола провідників постійному струму – 31,7 Ом/км;
- опір ізоляції кабелю – не менше 10 000 МОм/км;
- ємність між провідниками – $24,5 \pm 1,0$ нФ/км;
- перехідне затування на ближньому кінці лінії передачі – не менше 61,7 дБ;
- перехідне затування на дальньому кінці лінії передачі – не менше 73,8 дБ;
- електрична міцність ізоляції між жилами кабелю – 1500 В.

На міських мережах зв'язку використовуються кабелі двох типів:

- абонентські багатопарні телефонні кабелі до 2400×2 для забезпечення з'єднання абонентів з АТС;
- з'єднувальні телефонні та симетричні або коаксіальні кабелі міжміського типу забезпечення з'єднання міських АТС з міжміською телефонною станцією (МТС).

За конструкцією та типом використовуваних матеріалів абонентські телефонні кабелі можна поділити на два типи:

- з паперовою ізоляцією, зокрема 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 повивів кабелю в осерді такі:

- витий, коли групи провідників розташовуються послідовними концентричними шарами (повивами) навколо центрального повиву;
- пучковий, складається з груп провідників, що спочатку скручуються в уніфіковані пучки з декількох десятків груп провідників, зокрема найбільш поширеними є уніфіковані пучки 100×2 (згідно з ємністю розподільного боксу) та 10×2 (згідно з ємністю розподільної коробки), після чого ці пучки скручують разом для утворення осердя кабелю.

Кабельні лінії передачі сільського зв'язку підрозділяються на нижче-вказані.

На міжстанційних лініях зазвичай використовуються високочастотні одно- та двочетвіркові кабелі типів КСПП-1×4 і КСПП-2×4. Залежно від умов прокладання та експлуатації в цих кабелях можуть бути використані покриття таких типів:

- Б – броньоване з двох сталевих стрічок із зовнішнім покриттям використовується при прокладанні кабелю в ґрунті;
- К – броньоване з круглих дротів використовується при прокладанні кабелю в річках та районах вічної мерзлоти.

Довжина міжстанційної лінії передачі може становити 100 км (у середньому 40 км).

На абонентських лініях використовуються, в основному, звичайні кабелі міського телефонного зв'язку ємністю до 50×2 (зазвичай, 10–20 пар). При цьому довжина абонентських лінійних трактів не перевищує 15 км (у середньому 2...3 км). Використовуються також однопарні кабелі типу ПРППМ-1×2.

Перевагами симетричних кабелів є технологічність конструкції та висока надійність зв'язку. Однак ці кабелі характеризуються порівняно низькою завадо захищеністю, тому потребують виконання складних робіт з балансування та можуть застосовуватися лише для передачі сигналів в обмеженому діапазоні частот.

2.2 Частотні залежності первинних електричних параметрів симетричних ліній

При збільшенні робочої частоти f параметри R і G зростають через присутність втрат у провідниках на вихрові струми та в ізоляції через діелектричну поляризацію (рис. 2.1).

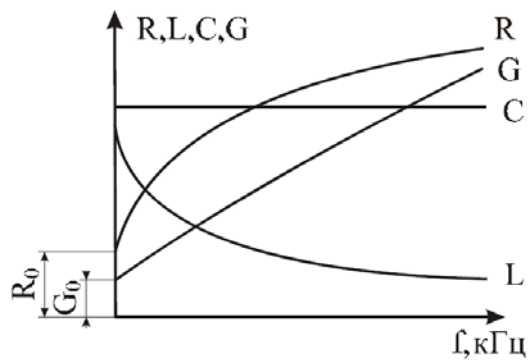


Рисунок 2.1 – Частотні характеристики первинних електричних параметрів симетричних ліній зв'язку

При збільшенні робочої частоти індуктивність L симетричної прямої системи зменшується через зменшення внутрішньої індуктивності провідників за рахунок поверхневого ефекту. Ємність між провідниками C від частоти не залежить.

При збільшенні відстані між провідниками симетричного кабелю a параметри R , C і G закономірно зменшуються, а значення індуктивності провідників L зростає (рис. 2.2).

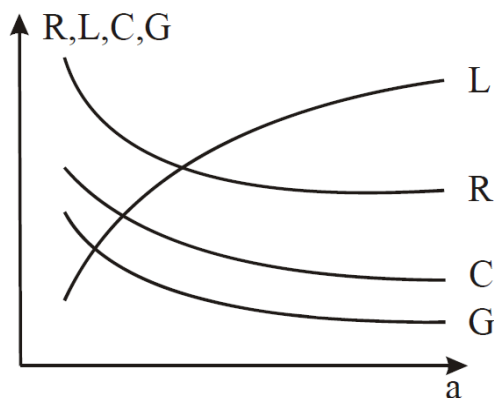


Рисунок 2.2 – Залежність первинних електричних параметрів симетричних ліній зв'язку від відстані між провідниками

Зменшення R зумовлено зниженням втрат через ефект близькості. Збільшення значення L пов'язано з розширенням контуру, що пронизується магнітним потоком. Ємність між провідниками C зменшується через рознесення провідників один від одного, що зумовлює зменшення їх взаємодії. Зменшення провідності ізоляції між провідниками G зумовлюється зростанням товщини діелектричного матеріалу між провідниками при збільшенні відстані між ними.

При збільшенні діаметра провідників d електричні параметри C і G зростають, а значення L зменшується (рис. 2.3).

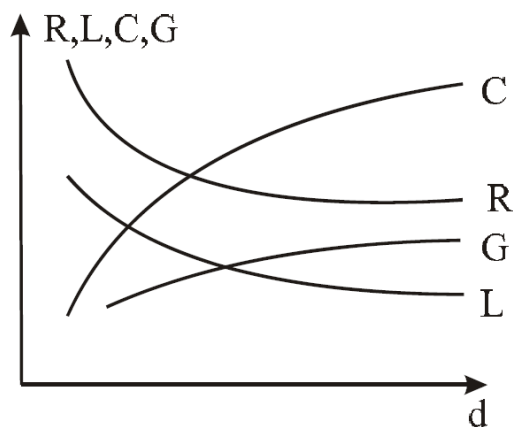


Рисунок 2.3 – Залежність первинних електричних параметрів симетричних ліній зв’язку від діаметра провідника

Зміна активного опору провідників лінії передачі має складний характер. Це зумовлено тим, що при збільшенні діаметра провідника опір постійному струму різко зменшується, а значення опору через вплив поверхневого ефекту та ефекту близькості зростає. Тому сумарне значення опору провідників симетричної лінії передачі спочатку різко знижується, а потім це зниження сповільнюється й, при великих значеннях діаметра, починає зростати. Типові значення первинних електричних параметрів сучасних типів симетричних кабелів і ліній передачі становлять: $R = 5 \dots 200$ Ом/км; $L = 0,6 \dots 2$ мГ/км; $C = 6 \dots 50$ нФ/км; $G = 1 \dots 200$ мкСм/км.

За рахунок тонких провідників і близького їх розташування у симетричних кабельних лініях передачі визначальними є параметри R та C .

2.3 Методика розрахунку первинних параметрів симетричного кабелю електрозв’язку

Опір двопроводового кола симетричного кабелю за постійного струму можна визначити за формулою [3]:

$$R_0 = \chi \rho \frac{8000}{\pi d_0^2}, \quad (2.1)$$

де R_0 – опір двопроводового кола кабелю за постійного струму, Ом/км;
 χ – коефіцієнт скручення жил міжміських симетричних кабелів, зазвичай $\chi = 1,001 - 1,01$;
 ρ – питомий опір матеріалу провідника симетричного кабелю, Ом·мм²/м;
 d_0 – діаметр струмопровідної жили симетричного кабелю без ізоляції, мм.

В таблиці 2.1 вказані значення питомого опору, питомої провідності та температурного коефіцієнта металів провідників симетричного кабелю для напрямних кабельних систем електричного зв'язку.

Таблиця 2.1 – Питомий опір, питома провідність та температурний коефіцієнт провідникових матеріалів симетричних кабелів електрозв'язку

Назва матеріалу	Питомий опір, Ом·мм ² /м	Питома провідність, См/мм	Температурний коефіцієнт, 1 °С
Мідь	0,01754	57	0,00445
Алюміній	0,0295	34,36	0,0037
Сталь	0,139	7,23	0,006

Кабельні кола з алюмінієвими жилами діаметром 1,15; 1,55 і 1,8 мм еквівалентні колам з мідними жилами діаметром, відповідно, 0,9; 1,2 і 1,4 мм.

Активний опір кабельного кола за змінним струмом можна визначити за виразом [3]:

$$R = R_0 \left[1 + F(kr) + \frac{p \cdot G(kr) \cdot \left(\frac{d_0}{a}\right)^2}{1 - H(kr) \cdot \left(\frac{d_0}{a}\right)^2} \right] + R_m, \quad (2.2)$$

де R – активний опір кабельного кола напрямної системи, Ом/км;

R_0 – опір кола лінії передачі за постійного струму, Ом/км;

$F(kr)$, $G(kr)$, $H(kr)$ – спеціальні табульовані функції;

$kr = \omega\mu\sigma$ – коефіцієнт втрат для металу (ω – циклічна частота, μ – магнітна проникність середовища поширення інформаційного електричного сигналу, σ – провідність середовища поширення інформаційного електричного сигналу);

p – коефіцієнт, який характеризує тип скручення, зокрема для парного скручення $p = 1$, а для зіркової четвірки $p = 5$;

d_0 – діаметр струмопровідної жили симетричного кабелю без ізоляції, мм;

a – відстань між осями провідників кола симетричного кабелю, мм;

R_m – додатковий опір, що зумовлений втратами енергії через вплив вихрових струмів в жилах сусідніх груп та в металевій оболонці кабелю.

У виразі для розрахунку активного опору R перший член у квадратних дужках, помножений на параметр R_0 , характеризує опір кола за постійним струмом, другий член, помножений на параметр R_0 , враховує збільшення опору кола через вплив поверхневого ефекту, третій член, помножений на параметр R_0 , характеризує збільшення опору через вплив ефекту близькості.

Функції $F(kr)$, $G(kr)$, $H(kr)$ визначаються залежно від величини аргументу kr (методом інтерполяції) за таблицею 2.2 [3].

Таблиця 2.2 – Функції $F(kr)$, $G(kr)$, $H(kr)$, $Q(kr)$ для різних значень kr

kr	$F(kr)$	$G(kr)$	$H(kr)$	$Q(kr)$
0	0	$kr^4/64$	0,0417	1
0,5	0,000326	0,000975	0,042	0,9998
1,0	0,00519	0,01519	0,053	0,997
1,5	0,0258	0,0691	0,092	0,937
2,0	0,0782	0,1724	0,169	0,961
2,5	0,1756	0,295	0,263	0,913
3,0	0,318	0,405	0,348	0,845
3,5	0,492	0,499	0,416	0,766
4,0	0,678	0,594	0,466	0,686
4,5	0,862	0,669	0,503	0,616
5,0	1,042	0,755	0,530	0,556
7,0	1,743	1,109	0,596	0,400
10,0	2,799	1,641	0,643	0,286
$>10,0$	$\frac{\sqrt{2} \cdot kr - 3}{4}$	$\frac{\sqrt{2} \cdot kr - 1}{8}$	0,750	$\frac{2 \cdot \sqrt{2}}{kr}$

Аргумент kr для мідних струмопровідних жил можна визначити за виразом [3]:

$$kr = 0,0105 \cdot d_0 \cdot \sqrt{f}, \quad (2.3)$$

для алюмінієвих струмопровідних жил кабелю

$$kr = 0,0082 \cdot d_0 \cdot \sqrt{f}, \quad (2.4)$$

де d_0 – діаметр струмопровідної жили кабелю без ізоляції, мм;
 f – робоча частота, Гц.

Значення додаткового опору, зумовленого втратами через вплив вихрових струмів у сусідніх струмопровідних жилах та свинцевій оболонці, можна визначити за формулою [3]:

$$R_m = R'_m \sqrt{\frac{f}{200000}}, \quad (2.5)$$

де R_m – додатковий опір, обумовлений втратами на вихрові струми, Ом/км;

R'_m – сумарний опір втрат у суміжних четвірках ($R_{mч}$) та оболонці (R_{mco}), Ом/км, при частоті $f = 200000$ Гц, значення $R_{mч}$ та R_{mco} визначається за табл. 2.3.

Таблиця 2.3 – Величина додаткового опору R'_m , Ом/км за рахунок втрат у струмопровідних жилах суміжних четвірок та у свинцевій оболонці

Кількість четвірок у кабелі	Основне коло			
	1 повив	2 повив	3 повив	4 повив
Опір втрат у суміжних четвірках, $R_{мч}$				
1	0	-	-	-
1 + 6	8	7,5	-	-
1 + 6 + 12	8	7,5	7,5	-
1 + 6 + 12 + 18	8	7,5	7,5	7,5
Опір втрат у свинцевій оболонці, $R_{мсо}$				
1	22	-	-	-
1 + 6	1,5	5,5	-	-
1 + 6 + 12	0	0	1,0	-
1 + 6 + 12 + 18	0	0	0	1,0

Значення опору R_m необхідно враховувати, починаючи з частоти 30 кГц та вище [3]. Значення опору втрат в алюмінієвій оболонці $R_{мао}$ (Ом/км) та в сталевій оболонці $R_{мсто}$ (Ом/км) визначаються за формулами [5]:

$$R_{мао} = R_{мсо} \sqrt{\frac{\sigma_{св}}{\sigma_{ал}}} = 0,36 \cdot R_{мсо}; \quad (2.6)$$

$$R_{мсто} = R_{мсо} \sqrt{\frac{\sigma_{св}}{\sigma_{ст}}} = 0,784 \cdot R_{мсо},$$

де $R_{мсо}$ – значення додаткового опору, обумовленого втратами на вихрові струми у свинцевій оболонці (визначається за формулою (2.5)), Ом/км;

$\sigma_{св}$, $\sigma_{ст}$ та $\sigma_{ал}$ – провідності відповідно свинцю, сталі та алюмінію, См·м.

Індуктивність двопроводового кабельного кола визначається за формулою [3]:

$$L = \chi \cdot \left[4 \cdot \ln \frac{2a - d_0}{d_0} + \mu Q(kr) \right] \cdot 10^{-4}, \quad (2.7)$$

де L – індуктивність двопроводового симетричного кабельного кола, Гн/км;

μ – еквівалентна магнітна проникність матеріалу жили симетричного кабелю, $\mu = 1$;

$Q(kr)$ – функція, що вказана в таблиці 2.2.

Ємність кабелю розраховується за формулою [3]:

$$C = \frac{\chi \cdot \varepsilon_e \cdot 10^{-6}}{36 \cdot \ln\left(\frac{2a}{d_0} \cdot \psi\right)}, \quad (2.8)$$

де C – ємність симетричного кабелю, Ф/км;
 ε_e – еквівалентна діелектрична проникність матеріалу комбінованої ізоляції;

ψ – поправковий коефіцієнт, який враховує близькість проводів до заземленої оболонки та інших провідників кабелю.

В таблиці 2.4 наведено значення ψ для різних видів скручення залежно від відношення діаметрів ізольованого та неізольованого провідників кабелю [1, 2].

Таблиця 2.4 – Значення ψ для різних типів скручення

d_1/d_0	ψ_{Π}	ψ_3
1,6	0,608	0,588
1,8	0,627	0,611
2,0	0,644	0,619
2,2	0,655	0,630
2,4	0,665	0,647

Значення еквівалентної діелектричної проникності для різних видів ізоляції наведено в табл. 2.5 [1].

Таблиця 2.5 – Значення еквівалентної діелектричної проникності матеріалу ізоляції для різних типів провідників кабелю

Вид ізоляції струмопровідної жили	ε_e
Кордельно-паперова	1,4–1,6
Кордельно-паперова	1,3–1,4
Кордельно-стирофлексна	1,2–1,3
Суцільна поліетиленова	1,9–2,1
Порожнисто-поліетиленова	1,4–1,5
Трубчасто-поліетиленова	1,2–1,3

Згідно з [1] для обчислення значення поправкового коефіцієнта ψ можна скористатись виразами:

$$\text{- для парного скручення } \psi_{\Pi} = \frac{(d_{\Pi} + d_1 - d_0)^2 - a^2}{(d_{\Pi} + d_1 - d_0)^2 + a^2} \quad (2.9)$$

$$\text{- для зіркового скручення } \psi_3 = \frac{(d_3 + d_1 - d_0)^2 - a^2}{(d_3 + d_1 - d_0)^2 + a^2} \quad (2.10)$$

де d_0 – діаметр неізолюваного провідника, мм;
 d_1 – діаметр ізолюваного провідника, мм;
 d_n – діаметр парного скручення, мм;
 d_3 – діаметр зіркового скручення, мм.

Провідність матеріалу ізоляції провідників кабелів зв'язку характеризується діелектричними втратами та визначається за формулою [1]:

$$G = \frac{1}{R_{із}} + \omega \cdot C \cdot \operatorname{tg} \delta_e, \quad (2.11)$$

де G – провідність матеріалу ізоляції провідника симетричного кабелю, См/км;

$R_{із}$ – опір матеріалу ізоляції провідника за постійного струму, Ом/км (для міських телефонних кабелів $R_{із} = 2000$ МОм/км, для міжміських кабелів зв'язку $R_{із} = 10\,000$ МОм/км);

$\omega = 2\pi f$ – значення циклічної частоти, 1/с;

C – ємність між провідниками симетричного кабелю (визначається за виразом 2.8);

$\operatorname{tg} \delta_e$ – еквівалентний тангенс кута діелектричних втрат в матеріалі ізоляції симетричного кабелю електрозв'язку.

Перший доданок у виразі (2.11) вказує на провідність матеріалу ізоляції провідників кабелю за постійного струму, другий доданок вказує на провідність матеріалу ізоляції провідників кабелю за змінного струму.

При розрахунку провідності ізоляції кабельних напрямних систем враховують, що втрати в діелектрику за змінного струму суттєво переважають над втратами в діелектрику за постійного струму, тому першим доданком в (2.11) нехтують.

Для симетричних кабелів з різним типом матеріалу ізоляції провідників значення $\operatorname{tg} \delta_e$ наведені в табл. 2.6 [1].

Таблиця 2.6 – Значення еквівалентного тангенса кута діелектричних втрат в матеріалі ізоляції провідників симетричних кабелів

Тип ізоляції струмопровідної жили	Значення $\operatorname{tg} \delta_e \cdot 10^{-4}$ при частоті, кГц			
	10	100	250	550
Кордельно-паперова	55	113	160	280
Кордельно-спирофлексна	3	7	12	20
Суцільна поліетиленова	2	6	8	14
Пористо-поліетиленова	3	8	12	20
Трубчато-поліетиленова	2	6	8	12

2.4 Визначення первинних електричних параметрів екранованих симетричних ліній

Через ефект відбиття від екрана параметри екранованого симетричного кабелю відрізняються від параметрів неекранованого кабелю. Цей ефект можна пояснити тим, що падаюча на екран електромагнітна хвиля лише частково проникає всередину нього, а інша її частина відбивається та накладається на поле кабелю, змінюючи його амплітуду та фазу.

Змінне магнітне поле розповсюджується в металевій товщі екрана та наводить у ній вихрові струми, які циркулюють уздовж екрана у прямому напрямку з одного боку ($\varphi = 0^\circ$) і в зворотному – з іншого ($\varphi = 180^\circ$) (рис. 2.4). У цих точках вихрові струми мають найбільшу концентрацію, а при $\varphi = 90^\circ$ і 270° вихрові струми дорівнюють нулю.

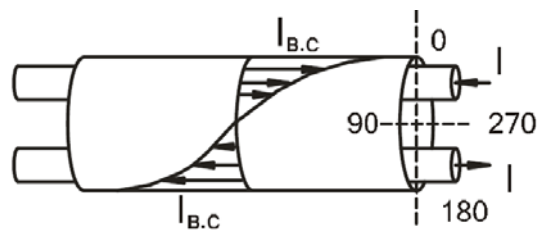


Рисунок 2.4 – Умови поширення електромагнітної енергії в екранованих симетричних лініях

Вихрові струми в екрані спрямовані в протилежний бік від напрямку струму в сусідньому провіднику симетричного кабелю. Внаслідок цього створюються мов би два кола зі струмами різних напрямків (основного та вихрових струмів) і, відповідно, створюються різноспрямовані магнітні поля (основне H^0 та поле реакції H^P) (рис. 2.5).

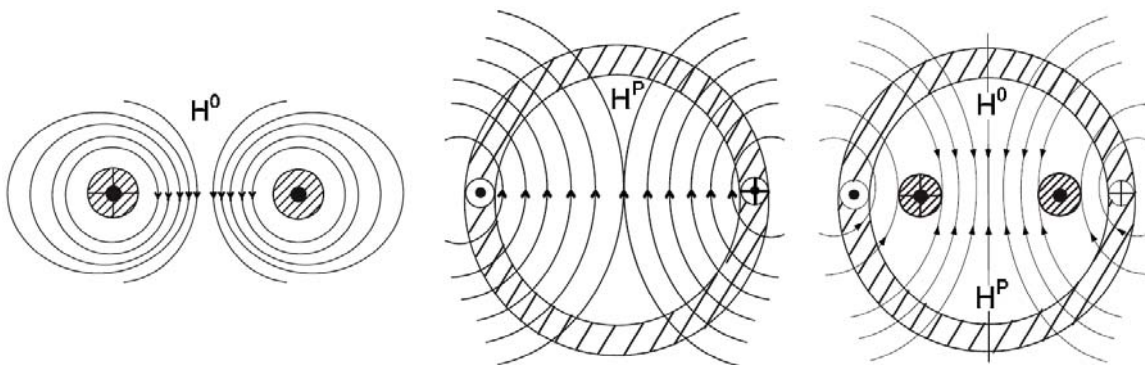


Рисунок 2.5 – Діаграми різноспрямованих магнітних полів, які пояснюють причини виникнення додаткових втрат енергії в симетричних екранованих лініях передачі

Циркулюючи замкнутими шляхами вихрові струми нагрівають екран і створюють додаткові втрати енергії в кабельних напрямних системах.

При розрахунку активного опору екранованого симетричного кабелю окрім опору поверхневого ефекту $R_{п.е}$ та опору ефекту близькості $R_{е.б}$ потрібно також урахувати вплив екрана через ефект близькості $R_{р.е}$ і додаткові втрати, що спричинені екраном R_e :

$$R = 2(R_0 + R_{п.е} + R_{е.б} + R_{р.е}) + R_e. \quad (2.12)$$

Значення опору від ефекту близькості через вплив екрана можна визначити за формулою

$$R_{е.б} + R_{р.е} = \left(1 - 4 \frac{a^2 r_e^2}{r_e^4 - a^4}\right) R_{е.б}, \quad (2.13)$$

де r_e – внутрішній радіус екрана.

За рахунок зменшення магнітного поля екран знижує дію ефекту близькості. Підбираючи розміри поперечного перерізу кабелю, можна повністю усунути втрати від ефекту близькості, як показано у виразі

$$4a^2 r_e^2 / (r_e^4 - a^4) = 1 \Rightarrow a/r_e = 0,972. \quad (2.14)$$

Для мінімізації активних втрат оптимальна відстань між провідниками кабелю має приблизно дорівнювати радіусу екрана.

При дотриманні зазначеного оптимального співвідношення між a і r_e повний активний опір симетричного екранованого кабелю можна визначити за формулою

$$R = 2(R_0 + R_{п.е}) + R_e. \quad (2.15)$$

Опір за рахунок втрат в екрані визначається як

$$R_e = 8R_{0e} \left(G(k_e r_e) \frac{a^2 r_e^2}{r_e^4 - a^4} \right) / \left(1 - H(k_e r_e) \frac{a^2 r_e^2}{r_e^4 - a^4} \right), \quad (2.16)$$

де R_{0e} – опір екрана постійному струму; $k_e = \sqrt{\omega \mu_e \sigma}$ – коефіцієнт втрат для металу екрана; μ_e – абсолютна магнітна проникність матеріалу екрана.

Вплив відбитого від екрана магнітного поля дещо зменшує індуктивність симетричного екранованого кола:

$$L_{зov.е} = 4 \ln \frac{2a r_e^2 - a^2}{r r_e^2 + a^2} \cdot 10^{-4}. \quad (2.17)$$

При зменшенні радіуса екрана міжпроводова індуктивність значно також зменшується. В реальних кабельних конструкціях зміна може досягати 15...20%.

Ємність симетричного екранованого кола визначається як

$$C_e = \frac{\varepsilon}{36 \ln \frac{2a r_e^2 - a^2}{r r_e^2 + a^2}} \cdot 10^{-6}. \quad (2.18)$$

Необхідно відмітити, що ємність екранованого кола більша за ємність неекранованого. Тому, при наближенні провідників до екрана ($a/r_e \rightarrow 1$), підсилюється ефект впливу екрана, що збільшує ємність кола. Звідси, при значних радіусах екрана ($r_e \rightarrow \infty$) ємність екранованого кола наближається до ємності неекранованого.

Провідність ізоляції екранованого кабелю, так само як і неекранованого, можна визначити за виразом

$$G_e = \omega C_e \operatorname{tg} \delta. \quad (2.19)$$

2.5 Визначення вторинних електричних параметрів симетричних ліній електрозв'язку

Вторинні параметри симетричних ліній (Z_x , α , β , v) розраховуються за загальними формулами [3]. У деяких випадках їх можна виразити безпосередньо через габаритні розміри кіл (a , d) і якість вихідних матеріалів (ε , $\operatorname{tg} \delta$):

- хвильовий опір симетричної лінії, Ом,

$$Z_x = \frac{120}{\sqrt{\varepsilon}} \ln \left(\frac{a-r}{r} \right); \quad (2.20)$$

- коефіцієнт затухання, дБ/км,

$$\alpha = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}; \quad (2.21)$$

- коефіцієнт фази, рад/км,

$$\beta = \omega \sqrt{LC} = \omega \sqrt{\varepsilon} / c; \quad (2.22)$$

- швидкість розповсюдження енергії, км/с,

$$v = 1 / \sqrt{LC} = c / \sqrt{\varepsilon}. \quad (2.23)$$

2.6 Визначення оптимальних співвідношень параметрів симетричних напрямних систем

Основною проблемою кабельних лінійних трактів є збільшення дальності зв'язку без додаткових витрат кольорових металів (за рахунок збільшення перерізу провідників кабелю та зменшення їхнього опору). Для цього необхідно вдосконалювати станційне телекомунікаційне обладнання та зменшувати коефіцієнт затухання кабелю лінії передачі.

Коефіцієнт затухання визначається виразом

$$\alpha = R/2\sqrt{C/L} + G/2\sqrt{L/C} = \alpha_m + \alpha_d, \quad (2.24)$$

де α_m , α_d – коефіцієнти затухання електромагнітної хвилі в металі та в діелектрику напрямної системи.

Створити лінію передачі з $R = G = 0$ (за звичайних умов експлуатації) неможливо, оскільки будь-яке реальне кабельне коло має активний опір R та провідність G . Тому залишається лише підбирати таке співвідношення між параметрами кола кабелю, щоб його коефіцієнт затухання був мінімальним.

Характер зміни коефіцієнтів α_m , і α_d при різних співвідношеннях $X = \sqrt{RC/LG}$ наведено на рис. 2.6.

При зростанні X значення α_m збільшується, а α_d різко зменшується. У випадку, коли $X = 1$, втрати в металі дорівнюють втратам у діелектрику ($\alpha_m = \alpha_d$) а коефіцієнт затухання кабелю має найменше значення:

$$\alpha_{\min} = \alpha_0 = \sqrt{RG}. \quad (2.25)$$

Співвідношення первинних параметрів кола кабельної напрямної системи електричного зв'язку $RC = LG$ є оптимальним, і до нього потрібно прагнути при конструюванні симетричних кабелів електрзв'язку.

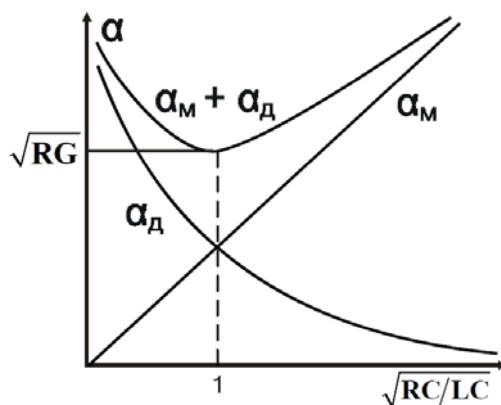


Рисунок 2.6 – Залежність коефіцієнтів затухання від електричних параметрів симетричних ліній зв'язку

В існуючих симетричних кабелях R і C перевищують за величинами L і G , тобто $RC \gg LG$. Тому необхідно вживати спеціальних заходів для зменшення коефіцієнта затухання:

- зменшувати опір R провідників досить складно, оскільки величина R регламентована допустимими витратами міді (діаметром жили);
- зменшувати ємність C між провідниками недоцільно, оскільки це вимагає збільшувати відстань між жилами кабелю (тобто веде до збільшення габаритних розмірів);
- збільшення індуктивності L провідників є реальним способом зменшення коефіцієнта затухання в напрямних симетричних кабельних системах електричного зв'язку.

Способи штучного збільшення індуктивності кабельних кіл зв'язку можна поділити на групи:

- пупінізація полягає у ввімкненні у кабельне коло через певні проміжки пупінівських (на честь автора Пупіна) котушок індуктивності;
- крарупізація полягає в застосуванні феромагнітної обмотки на струмопровідній жилі симетричного кабелю;
- біметалізація базується на використанні біметалевих озалізнених провідників;
- використання магнітодіелектрика у складі симетричного кабелю.

2.7 Методика розрахунку вторинних параметрів передачі симетричного кабелю електрозв'язку

Фізична зміст та повні виведення розрахункових формул вторинних параметрів передачі детально наведені в [1, 2]. Оскільки ці параметри подані у вигляді комплексних величин, то математичні розрахунки необхідно виконувати за допомогою коефіцієнтів M_1 , M_2 , B_1 та B_2 , які визначаються за формулами:

$$M_1 = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}, \quad (2.26)$$

$$M_2 = \sqrt{G^2 + (\omega C)^2}, \quad (2.27)$$

$$B_1 = \arctg\left(\frac{\omega L}{R}\right), \quad (2.28)$$

$$B_2 = \arctg\left(\frac{\omega C}{G}\right), \quad (2.29)$$

де $\omega = 2\pi f$ – циклічна частота, $1/c$;

R , L , C , G – відповідно, активний опір, індуктивність, ємність та провідність матеріалу ізоляції кола кабелю електрозв'язку.

Вирази для розрахунку вторинних параметрів передачі для першої частоти можна записати у вигляді:

– коефіцієнт затухання α (Нп/км):

$$\alpha = \sqrt{M_1 \cdot M_2} \cdot \cos\left(\frac{B_1 + B_2}{2}\right); \quad (2.30)$$

– коефіцієнт фази β (рад/км):

$$\beta = \sqrt{M_1 \cdot M_2} \cdot \sin\left(\frac{B_1 + B_2}{2}\right); \quad (2.31)$$

– модуль хвильового опору $|Z_{\text{хв}}|$ (Ом):

$$|Z_{\text{хв}}| = \sqrt{\frac{M_1}{M_2}}; \quad (2.32)$$

– аргумент хвильового опору φ (град):

$$\varphi = \frac{B_1 - B_2}{2}; \quad (2.33)$$

– фазова швидкість v_φ (км/с):

$$v_\varphi = \frac{\omega}{\beta}; \quad (2.34)$$

– коефіцієнт поширення γ (1/км):

$$\gamma = \alpha + j\beta. \quad (2.35)$$

Для діапазону високих робочих частот розрахунок вторинних електричних параметрів симетричного кабелю слід виконувати за наближеними формулами [4]:

– коефіцієнт затухання α (Нп/км):

$$\alpha = \frac{R}{2} \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}}; \quad (2.36)$$

– коефіцієнт фази β (рад/км):

$$\beta = \omega \sqrt{L \cdot C}; \quad (2.37)$$

– модуль хвильового опору $|Z_{\text{хв}}|$ (Ом):

$$|Z_{\text{хв}}| = \sqrt{\frac{L}{C}}; \quad (2.38)$$

– аргумент хвильового опору на ВЧ не потрібно визначати, тому що його значення наближається до 0^0 ;

– фазова швидкість v_{ϕ} (км/с):

$$v_{\phi} = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}; \quad (2.39)$$

– коефіцієнт поширення γ (1/км) визначається за виразом (2.35).

2.8 Коаксіальні напрямні системи електрозв'язку

2.8.1 Електричні процеси в коаксіальних напрямних системах

Характерна широкосмуговість коаксіальної пари конструктивно забезпечується особливим розташуванням внутрішнього та зовнішнього провідників коаксіального кабелю. Взаємодія електромагнітних полів провідників коаксіальної пари така, що зовнішнє поле дорівнює нулю.

У металевій товщі провідника а магнітне поле H_{ϕ}^a зростає, а поза ним зменшується за виразом $H_{\phi}^a = I/2\pi r$, де r – відстань від центра провідника (рис. 2.7). Поле H_{ϕ}^b провідника б всередині порожнього циліндра відсутнє, а поза ним виражається аналогічним рівнянням: $H_{\phi}^b = -I/2\pi r$, де r – відстань від порожнього провідника.

Враховуючи, що струми в провідниках а і б однакові за величиною та протилежні за знаком, магнітні поля внутрішнього і зовнішнього провідників H_{ϕ}^a і H_{ϕ}^b в будь-якій точці простору поза коаксіальною парою також будуть однаковими за величиною та спрямовані в різні боки. Отже, результуюче магнітне поле поза коаксіальною парою напрямної системи буде дорівнювати нулю.

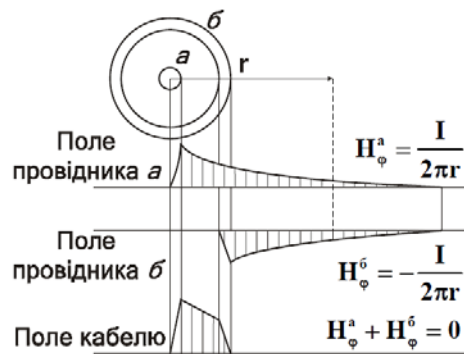


Рисунок 2.7 – Розподіл магнітного поля в коаксіальному кабелі

Силові лінії магнітного поля зосереджені всередині коаксіальної пари у вигляді концентричних кіл, а поза коаксіальною парою кабелю магнітне поле відсутнє. Електричне поле всередині коаксіальної пари зосереджене на радіальних напрямках між провідниками, а поза її межами дорівнює нулю (рис. 2.8).

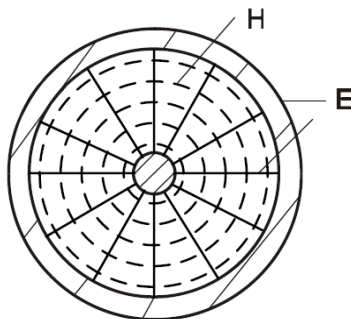


Рисунок 2.8 – Розподіл електричного поля в коаксіальному кабелі

Відсутність зовнішнього електромагнітного поля забезпечує покращені функціональні характеристики коаксіальних кабелів, зокрема: широкий діапазон робочих частот для передавання значної кількості інформаційних каналів; підвищену завадозахищеність та можливість організації однокабельного зв'язку.

Вплив поверхневого ефекту у внутрішньому провіднику коаксіальної лінії повністю аналогічний ефекту в провіднику симетричної лінії, а у зовнішньому провіднику коаксіального кабелю щільність струму збільшується у напрямку до його внутрішньої поверхні. Це можна пояснити тим, що на струм зовнішнього провідника впливає поле внутрішнього провідника. При відсутності внутрішнього провідника змінний струм, що поширюється зовнішнім провідником, внаслідок поверхневого ефекту витіснявся б на зовнішню поверхню.

Вплив внутрішнього провідника а залежить від змінного магнітного поля, що створюється струмом, який протікає у ньому та наводить у металевій товщі порожнього провідника б вихрові струми $I_{в.с}$. На внутрішній поверхні провідника б вихрові струми збігаються за напрямом з основним струмом ($I + I_{в.с}$), а на зовнішній – спрямовані проти нього ($I - I_{в.с}$) (рис. 2.9).

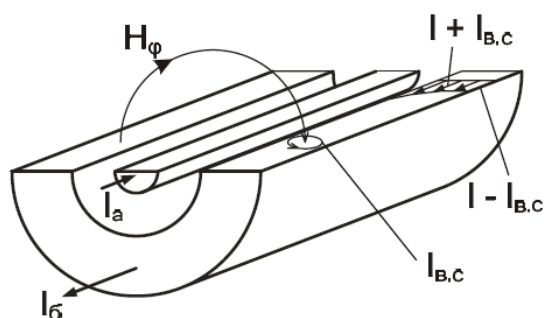


Рисунок 2.9 – Взаємодія струмів в коаксіальному кабелі

Внаслідок такого перерозподілу струму у провіднику його щільність зростає у напрямку до внутрішньої поверхні. Отже, струми в провідниках *a* і *б* концентруються на взаємно обернених поверхнях провідників (рис. 2.10).

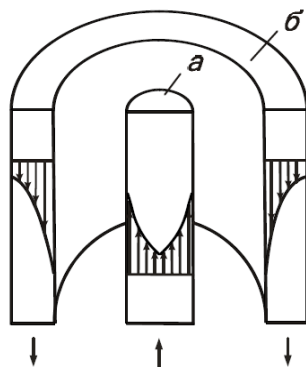


Рисунок 2.10 – Поширення струмів в коаксіальному кабелі

При підвищенні частоти збільшується ефект зміщення струму на зовнішню поверхню провідника *a* та внутрішню поверхню провідника *б*. Внаслідок цього вся енергія зосереджується всередині коаксіального кабелю в діелектрику, а провідники лише вказують напрямок розповсюдження електромагнітної хвилі у коаксіальній напрямній системі.

Заважальне високочастотне електромагнітне поле, що виникає через перехідні впливи між сусідніми колами передачі або вплив зовнішніх джерел завад, діючи на зовнішній провідник коаксіальної напрямної системи, також буде розповсюджуватися не по всьому перерізу кабелю, а лише по його зовнішній поверхні.

Зовнішній провідник коаксіального кабелю виконує дві функції: є зворотним провідником кола передачі та захищає від заважальних впливів (екранує) процес передачі по коаксіальній напрямній системі.

Основний струм передачі інформаційних сигналів зосереджується на внутрішній поверхні зовнішнього провідника, а струм завад концентрується на його зовнішній поверхні (рис. 2.11).

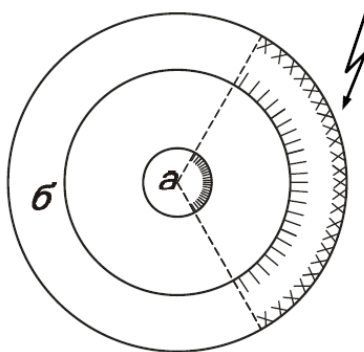


Рисунок 2.11 – Розподіл струмів в коаксіальному кабелі

Глибина проникнення основного струму та струму завад у товщу провідника характеризується коефіцієнтом вихрових струмів $k = \sqrt{\omega \mu_a \sigma}$. При підвищенні частоти зазначені струми віддаляються один від одного та, відповідно, підвищується заводозахищеність кабельної напрямної системи.

Отже, основні переваги коаксіальних кабелів особливо яскраво проявляються у високочастотній частині спектра сигналів, що передаються.

2.8.2 Функціональні характеристики коаксіальних кабелів

За рахунок підвищеної пропускної спроможності коаксіальні кабелі використовуються, в основному, на магістральних та зонних лініях зв'язку. Окрім того, вони можуть використовуватися для з'єднувальних ліній міського та приміського зв'язку.

На магістральних лініях зв'язку найбільше поширення отримали кабелі:

- середнього (2,6/9,5) типу (КМ-4) – для організації багатоканального електрозв'язку та телебачення на великі відстані між кінцевими пунктами і великими вузлами зв'язку;
- малогабаритного (1,2/4,6) типу (МКТ-4) – для реалізації розподільних каналів між проміжними пунктами та міськими вузлами зв'язку, що розташовані вздовж траси магістральної лінії зв'язку;
- комбіновані, що складаються з чотирьох, шести або восьми коаксіальних пар середнього типу та чотирьох або шести малогабаритних пар, наприклад КМ-8/6 (в чисельнику зазначено кількість коаксіальних пар середнього типу, в знаменнику – кількість малогабаритних пар).

На рисунку 2.12 відображено будову кабелів КМГ-4, КМК-4 та КМБ-4, в яких крім чотирьох коаксіальних пар під загальною оболонкою розташовано п'ять симетричних четвірок для службового зв'язку та телесигналізації [1, 4].

Коаксіальні кабелі електрозв'язку складаються зі стандартних коаксіальних пар 2,58/9,4; 1,2/4,6 та 2,14/9,7 мм незалежно від типу та марки кабелю.

Прокладання цих кабелів може виконуватись ручним або механізованим способами без попереднього прогріву за температури не нижче -10°C .

Вказані кабелі призначені для багатоканального зв'язку та телебачення (для АСП К-1920 в діапазоні до 8,5 МГц; для К-3600 – в діапазоні до 17,6 МГц; К-5400 – в діапазоні 31,1 МГц). При цьому допустима робоча напруга дистанційного живлення може становити 1400 В постійного струму або 1000 В змінного.

Комбіновані кабелі типу КМ-8/6 складаються з коаксіальних пар 2,6/9,5 і 1,2/4,6 та симетричних груп. Комбіновані кабельні напрямні системи дозволяють:

– реалізувати передавання значних потоків телефонних каналів та телевізійну передачу на великі відстані по коаксіальних парах 2,6/9,5 за допомогою систем передавання К-1920, К-3600 та К-10800, а також ІКМ-1920;

– забезпечити організацію розподільвальних каналів зв'язку між містами та проміжними пунктами, що розташовані на магістралі, по коаксіальних парах 1,2/4,6 за допомогою систем передавання К-300 та ІКМ-480;

– забезпечити можливість виділення необхідної кількості каналів в будь-якому пункті траси із системи передавання К-24К, що організується по симетричних парах;

– організувати можливість передавання службового зв'язку та телесигналізації по симетричних парах та четвірках.

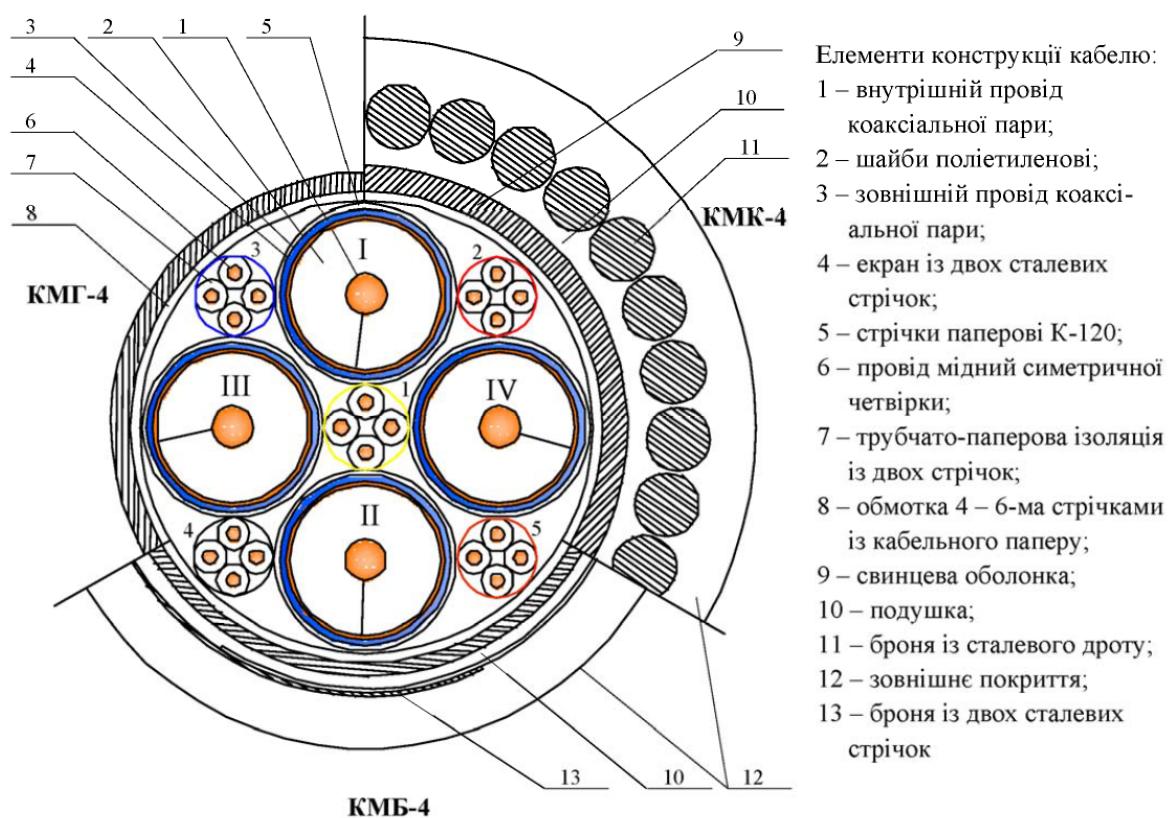


Рисунок 2.12 – Будова кабелів КМГ-4, КМК-4, КМБ-4 та елементи їх конструкції

В таблиці 2.7 вказано кількість каналів, які можна передавати по комбінованих коаксіальних кабелях [2].

Таблиця 2.7 – Кількість каналів, утворюваних по кабелю КМ-8/6

Система передавання	Кількість каналів по коаксіальних парах		Загальна кількість каналів
	2,6/9,5	1,2/4,6	
К-1920	7680	900	8580
К-3600	14400	900	15300

Прокладання кабелів має відбуватись за температури не нижче -10°C , а транспортування – від -30°C до $+40^{\circ}\text{C}$. Допустимі механічні напруги при прокладанні не повинні перевищувати 4900 Н. Допустима робоча напруга дистанційного живлення має становити не більше 1000 В змінного струму (1400 В постійного струму) для пар 2,6/9,5 та 660 В змінного струму (1000 В постійного струму) для пар 1,2/4,6.

Конструкція комбінованого кабелю електрозв'язку КМ-8/6 наведена на рис. 2.13 [4].

Малогабаритні коаксіальні кабелі типу МКТ-4 використовуються при будівництві кабельних магістралей та при створенні рокадних ліній між магістралями й введень радіорелейних ліній. Діапазон робочих частот кабелю становить до 1,3 МГц для системи К-300 та 34 Мбіт/с для системи ІКМ-480.

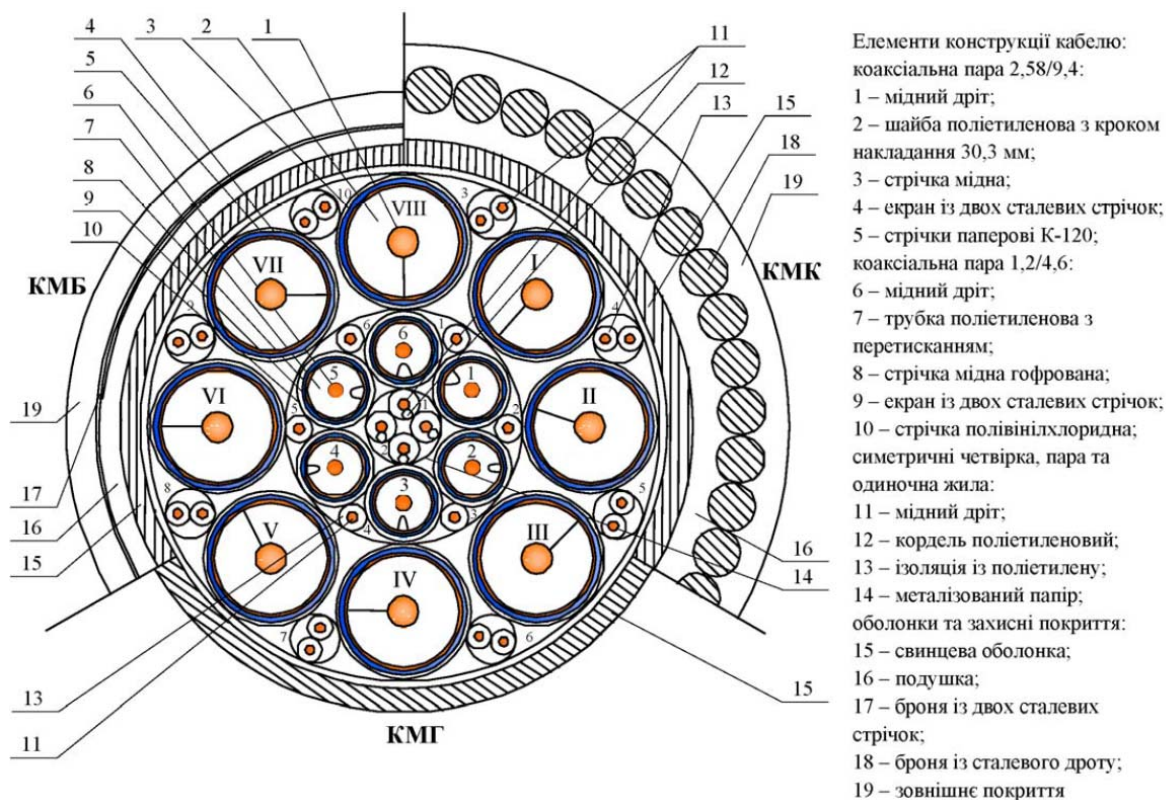


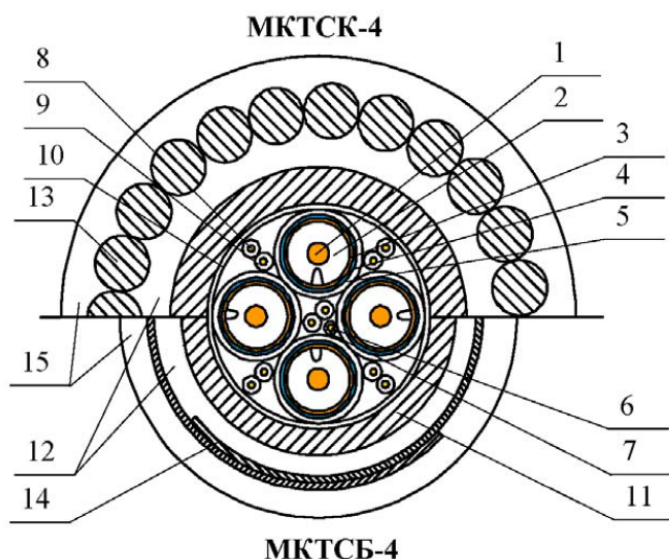
Рисунок 2.13 – Поперечний переріз кабелю КМ-8/6

На рис. 2.14 наведено конструкцію кабелів МКТСК-4 та МКТСБ-4 [4].

Будівельна довжина кабелів складає не менше 500 м. Радіус вигинання кабелю при прокладанні не повинен перевищувати 15 діаметрів кабелю по свинцевій (алюмінієвій, поліетиленовій) оболонці.

Однокоаксіальний кабель ВКПАП-1×2,1/9,7 використовується для організації зонового зв'язку в діапазоні робочих частот до 1,3 МГц для обладнання К-120 за двосмуговою системою: 60...552 кГц в прямому на-

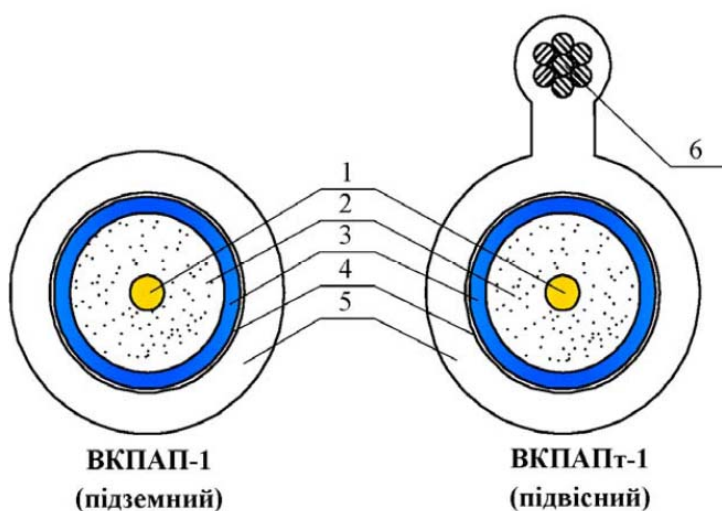
прямку та 718...1320 кГц у зворотному. Довжина підсилювальної ділянки становить 10 км. Загальна дальність зв'язку з двома регенераційними вузлами складає 600 км. Допустима робоча напруга по кабелю не повинна перевищувати 1000 В змінного струму. Також можливе використання кабелю в діапазоні 4,6 МГц для організації 420 каналів (К-420).



- Елементи конструкції кабелю:
- Коаксіальна пара 1,2/4,6:
 - 1 – мідний дріт;
 - 2 – трубка поліетиленова з перестисканням;
 - 3 – стрічка мідна гофрована;
 - 4 – екран з двох сталевих стрічок;
 - 5 – стрічка полівінілхлоридна.
 - Контрольна жила:
 - 6 – мідний дріт;
 - 7 – трубка поліетиленова з оголеними місцями;
 - Симетрична пара:
 - 8 – мідний дріт;
 - 9 – ізоляція із поліетилену.
 - Оболонки та захисні покриття:
 - 10 – поясна ізоляція;
 - 11 – оболонка зі свинцю;
 - 12 – подушка;
 - 13 – броня зі сталевих дротів;
 - 14 – броня із двох сталевих стрічок;
 - 15 – зовнішнє покриття

Рисунок 2.14 – Поперечний переріз кабелю МКТС

На рис. 2.15 показано конструкції кабелів ВКПАП [4].



- Елементи конструкції кабелю:
- 1 – мідний дріт;
 - 2 – пористий поліетилен густиною 0,45 г/см³;
 - 3 – трубка алюмінієва;
 - 4 – покриття із бітуму;
 - 5 – оболонка поліетиленова;
 - 6 – канат зі сталевих оцинкованих дротів 7×1 мм або 7×7×0,34 мм або 7×1,3 мм

Рисунок 2.15 – Поперечний переріз кабелю ВКПАП-1 та елементи його конструкції

Радіочастотні кабелі призначені для внутрішнього та зовнішнього прокладання у системах охоронної сигналізації і відеоспостереження, у системах ефірного та супутникового телебачення, для передачі радіочастотного сигналу від приймальної антени до телевізора, у системах колективного та кабельного телебачення, для з'єднання антенно-фідерних пристроїв з передавальним обладнанням транкінгового зв'язку та комутації високочастотних пристроїв [9].

2.9 Електричні параметри коаксіальних ліній

2.9.1 Частотні залежності первинних електричних параметрів коаксіальних ліній

Частотні залежності первинних параметрів коаксіальних ліній аналогічні залежностям первинних електричних параметрів симетричних ліній. При збільшенні робочої частоти значення активного опору провідників коаксіального кабелю закономірно збільшується за рахунок поверхневого ефекту та ефекту близькості, причому більший вплив має опір внутрішнього провідника, тобто величина R_a більша за R_b в 3–4 рази.

При збільшенні робочої частоти індуктивність провідників коаксіального кабелю зменшується. Це зумовлено зменшенням внутрішньої індуктивності провідників L_a і L_b через вплив поверхневого ефекту. Зовнішня індуктивність зі зміною частоти не змінюється.

Ємність між провідниками коаксіального кабелю від частоти не залежить. Провідність матеріалу ізоляції між провідниками при зростанні частоти збільшується лінійно. Величина її, в першу чергу, залежить від якості діелектрика, що використовується в кабелі.

Залежність первинних електричних параметрів від співвідношення радіусів (діаметрів) зовнішнього та внутрішнього провідників коаксіального кабелю відображена на рисунку 2.16.

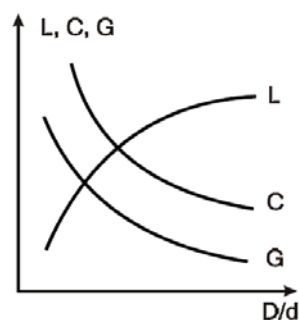


Рисунок 2.16 – Залежність первинних електричних параметрів від співвідношення діаметрів коаксіального кабелю

При збільшенні D/d (r_b/r_a) індуктивність кабелю зростає, а його ємність та провідність ізоляції зменшуються. Активний опір R провідників кабелю

не залежить від співвідношення D/d та визначається абсолютними значеннями радіусів зовнішнього і внутрішнього провідників. При збільшенні товщини провідників зменшуються їхні активні опори.

2.9.2 Методика розрахунку первинних електричних параметрів коаксіального кабелю

Активний опір коаксіального кабелю залежить від опору внутрішнього провідника R_d та зовнішнього (порожнистого) провідника R_D і, згідно з [3], визначається за виразом:

$$R = R_d + R_D = \frac{2}{\sqrt{10}} \cdot \left(\sqrt{\frac{\mu_d f}{\sigma_d}} \cdot \frac{1}{d} + \sqrt{\frac{\mu_D f}{\sigma_D}} \cdot \frac{1}{D} \right), \quad (2.40)$$

де R – активний опір коаксіального кола, Ом/км;

R_d, R_D – опори внутрішнього та зовнішнього провідників коаксіального кабелю, Ом/км;

σ_d, σ_D та μ_d, μ_D – провідності та магнітні проникності відповідно внутрішнього та зовнішнього провідників кабелю;

d – діаметр внутрішнього провідника кабелю, мм;

D – внутрішній діаметр зовнішнього провідника кабелю, мм.

Величини $\sqrt{\frac{\mu f}{\sigma}}$ для різних металів можуть бути розраховані за формулами, наведеними в табл. 2.8 [5].

Таблиця 2.8 – Розрахункові формули для визначення параметра $\sqrt{\frac{\mu f}{\sigma}}$

Метал	$\sqrt{\frac{\mu f}{\sigma}}$, де f в Гц
Мідь	$0,132 \cdot \sqrt{f}$
Алюміній	$0,171 \cdot \sqrt{f}$
Сталь	$3,72 \cdot \sqrt{f}$
Свинець	$0,47 \cdot \sqrt{f}$

Активний опір коаксіального кабелю з мідними провідниками можна визначити за формулою [3]:

$$R = R_d + R_D = 8,35 \cdot 10^{-2} \cdot \sqrt{f} \cdot \left(\frac{1}{d} + \frac{1}{D} \right), \quad (2.41)$$

де f – робоча частота кабелю, Гц.

Значення активного опору коаксіального кабелю з алюмінієвими провідниками можна визначити за формулою [3]:

$$R = R_d + R_D = 10,8 \cdot 10^{-2} \cdot \sqrt{f} \cdot \left(\frac{1}{d} + \frac{1}{D} \right). \quad (2.42)$$

Активний опір коаксіального кабелю з внутрішнім провідником із міді, а зовнішнім – із алюмінію можна визначити за виразом [3]:

$$R = R_d + R_D = \left(\frac{8,35 \cdot \sqrt{f}}{d} + \frac{10,8 \cdot \sqrt{f}}{D} \right) \cdot 10^{-2}. \quad (2.43)$$

Індуктивність кола складається з внутрішньої індуктивності провідників $L_{вн}$ та зовнішньої міжпровідникової індуктивності L_m , а саме:

$$L = L_m + L_{вн}. \quad (2.44)$$

Для коаксіальних кабелів з мідними провідниками індуктивність складає [1]:

$$L = \left[2 \cdot \ln \frac{D}{d} + \frac{133,3}{\sqrt{f}} \left(\frac{1}{d} + \frac{1}{D} \right) \right] \cdot 10^{-4}. \quad (2.45)$$

Індуктивність коаксіальних кабелів з алюмінієвими провідниками можна визначити за формулою [1]:

$$L = \left[2 \cdot \ln \frac{D}{d} + \frac{172}{\sqrt{f}} \left(\frac{1}{d} + \frac{1}{D} \right) \right] \cdot 10^{-4}. \quad (2.46)$$

Індуктивність коаксіальних кабелів з внутрішнім провідником із міді, а зовнішнім – із алюмінію можна визначити за виразом [1]:

$$L = \left[2 \cdot \ln \frac{D}{d} + \left(\frac{133,3}{\sqrt{f} \cdot d} + \frac{172}{\sqrt{f} \cdot D} \right) \right] \cdot 10^{-4}. \quad (2.47)$$

Ємність коаксіального кола розраховується за формулою:

$$C = \frac{\varepsilon_e \cdot 10^{-6}}{18 \cdot \ln \frac{D}{d}}, \quad (2.48)$$

де C – ємність коаксіального кабелю, Ф/км;
 ε_e – еквівалентна діелектрична проникність матеріалу ізоляції між провідниками кабелю.

Враховуючи, що коаксіальні кабелі використовуються на високих частотах (починаючи з $f = 60$ кГц), провідність матеріалу ізоляції між провідниками необхідно визначати за формулою:

$$G = \omega \cdot C \cdot \operatorname{tg} \delta_e, \quad (2.49)$$

де G – провідність ізоляції коаксіального кабелю, См/км;

$\operatorname{tg} \delta_e$ – еквівалентний тангенс кута діелектричних втрат в ізоляції.

Значення ϵ_e та $\operatorname{tg} \delta_e$ ізоляції для різних типів коаксіальних кабелів наведені в таблиці 2.9 [3].

Таблиця 2.9 – Еквівалентні значення ϵ_e та $\operatorname{tg} \delta_e$ ізоляції коаксіального кабелю

Тип коаксіальної пари	Тип ізоляції	ϵ_e	$\operatorname{tg} \delta_e \cdot 10^{-4}$ при f , кГц				
			10^3	$5 \cdot 10^3$	10^4	10^5	10^6
5/18	Керамічна (шайби)	1,19	1,1	1,0	0,9	0,9	-
5/18	Стирофлексна (спіраль)	1,19	0,75	0,8	1,0	1,2	1,5
2,6/9,4	Поліетиленова (шайби)	1,1	0,5	0,5	0,7	-	-
2,6/9,4	Поліетиленова (гелікоїдна)	1,09	0,4	0,4	0,5	-	-
1,83/6,8	Поліетиленова (шайби)	1,1	0,4	0,4	0,5	0,7	1,8
1,2/4,4	Балоно-поліетиленова	1,25	0,5	0,6	0,6	-	-
1,2/5,3	Порожнисто-поліетиленова	1,45	3	4	5	-	-

Для інших проміжних значень частоти параметри ϵ_e та $\operatorname{tg} \delta_e$ визначаються шляхом інтерполяції.

2.10 Оптимальне співвідношення діаметрів провідників

Оптимізація параметрів коаксіальної напрямної системи полягає, в першу чергу, у виборі співвідношення діаметрів зовнішнього та внутрішнього провідників кабелю, при якому будуть мінімальними затрати матеріалів і ресурсів на його виготовлення, а також буде забезпечуватись мінімізація або максимізація одного з вторинних електричних параметрів.

Для напрямних кабельних систем, за допомогою яких необхідно забезпечити найбільшу дальність зв'язку, основною задачею є мінімізація коефіцієнта затухання кабелю.

При використанні сучасних високоякісних діелектриків коефіцієнт затухання α коаксіального кабелю може бути визначений як

$$\alpha = \frac{2,6\sqrt{f\epsilon}}{\ln(D/d)} \left(\frac{1}{d} + \frac{1}{D} \right) \cdot 10^{-3} = \frac{2,6\sqrt{f\epsilon}}{\ln(D/d)} \frac{1}{D} \left(\frac{D}{d} + 1 \right) \cdot 10^{-3}. \quad (2.50)$$

Як впливає з виразу (2.50), зі зростанням D/d чисельник збільшується лінійно, а знаменник – пропорційно логарифму співвідношення D/d , що вказує про наявність залежності α від оптимуму (D/d) оптимуму (рис. 2.17).

За допомогою диференціального аналізу з'ясуємо, що при $D = \text{const}$ α має мінімальне значення при співвідношенні

$$D/d = 3,6. \quad (2.51)$$

Співвідношення (2.51) характерне для кабелів з однаковими (мідними) провідниками (рис. 2.17, крива 3).

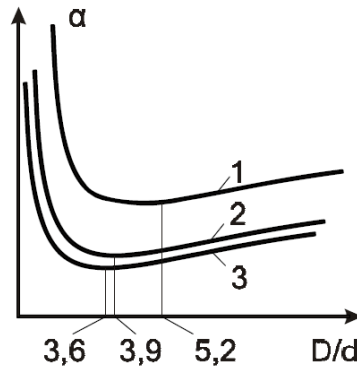


Рисунок 2.17 – Залежність коефіцієнта затухання від співвідношення діаметрів коаксіального кабелю

У випадку, коли провідники виготовлені з різних металів (внутрішній – з міді, а зовнішній – зі свинцю (крива 1) або алюмінію (крива 2)), то мінімальний коефіцієнт затухання буде визначатися за формулою

$$\ln(D/d) = 1 + d/D \sqrt{\sigma_d / \sigma_D}, \quad (2.52)$$

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

Враховуючи, що при конструюванні коаксіального кабелю величина його хвильового опору суворо нормована, доводиться відступати від оптимального співвідношення D/d . При цьому намагаються використовувати відхилення співвідношення D/d лише у дещо більший бік, оскільки відхилення у менший бік призводить до різкого зростання коефіцієнта затухання (рис. 2.17).

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

$$D/d = \exp(Z_x \sqrt{\epsilon} / 60). \quad (2.53)$$

Як видно з виразу (2.53), хвильовий опір кабелю значним чином залежить від величини діелектричної проникності матеріалу ізоляції ϵ . Наприклад, для забезпечення хвильового опору $Z_x = 75$ Ом між D/d та ϵ мають виконуватися певні співвідношення. Деякі з них наведено у таблиці 2.10.

Таблиця 2.10

E	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

За умови необхідності забезпечення передачі великої потужності або якщо є потреба у кабелі, що розрахований на велику напругу, наприклад в коаксіальних радіочастотних кабелях фідерного призначення, то оптимальну конструкцію матимемо при іншому співвідношенні D/d. Так, для забезпечення максимальної електричної міцності необхідно дотримуватися співвідношення діаметрів провідників $D/d = 2,718$, а для реалізації передавання максимальної потужності співвідношення діаметрів провідників має становити $D/d = 1,65$.

2.11 Методика розрахунку вторинних параметрів передачі коаксіального кабелю електрозв'язку

Коефіцієнт затухання коаксіального кабелю для частот понад 60 кГц можна визначити через габаритні співвідношення кабелю та параметри діелектрика для кабелю з мідними провідниками [1]:

$$\alpha = \frac{8,35\sqrt{f\varepsilon_e} \cdot \left(\frac{D}{d} + 1\right) \cdot 10^{-3}}{12D \ln \frac{D}{d}} + \frac{10}{3} \pi f \sqrt{\varepsilon_e} \operatorname{tg} \delta_e \cdot 10^{-6}, \quad (2.54)$$

де α – коефіцієнт затухання сигналів в коаксіальному кабелі, дБ/км;
 f – частота сигналу, Гц;
 ε_e – еквівалентна діелектрична проникність матеріалу ізоляції між провідниками кабелю;
 d – діаметр внутрішнього провідника кабелю, мм;
 D – внутрішній діаметр зовнішнього провідника кабелю, мм;
 $\operatorname{tg} \delta_e$ – еквівалентний тангенс кута діелектричних втрат в матеріалі ізоляції.

Коефіцієнт фази можна визначити через параметр c – швидкість світла у вакуумі ($c = 3 \cdot 10^5$ км/с):

$$\beta = \frac{\omega \sqrt{\varepsilon_e}}{c}, \quad (2.55)$$

де β – коефіцієнт фази коаксіального кабелю електрозв'язку, рад/км;
 $\omega = 2\pi f$ – циклічна частота, 1/с.

Швидкість поширення електромагнітної енергії по коаксіальному кабелю можна визначити через швидкість світла:

$$v_\phi = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_e}}, \quad (2.56)$$

де v_ϕ – фазова швидкість поширення сигналу, км/с.

Модуль хвильового опору коаксіального кабелю можна визначити через габаритні співвідношення кабелю та параметри діелектрика між провідниками:

$$|Z_{\text{хв}}| = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \frac{D}{d}, \quad (2.57)$$

де $|Z_{\text{хв}}|$ – модуль хвильового опору, Ом.

Контрольні питання

1. Пояснити будову симетричних і коаксіальних кабелів електрозв'язку.
2. Вказати конструктивні та електричні параметри провідників кабелів електрозв'язку.
4. Вказати конструктивні та електричні параметри ізоляції симетричних і коаксіальних кабелів електрозв'язку.
5. Пояснити типи скрутки ізольованих провідників у групи в кабелях електрозв'язку.
7. Вказати параметри та пояснити будову захисних оболонок кабелів електрозв'язку.
8. Пояснити умови використання симетричних і коаксіальних кабельних ліній електрозв'язку.
9. Виконати класифікацію кабельних ліній електрозв'язку.
10. Вказати типи та пояснити конструкції кабелів електрозв'язку.
11. Пояснити особливості маркування кабелів електрозв'язку.
12. Вказати типи симетричних і коаксіальних кабелів електрозв'язку та пояснити умови їх використання
13. Пояснити методику розрахунку елементів конструкції симетричних і коаксіальних кабелів електрозв'язку.
14. Пояснити призначення та умови використання симетричних кабелів структурованих мереж і мереж абонентського доступу.
15. Пояснити призначення та умови використання радіочастотних кабелів.
16. Виконати класифікацію первинних параметрів кабельних ліній електрозв'язку.
17. Пояснити залежність зміни первинних параметрів кабельних ліній від їх робочої частоти.
18. Пояснити методику розрахунку ємності провідників симетричних кабелів електрозв'язку.
19. Пояснити методику розрахунку первинних параметрів коаксіальних кабелів електрозв'язку.
20. Пояснити особливості використання приладів вимірювання первинних параметрів симетричних кабельних ліній електрозв'язку.

21. Пояснити методику вимірювання первинних параметрів симетричних кабельних ліній електрозв'язку.
22. Пояснити функціональну схему приладу вимірювання первинних параметрів симетричних кабельних ліній електрозв'язку.
23. Пояснити фізичний зміст втрат енергії в екрані, оболонці та інших елементах екранованого кабелю.
24. Пояснити залежність значення хвильового опору від робочої частоти кабельних ліній електрозв'язку.
25. Класифікувати неоднорідності в кабельних лініях та пояснити їх вплив на передачу інформаційного сигналу.
26. Пояснити методику визначення вторинних параметрів симетричних та коаксіальних кабелів електрозв'язку.

3 ЕЛЕКТРОМАГНІТНА СУМІСНІСТЬ НАПРЯМНИХ СИСТЕМ ЕЛЕКТРИЧНОГО ЗВ'ЯЗКУ

3.1 Первинні та вторинні параметри взаємного впливу

Напрявні системи знаходяться під постійним впливом сторонніх електромагнітних полів від внутрішніх та зовнішніх джерел. Зовнішні джерела електромагнітних полів поділяються на природні (грозові розряди, магнітні бурі) та технологічні (електромагнітні випромінювання). Електромагнітні впливи спричиняють проблему електромагнітної сумісності в напрямних системах.

Кількісною характеристикою електричного та магнітного впливів в кабельних лініях електрозв'язку є електричні та магнітні зв'язки. За допомогою еквівалентних схем зв'язків між колами одної четвірки напрямної системи електричного зв'язку можна визначити причини виникнення електричного та магнітного зв'язків і їх фізичний зміст (рис. 3.1) [3].

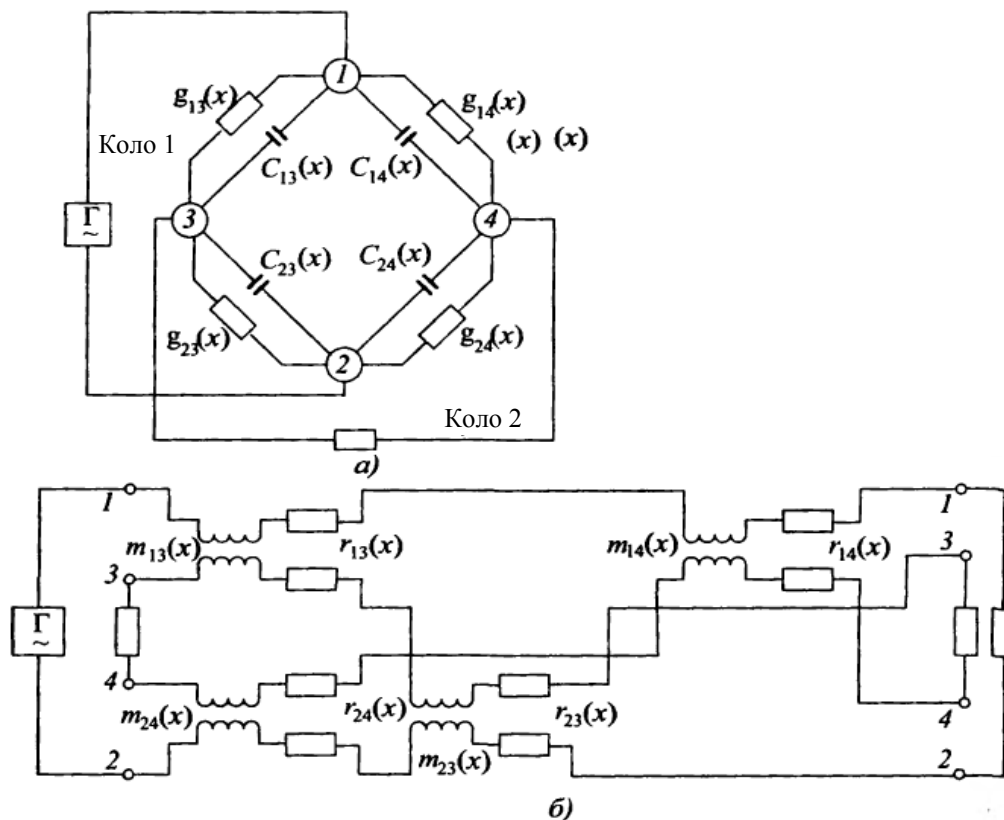


Рисунок 3.1 – Мостові схеми електричного (а) та магнітного (б) зв'язку

Ємнісний зв'язок між колами одної четвірки визначається значеннями часткових ємностей між жилами 1 та 2 першого кола та жилами 3 і 4 другого кола, як показано на рис. 3.1, а. Часткові ємності $C_{13}(x)$, $C_{23}(x)$, $C_{14}(x)$,

$C_{24}(x)$ утворюють мостову схему, де коло 1–2 впливає на коло 3–4. При $C_{13}(x) + C_{24}(x) = C_{14}(x) + C_{23}(x)$ міст знаходиться у зрівноваженому стані і тому ємнісний вплив між сусідніми колами відсутній. Якщо ця умова зберігається на всій довжині лінії зв'язку, то між колами буде відсутній вплив через ємнісний зв'язок. Ємнісний зв'язок між колами лінії електрозв'язку виникає через зміну значення діелектричної проникності ізоляції жил кабелю, її товщини, взаємного розміщення жил в четвірці та його можна визначити за рівнянням

$$K(x) = [C_{13}(x) + C_{24}(x)] - [C_{14}(x) + C_{23}(x)]. \quad (3.1)$$

Активна складова електричного зв'язку $g(x)$ залежить від асиметрії втрат енергії в діелектрику між жилами кабелю електрозв'язку. При змінному струмі втрати в діелектрику пропорційні провідності ізоляції жил кабелю $\omega C \tan \delta$. Часткові діелектричні втрати $g_{13}(x)$, $g_{14}(x)$, $g_{23}(x)$, $g_{24}(x)$ змінюються вздовж лінії електрозв'язку через неоднорідність електричних параметрів діелектрика, різну товщину ізоляції жил або деформацію осердя кабелю. Ці втрати спричиняють до виникнення взаємних переходів енергії між колами кабельних ліній електрозв'язку.

Активну складову електричного зв'язку можна визначити через часткові провідності ізоляції за рівнянням

$$g(x) = [g_{13}(x) + g_{24}(x)] - [g_{14}(x) + g_{23}(x)]. \quad (3.2)$$

Індуктивний зв'язок $m(x)$ та активну складову магнітного зв'язку $r(x)$ також можна розглянути за допомогою мосту часткових взаємних індуктивностей $m_{13}(x)$, $m_{14}(x)$, $m_{23}(x)$, $m_{24}(x)$ та опорів $r_{13}(x)$, $r_{14}(x)$, $r_{23}(x)$, $r_{24}(x)$ (див. рис. 3.1, б).

Коефіцієнт індуктивного зв'язку характеризує асиметрію мосту та визначається за формулою

$$m(x) = [m_{13}(x) + m_{24}(x)] - [m_{14}(x) + m_{23}(x)]. \quad (3.3)$$

Активна складова магнітного зв'язку $r(x)$ зумовлена асиметрією втрат на вихрові струми в сусідніх жилах, екрані, оболонці через несиметричне розміщення жил кабелю та їх різним діаметром

$$r(x) = [r_{13}(x) + r_{24}(x)] - [r_{14}(x) + r_{23}(x)]. \quad (3.4)$$

Співвідношення між електричними та магнітними зв'язками, їх активними та реактивними складовими залежать від типу кабельних ліній, діапазону робочих частот.

В діапазоні низьких частот (менше 10 кГц) визначальними є ємнісні зв'язки, а в діапазоні високих частот (понад 100 кГц) взаємні впливи зумовлені ємнісними та магнітними зв'язками. Значення магнітних та електричних зв'язків між взаємодійними колами кабельної лінії залежать від взаємного розміщення жил кабелю електрозв'язку, його оболонки та електричних параметрів діелектрика між жилами та їх геометричних розмірів.

Електромагнітні зв'язки, що спричиняють взаємні перехідні впливи в кабельних лініях, поділяються на регулярні та нерегулярні. Регулярні зв'язки визначаються номінальними геометричними розмірами кабельних жил, номінальними відстанями між ними та оболонкою за умови ідеальної будови всіх елементів кабелю. Нерегулярні зв'язки зумовлені відхиленням конструктивних параметрів від ідеальної будови кабелю та залежать від множини випадкових факторів.

Основними характеристиками напрямних кабельних ліній електрозв'язку є значення перехідного затухання та значення захищеності на ближньому та дальньому кінцях кабелю. Тому взаємні електромагнітні впливи між колами кабельних ліній прийнято оцінювати через значення перехідних затухань, які визначають ступінь зменшення струмів впливу при переходах між колами кабелю електрозв'язку.

В теорії впливів вихід пари провідників кабельної лінії, до якої підключений генератор (джерело сигналу), називають ближнім, а протилежний вихід цієї пари провідників називають дальнім. Відповідно необхідно розглядати два типи впливів: на ближньому та дальньому кінцях (рис. 3.2) [3].

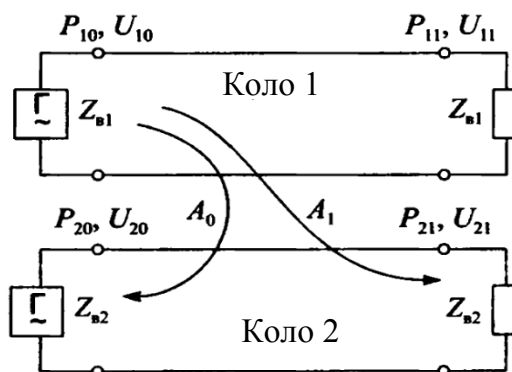


Рисунок 3.2 – Впливи між колами кабельної лінії електрозв'язку

Значення перехідних затухань визначаються на ближньому A_0 та дальньому A_1 кінці за формулами

$$A_0 = 10 \lg \left| \frac{P_{10}}{P_{20}} \right|; \quad A_1 = 10 \lg \left| \frac{P_{10}}{P_{21}} \right|, \quad (3.5)$$

де P_{10} – потужність сигналу на ближньому кінці взаємодійної пари кабельної лінії; P_{20}, P_{21} – потужність завад на ближньому та дальньому кінцях кабельної лінії, на яку здійснюється вплив.

Використовуючи співвідношення $P_{10} = U_{10}^2 / Z_{B1}$, $P_{20} = U_{20}^2 / Z_{B2}$ та $P_{21} = U_{21}^2 / Z_{B2}$, формули для перехідних затухань на ближньому та дальньому кінцях кабелю можна записати у вигляді

$$A_0 = 20 \lg \left| \frac{U_{10}}{U_{20}} \right| - 10 \lg \left| \frac{Z_{B1}}{Z_{B2}} \right|; \quad (3.6)$$

$$A_1 = 20 \lg \left| \frac{U_{10}}{U_{21}} \right| - 10 \lg \left| \frac{Z_{B1}}{Z_{B2}} \right|.$$

При аналізі результатів вимірювань зручно використовувати абсолютні рівні передачі за потужністю, напругою або струмом:

$$p_m = 10 \lg \left(\frac{P_x}{P_0} \right); \quad p_r = 20 \lg \left(\frac{I_x}{I_0} \right); \quad p_n = 20 \lg \left(\frac{U_x}{U_0} \right), \quad (3.7)$$

де P_x , U_x , I_x – значення потужності, напруги та струму в лінії в точці x ; $P_0 = 1 \text{ мВ} \cdot \text{А}$, $U_0 = 0,775 \text{ В}$, $I_0 = 1,29 \text{ мА}$.

Для забезпечення необхідної якості передачі сигналів в напрямних кабельних системах необхідно, щоб значення потужності в точці прийому P_c перевищувало значення потужності завод P_n . Ступінь перевищення значення потужності сигналу над потужністю завод оцінюється параметром захищеності

$$A_3 = 10 \lg (P_c / P_n) = p_{m.c} - p_{m.n}. \quad (3.8)$$

Потрібно відмітити, що захищеність кабельних ліній електрозв'язку від взаємних електромагнітних впливів залежить від перехідного затухання. Для цього розглянемо особливості взаємного впливу між парами кабельної лінії з однаковими та протилежними напрямками передачі сигналів (рис. 3.3).

З рис. 3.3 зрозуміло, що захищеність від електромагнітних впливів кола 2 на дальньому кінці можна визначити як

$$A_{31.12} = p_{20} - p_{10} - \alpha_2 l + A_{1.12}. \quad (3.9)$$

Виконавши перетворення $p_{20} = p_{10}$, та $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$, отримаємо спрощений вираз для визначення захищеності кола 2

$$A_{31.12} = A_{1.12} - \alpha l. \quad (3.10)$$

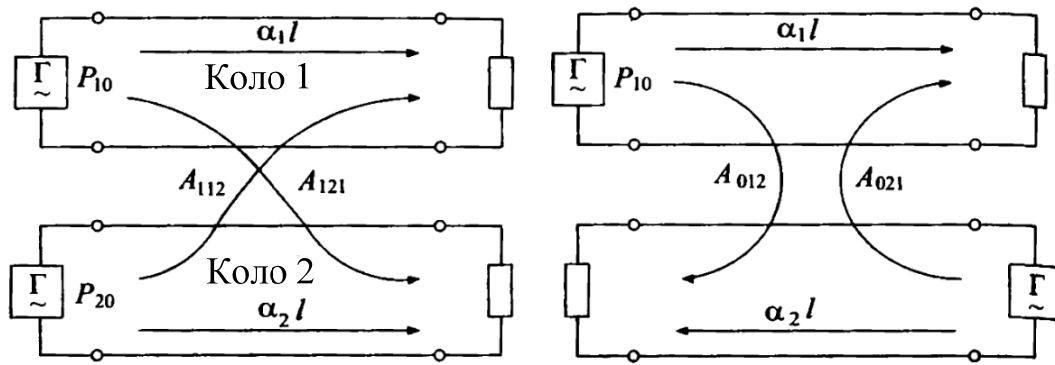


Рисунок 3.3 – Схеми взаємного впливу між парами кабельної лінії з однаковими та протилежними напрямками передачі сигналів

На рис. 3.4 показані залежності зміни рівнів сигналу та завади між взаємодійними колами при передачі сигналів в одному напрямку [3].

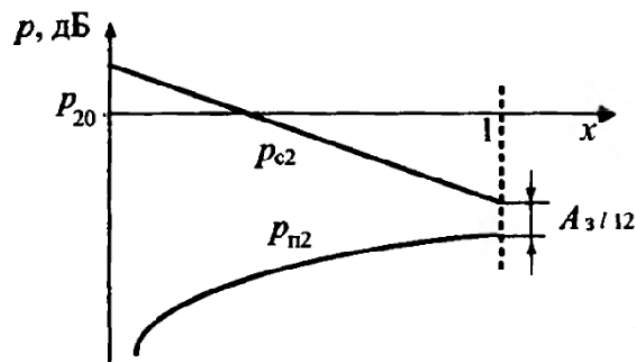


Рисунок 3.4 – Залежності зміни рівнів сигналу та завади між взаємодійними колами при передачі сигналів в одному напрямку

Враховуючи, що значення сигналу та завади в кінці кола 2 $p_{с21} = p_{20} - \alpha_2 l$, $p_{п21} = p_{10} - A_{012}$, захищеність на ближньому кінці можна визначити

$$A_{3012} = p_{20} - p_{10} - \alpha_2 l + A_{012}. \quad (3.11)$$

Виконавши перетворення $p_{20} = p_{10}$ та $\alpha_2 = \alpha_1 = \alpha$, отримаємо спрощений вираз

$$A_{3012} = A_{012} - \alpha l. \quad (3.12)$$

Значення A_0 , A_1 , A_3 є вторинними параметрами взаємного впливу в напрямних кабельних системах електров'язку.

3.2 Частотні характеристики взаємного впливу

Рівномірно розподілені вздовж кабельної лінії електрозв'язку електромагнітні зв'язки називаються систематичними, тому взаємні впливи між колами кабелів через ці зв'язки називають також систематичними.

На рис. 3.5 показано частотні характеристики впливу на ближній кінець кабельної лінії [3].

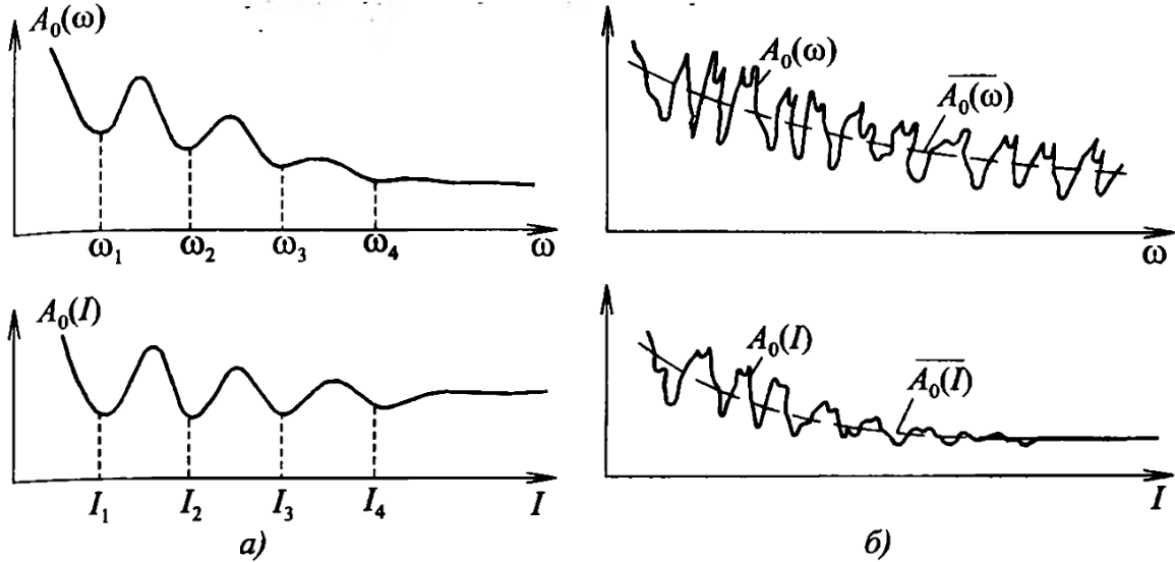


Рисунок 3.5 – Частотні характеристики впливу на ближній кінець кабельної лінії: *а)* – при рівномірно розподіленому зв'язку між колами кабелю; *б)* – при нерегулярній складовій зв'язку між колами кабелю електрозв'язку

Для електрично довгої лінії, при $2\alpha l > 13\text{дБ}$, $e^{-2\alpha l} \rightarrow 0$ значення перехідного затухання на ближньому кінці кабельної лінії можна визначити за формулою

$$A_0(\omega) = 20 \lg \frac{4\sqrt{\alpha^2 + \beta^2}}{\omega \bar{N}_p}. \quad (3.13)$$

В діапазоні високих частот, коли $\beta \gg \alpha$, значення перехідного затухання на ближньому кінці кабельної лінії можна визначити за виразом

$$A_0(\omega) = 20 \lg \left(\frac{4\beta}{\omega \bar{N}_p} \right). \quad (3.14)$$

Потрібно відмітити, що при виконанні умови $2\alpha l > 13\text{дБ}$ функція перехідного затухання $A_0(\omega)$ практично не залежить від довжини лінії електрозв'язку (рис. 3.6) [3].

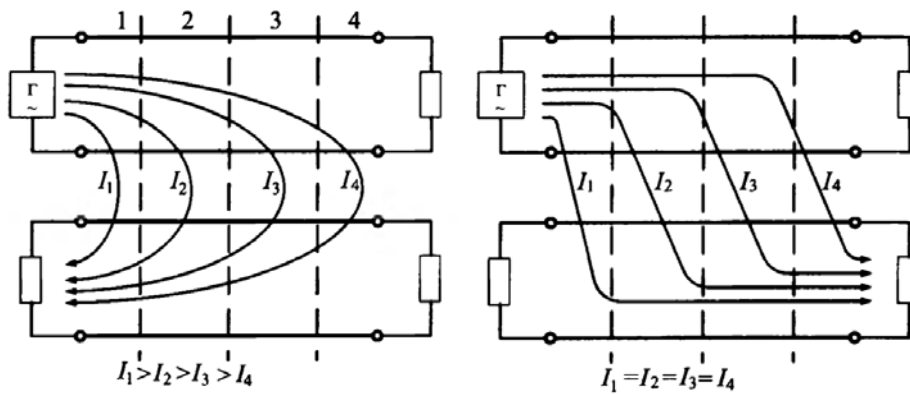


Рисунок 3.6 – Особливості складання струмів впливу на різних ділянках кабельної лінії: на ближньому кінці лінії та на її дальньому кінці

Залежність значення електромагнітного впливу на ближньому кінці кабельної лінії при нерегулярному зв'язку від робочої частоти необхідно визначати через середнє значення квадрата модуля передатної функції впливу $|\overline{K_0(j\omega)}|^2$ та середнє значення перехідного затухання $\overline{A_0(\omega)} = -10\lg|\overline{K_0(j\omega)}|^2$

$$\begin{aligned} |\overline{K_0(j\omega)}|^2 &= \omega^2(1 - e^{-4\alpha l})S_n(\omega 2t_3)/4\alpha; \\ \overline{A_0(\omega)} &= 10\lg 4\alpha - 10\lg \omega^2(1 - e^{-4\alpha l})S_n(\omega 2t_3), \end{aligned} \quad (3.15)$$

де $S_n(2\omega t_3) = D_n \int R_n(x) \cos 2\omega t_3 x dx$ – нормована спектральна густина стаціонарної випадкової функції $n(x)$; $t_3 = \sqrt{LC}$ – час затримки сигналу в напрямній системі, с/км.

З виразу видно, що значення перехідного затухання зменшується при збільшенні робочої частоти та довжини лінії, а при $2\alpha l > 13\text{дБ}$ $1 - e^{-4\alpha l} \rightarrow 1$ стабілізується і не залежить від довжини лінії (див. рис. 3.5, б).

Вплив на дальній кінець, зумовлений безпосереднім переходом енергії через нерегулярну складову та впливом через третє коло при подвійному переході енергії (рис. 3.7) [3].

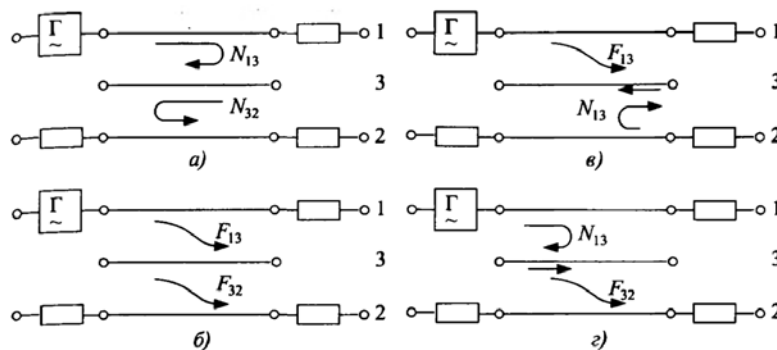


Рисунок 3.7 – Особливості переходу енергії через третє коло на дальньому кінці лінії, що знаходиться під зовнішнім впливом

Значення коефіцієнтів поширення γ_1 та γ_2 в кабелях електрозв'язку залежать від кроків скрутки взаємодійних провідників цих кабелів. Значення захищеності на дальньому кінці кабелю з однаковими коефіцієнтами поширення $\gamma_1 = \gamma_2$ можна визначити за формулою

$$A_3(\omega) = A_1 - \alpha l = -20 \lg |K_1| - \alpha l = -20 \lg \frac{\omega l \bar{F}_p}{2}; \quad (3.16)$$

для кабелів з різними коефіцієнтами поширення формула набуває вигляду

$$A_3(\omega) = -20 \lg |K_1(j\omega)| - \alpha l = -20 \lg \left| \frac{\bar{F}_p \sin \frac{1}{2} \omega \Delta T_3 l}{\Delta T_3} \right|. \quad (3.17)$$

На рис. 3.8 показано частотні характеристики безпосереднього впливу на дальньому кінці при систематичному зв'язку між провідниками кабелю. З рис. 3.8, а) видно, що спад захищеності зі зростанням робочої частоти дорівнює 6 дБ/окт. [3].

Взаємодію сусідніх кіл кабельної лінії при нерегулярній складовій зв'язку (функція $f(x)$) можна оцінити через середнє значення квадрата модуля передатної функції впливу $|K_1(j\omega)|^2$ та середнє значення захищеності $\bar{A}_3(\omega) = -10 \lg |K_1(j\omega)|^2 - \alpha l$, дБ. Після перетворення середнє значення захищеності можна визначити за формулою

$$\bar{A}_3(\omega) = -10 \lg \frac{\omega^2 D_f}{4} \left(1 \cdot l_0 - \frac{l_0^2}{3} \right), \quad (3.18)$$

де D_f – дисперсія випадкової функції $f(x)$; l_0 – інтервал кореляції (рис. 3.9, а).

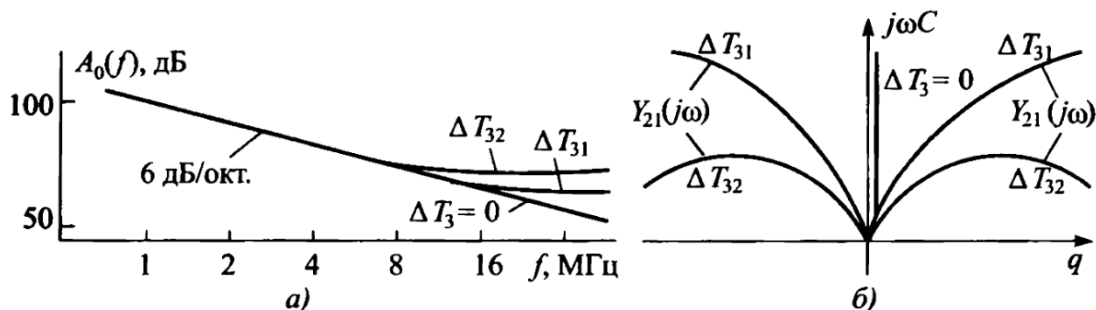


Рисунок 3.8 – Частотні характеристики безпосереднього впливу на дальньому кінці при систематичному зв'язку між провідниками кабелю: а) – частотні характеристики захищеності; б) – годограми комплексних зв'язків

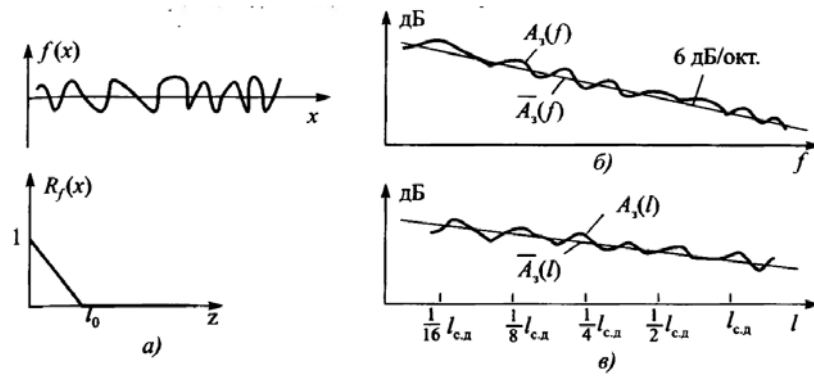


Рисунок 3.9 – Частотні характеристики безпосереднього впливу при нерегулярній складовій зв’язку між провідниками кабелю: а) – функція нерегулярного зв’язку та його нормована автокореляційна функція $R_f(x)$; б) – залежності середнього значення захищеності від частоти $A_3(f)$; залежності значень захищеності на дальньому кінці від довжини кабельної лінії

Систематичні зв’язки між колами кожної з послідовно з’єднаних будівельних довжин кабелю додаються

$$K_1(j\omega) = \frac{1}{2} j\omega e^{-\gamma k l_{c,d}} \sum_{k=1}^n \mu_k \bar{F}_{pk} \quad (3.19)$$

Тому зрощування будівельних довжин кабелю виконують таким чином, щоб отримати найменше значення сумарного зв’язку $\bar{F}_\Sigma = \sum_{k=1}^n \mu_k \bar{F}_{pk}$. Процес вибору оптимальних варіантів з’єднання будівельних довжин кабелів для збільшення захищеності лінії електрозв’язку називають симетруванням за допомогою операторів схрещування.

Залежність середнього значення захищеності кабелю від робочої частоти та довжини лінії електрозв’язку можна оцінити за формулою

$$\overline{A_3(f, l)} = \overline{A_3(f_1, l_1)} - 20 \lg \frac{f}{f_1} - 10 \lg \frac{l}{l_1} \quad (3.20)$$

де $\overline{A_3(f_1, l_1)}$ – середнє значення захищеності на заданій частоті в межах будівельної довжини кабелю.

3.3 Часові характеристики взаємного впливу в симетричних напрямних системах

Часовою характеристикою впливу називають залежність зміни миттєвого значення завади довільної форми у взаємодійному колі кабельної лінії від часу. Перехідну та імпульсну характеристики впливу отримують при одиничному імпульсному вхідному впливі $1(t)$ та дельта-імпульсі $\delta(t)$. На рис. 3.10 показані перехідні та імпульсні характеристики впливу при рів-

номірно розподіленому, зосередженому та нерегулярному зв'язках. За допомогою цих характеристик можна оцінювати значення зв'язку та виконувати пошук місць пошкоджень в кабелі (3.10, б) [3].

Традиційно електромагнітні впливи між колами кабелів електрозв'язку оцінюють за частотними характеристиками перехідних затухань A_0 , A_1 та захищеності A_3 за допомогою спеціальних вимірювальних приладів. Часові характеристики можна визначити за значеннями частотних характеристик захищеності та з урахуванням значення електромагнітних зв'язків F_p , F_{p3} між взаємодійними колами кабельної лінії. Середнє значення електромагнітного зв'язку при безпосередньому впливі між колами кабельної лінії можна визначити за формулою

$$\bar{F}_p = \frac{2}{2\pi f l} \cdot 10^{-0,05 A_{33}(f,l)} \quad (3.21)$$

Значення електромагнітного зв'язку при впливі за рахунок регулярної складової зв'язку можна визначити за виразом

$$\bar{F}_{p3} = \frac{8}{4\pi^2 f^2 l} \cdot 10^{-0,05 A_{33}(f,l)} \quad (3.22)$$

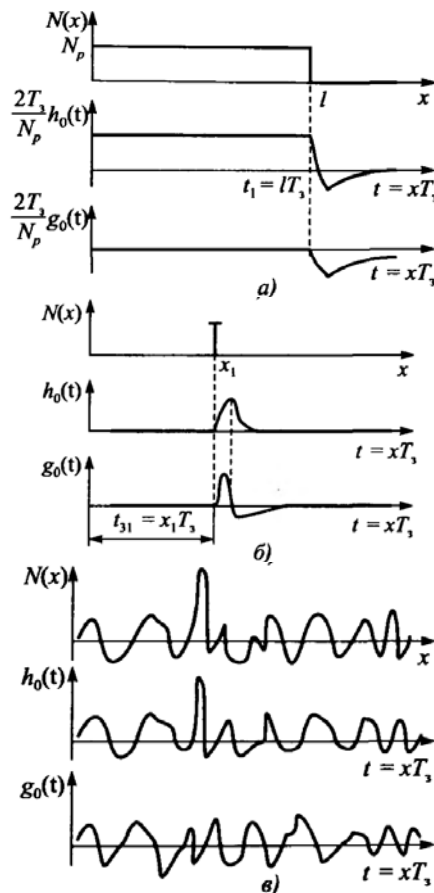


Рисунок 3.10 – Перехідна та імпульсна характеристики впливу на ближньому кінці: а) – при рівномірно розподіленому зв'язку вздовж лінії; б) – при зосередженому зв'язку; в) – при нерегулярному зв'язку

Для розрахунку значення електромагнітних зв'язків в лінії необхідно спочатку визначити характер впливу між колами кабелю.

3.4 Взаємні впливи в коаксіальних кабелях електрозв'язку

Взаємні впливи між коаксіальними колами виникають через повздовжню складову напруженості електричного поля на поверхні зовнішнього провідника коаксіального кабелю, що спричиняє вплив (рис. 3.11) [3].

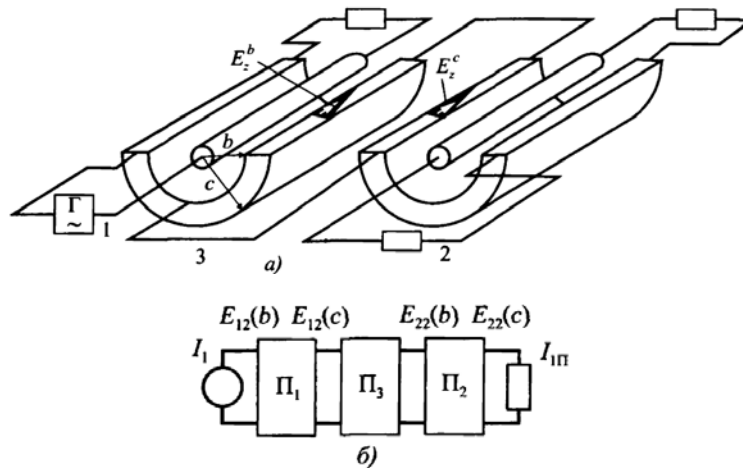


Рисунок 3.11 – Схема взаємного впливу між колами коаксіального кабелю, а) та еквівалентна схема впливу б)

Ступінь взаємозв'язку між коаксіальними колами 1 та 2 характеризується опором зв'язку або взаємним опором $Z_{12}(\omega)$ (рис. 3.12), який можна визначити за формулою

$$Z_{12}(\omega) = \left| \frac{\sqrt{ik}}{2\pi\sqrt{bc}} \frac{1}{\sigma \text{shkt}\sqrt{i}} \right| \quad \text{або} \quad Z_{12}(\omega) = \frac{10^6}{2\pi\sqrt{bc}} |N|, \quad (3.23)$$

де $k = \sqrt{\omega\mu\sigma}$ – коефіцієнт вихрових струмів; b та c – внутрішній та зовнішній радіуси зовнішнього провідника, мм; t – товщина зовнішнього провідника, мм; σ – провідність матеріалу провідника; $N = k\sqrt{i}/\sigma \text{shkt}\sqrt{i}$.

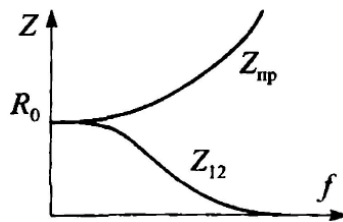


Рисунок 3.12 – Залежність опору зв'язку Z_{12} повного опору $Z_{1п}$ зовнішнього провідника коаксіального кабелю робочої частоти

Рівняння для первинного параметра впливу між коаксіальними колами буде мати вигляд

$$M_{\text{кк}} = \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_3} = \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{11} + Z_{22} + i\omega L_3}, \quad (3.24)$$

де Z_{12} та Z_{21} – опори зв'язку взаємодійних кіл; $Z_3 = Z_{11} + Z_{22} + i\omega L_3$ – повний опір третього кола; Z_{11} та Z_{22} – власні опори взаємодійних провідників кабелю; $i\omega L_3$ – опір третього кола, що залежить від значення зовнішньої індуктивності L_3 внаслідок магнітного поля між зовнішніми провідниками коаксіальних кіл.

Перехідне затування на ближньому та дальньому кінцях коаксіального кабелю можна визначити за формулами

$$A_{0\text{кк}} = 20 \lg \left| \frac{I_{10}}{I_{20}} \right| = 20 \lg \left| \frac{4Z_3 Z_B \gamma}{Z_{12}^2 (1 - e^{-2\gamma l})} \right|; \quad (3.25)$$

$$A_{\text{кк}} = 20 \lg \left| \frac{I_{10}}{I_{21}} \right| = 20 \lg \frac{2Z_3 Z_B}{Z_{12}^2} + \alpha l. \quad (3.26)$$

Перехідне затування в довгих лініях, при $\alpha l > 26\text{дБ}$ та $e^{-2\alpha l} \ll 1$, можна визначити за виразом

$$A_{0\text{кк}} \approx 20 \lg |4Z_3 Z_B \gamma / Z_{12}|. \quad (3.27)$$

Значення індуктивності проміжного кола можна визначити за формулою

$$L_3 = 4 \ln[(a - r_3)/r_3] \cdot 10^{-4} = 4 \lg[(r_3 + t)/r_3] \cdot 10^{-4}, \quad (3.28)$$

де a – відстань між центрами коаксіальних пар; r_3 – зовнішній радіус зовнішнього провідника; t – товщина ізоляції між коаксіальними парами.

На рис. 3.13 показано залежності перехідних затувань між коаксіальними та симетричними колами на ближньому та дальньому кінцях лінії електрозв'язку [5].

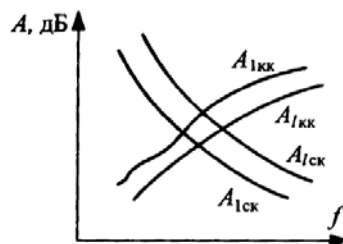


Рисунок 3.13 – Залежності перехідних затувань між коаксіальними та симетричними колами на ближньому та дальньому кінцях лінії електрозв'язку

Зменшення значення перехідних затухань в коаксіальному кабелі при збільшенні частоти залежить від поверхневого ефекту в зовнішньому провіднику та внаслідок закритого характеру електромагнітного поля коаксіальних кіл.

3.5 Особливості магнітного впливу ЛЕП та кабельні лінії зв'язку

До високовольтних ліній електропередавання належать ЛЕП та контактні мережі електричних залізниць. Високовольтні лінії, що працюють на змінному струмі з $f = 50$ Гц, мають напруги від 3 до 400 кВ і вище.

Трифазні ЛЕП можуть бути симетричними, які не мають залишкових струмів і напруг в землі, та несиметричними, в яких земля використовується як один з робочих проводів. Останні найсуттєвіше впливають на кабельні лінії передавання.

При дослідженні впливів на коло зв'язку розрізняють нормальний, вимушений та аварійний режими роботи ЛЕП. Під нормальним режимом необхідно розуміти режим, за якого лінія працює стало. Вимушений режим – це той, за якого лінія вимушена певний час працювати в режимі, відмінному від нормального, наприклад симетрична лінія працює в несиметричному (неповнофазному) режимі (ДПЗ – два проводи – земля). Аварійний режим виникає за порушення нормальної роботи ЛЕП, наприклад, за обривання та заземлення одного з фазових проводів. В такому випадку виникає струм короткого замикання, який на порядок може перевищувати робочий струм. При цьому ЛЕП створює на кабелі небезпечний магнітний вплив.

Розрахунок небезпечного магнітного впливу ЛЕП на лінію зв'язку (ЛЗ) виконують на етапі проектування. Отримані значення наведеної ЕРС порівнюють з припустимими значеннями та обирають відповідні заходи захисту. Метод визначення поздовжньої наведеної ЕРС називається методом проб. Полягає він у тому, що коротке замикання фазового проводу ЛЕП на землю за складної траси зближення відбувається послідовно, наприклад, припускаємо, що в точках 0, 1, 2 і т. д. (рис. 3.14) [5].

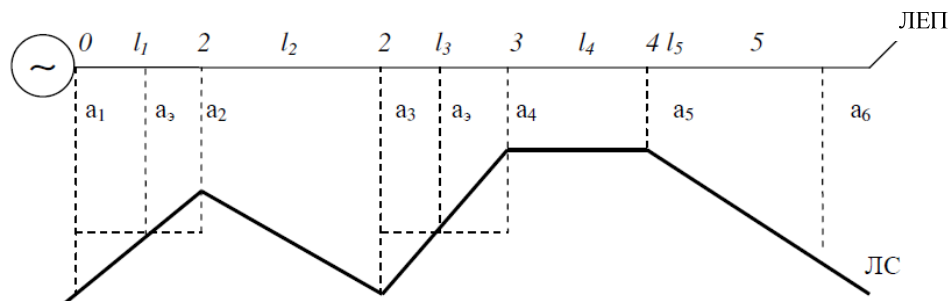


Рисунок 3.14 – Траса зближення

Наведена ЕРС визначається за ділянками $l_1, l_2 \dots l_4$ оскільки для кожної ділянки коефіцієнт взаємної індуктивності між проводом ЛЕП та проводом

лінії зв'язку буде різний. Він залежить від провідності ґрунту $\sigma_{гр}$ та ширини зближення $a_{екв}$. Сумарна наведена ЕРС визначається за формулою

$$E_{нав} = \omega \sum_{i=1}^n I_{кзи} M_i S_{заг}, \text{ В}, \quad (3.29)$$

де ω – кругова частота взаємодійного струму ($f = 50$ Гц); $I_{кзи}$ – струм короткого замикання, А; n – кількість ділянок траси зближення; M_i – коефіцієнт взаємної індуктивності між проводом ЛЕП та жилою кабелю зв'язку на i -й ділянці зближення, визначається за номограмою Михайлова (рис. 3.15); $S_{заг}$ – сумарний коефіцієнт екранувальної дії,

$$S_{заг} = S_k S_{тр}, \quad (3.31)$$

де S_k – коефіцієнт екранувального впливу оболонки кабелю; $S_{тр}$ – коефіцієнт екранувального впливу троса, підв'язаного на ЛЕП вище за фазові проводи.

Впливи за аварійних режимів бувають короткочасними, оскільки вони зникають з вимкненням пошкодженої лінії. Але для забезпечення безпеки обслуговувального персоналу, а також для уникнення пошкоджень обладнання та ліній зв'язку встановлено норми допустимих величин небезпечних струмів і напруги. Ці норми залежать від типу ліній зв'язку, задіяної системи передавання, організації схеми дистанційного живлення, від часу вимкання ЛЕП. Нормуються ЕРС на гальванічно не поділену ділянку кола лінії зв'язку (тобто таку, яка не містить трансформаторів, підсилювачів та фільтрів).

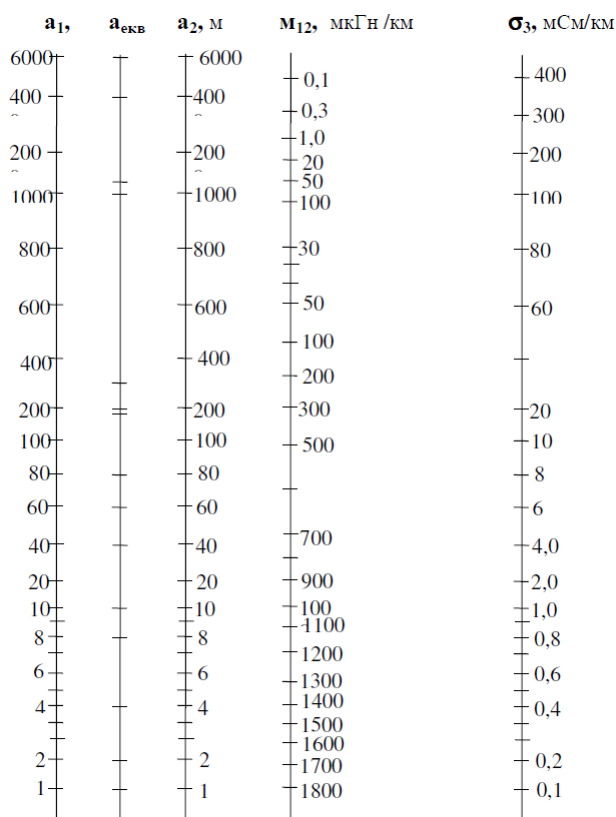


Рисунок 3.15 – Номограма Михайлова

Для симетричних кабельних ліній значення допустимих ЕРС в проводах наведено в табл. 3.1

Таблиця 3.1 – Значення допустимих ЕРС в проводах зв'язку

Система передавання	Коло	Схема ДЖ	Припустима поздовжня ЕРС, В		Ділянка, до якої належить норма
			тривалий вплив	короткочасний вплив	
К-60П	симетрична пара	провід – земля	200	400	Підсилювальна ділянка
		провід – провід	200	530	Регенераційна ділянка

У табл. 3.2 наведено значення коефіцієнтів захисної дії тросів залежно від матеріалу та величини поперечного перерізу [5].

Таблиця 3.2 – Значення коефіцієнтів захисної дії тросів

Матеріал троса	Величина $S_{тр}$ для тросів з поперечним перерізом, мм ²	
	50...100	101...200
Мідь	0,60	0,50
Алюміній	0,65	0,55
Сталь	0,95	0,80

Якщо розраховане значення ЕРС перевищує допустиме значення, необхідно здійснювати заходи захисту. Один з перших та переважних заходів є віднесення траси ЛЗ від сусідньої ЛЕП. Для цього необхідно розрахувати $a_{кр}$ – величину допустимого критичного зближення.

Якщо рознесення неможливо здійснити, то необхідно використовувати електричні засоби захисту, які поділяються на заходи, здійснювані на ЛЕП та заходи, що виконуються на лініях зв'язку.

Контрольні питання

1. Пояснити сутність проблеми електромагнітної сумісності напрямних систем електричного зв'язку та причини її виникнення.
2. Пояснити причини виникнення взаємних впливів в симетричних кабельних лініях.
3. Вказати первинні параметри взаємного впливу та пояснити їх фізичний зміст.
4. Пояснити залежність перехідного затухання на ближньому кінці симетричного кабелю від значення робочої частоти та довжини лінії зв'язку.
5. Пояснити залежність захищеності на дальньому кінці симетричного кабелю від значення робочої частоти та довжини лінії зв'язку.
6. Пояснити причини виникнення взаємних впливів в коаксіальних кабельних лініях.

7. Пояснити залежність перехідного затухання на ближньому кінці та захищеності на дальньому кінці коаксіального кабелю від значення робочої частоти та довжини лінії зв'язку.

8. Вказати часові характеристики впливу в симетричних кабелях та пояснити їх зв'язок з частотними характеристиками впливу.

9. Пояснити необхідність та методику симетрування кабельних ліній електрозв'язку.

10. Пояснити необхідність екранування кабельних ліній електрозв'язку.

11. Пояснити електричні властивості, характеристики та норми низько-частотних кабелів.

12. Пояснити методику вибору операторів схрещування.

13. Які НЧ кабелі місцевих мереж зв'язку використовуються для ущільнення апаратурою ЦСП? Конструкція та маркування цих кабелів?

14. Які параметри кабелів визначають можливість відбору пар НЧ кабелів місцевих мереж зв'язку для ущільнення?

15. У чому полягає методика відбору пар, які використовуються для ущільнення ЦСП?

16. На яких частотах необхідно виконувати вимірювання перехідних затухань?

17. Що означає поняття запас заводо захищеності?

18. Від чого залежить величина запасу заводо захищеності?

19. Яке обладнання використовується для ущільнення НЧ кабелів місцевих мереж зв'язку?

20. Від чого залежить наведена в жилах кабелю ЕРС?

21. В яких режимах може працювати ЛЕП? Який з них є найбільш небезпечний для кабельної лінії зв'язку?

22. Який з варіантів стану проводу зв'язку за магнітного впливу найбільш небезпечний:

- ізолюваний по кінцях;

- заземлений по кінцях;

- заземлений з одного кінця?

23. Від чого залежить коефіцієнт M_{12} ?

24. Що таке коефіцієнт екранувальної (захисної) дії? Від чого він залежить та в яких межах змінюється?

25. Як називається і в чому полягає метод визначення поздовжньої наведеної ЕРС за небезпечного впливу ЛЕП на ЛЗ?

4 КАБЕЛЬНІ ЛІНІЇ ОПТИЧНОГО ЗВ'ЯЗКУ

4.1 Волоконно-оптичні лінії зв'язку

4.1.1 Фізичні процеси в оптичних волокнах

Актуальність розвитку волоконно-оптичного зв'язку полягає в обмеженості ресурсів міді та свинцю та в значній ресурсній затратності кабельної промисловості, яка споживає до 50% міді і 25% свинцю від загальних світових ресурсів.

На відміну від електричних з мідними провідниками оптичні кабелі не потребують дефіцитних матеріалів та виготовляються зі скла і пластмаси.

До основних переваг оптичних кабелів (ОК) можна віднести:

- широкосмуговість і здатність передавати великий потік інформації;
- низький коефіцієнт затухання та незалежність його від частоти у широкому діапазоні;
- високу завадозахищеність від зовнішніх електромагнітних впливів;
- малогабаритність та легкість (маса оптичного кабелю в 10–12 разів менша, ніж маса електричного кабелю при однаковій пропускну здатності);
- надійну техніку безпеки (незаймистість, відсутність можливості короткого замикання).

Оптичні лінії передачі можна поділити на типи:

- відкриті (атмосферні), які залежать від впливу метеорологічних умов і тому не забезпечують необхідної надійності зв'язку;
- на основі лінзових оптичних волокон з періодичною корекцією розбіжності і спрямуванням променя за допомогою системи лінз та дзеркал; такі лінії передачі є досить дорогими та вимагають ретельного юстирування і складних пристроїв керування променем;
- на основі оптичних волокон, що забезпечує створення високонадійних оптичних систем зв'язку з використанням оптичних волокон з малими втратами.

Основними сферами використання ВОК є:

- магістральні та зонові мережі зв'язку;
- міські та сільські мережі зв'язку для створення міжстанційних з'єднань;
- мережі передачі широкосмугової інформації (телебачення, передача мультимедійних даних, відеотелефонія);
- об'єктові мережі зв'язку (обчислювальні мережі, мережі літальних апаратів, кораблів).

Основною відмінністю оптичних кабелів від електричних є відсутність у них струмів провідності $I_{пр}$. В оптичному кабелі, як і при радіопередачі, присутні тільки струми зміщення $I_{зм}$, однак хвиля розповсюджується не в

вільному просторі, а концентрується в самому об'ємі оптичного волокна та передається ним у заданому напрямку.

Передача хвилі оптичним волокном здійснюється за рахунок відбиття її від межі поділу осердя та оболонки, які мають різні показники заломлення (n_1 і n_2) (рис. 4.1).

В напрямних системах електричного зв'язку носієм передаваної інформації є електричний струм, в напрямних системах оптичного зв'язку носієм інформації є лазерний промінь. Світлова хвиля має двоїсту природу: хвильову та квантову.

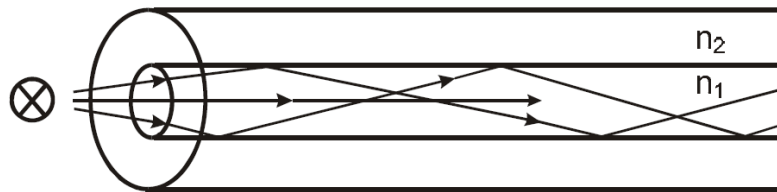


Рисунок 4.1 – Принцип поширення хвилі оптичним хвилеводом

Хвильова теорія світлової хвилі пояснює, що світло є різновидом електромагнітних коливань дуже високих частот ($10^{14} \dots 10^{15}$ Гц) та дуже коротких хвиль (мікрони).

Різниця у кольорі світлової хвилі залежить від довжини хвилі. Так, червоному кольору відповідає довжина хвилі $\lambda = 0,7$ мкм, зеленому – $0,55$ мкм, фіолетовому – $0,4$ мкм. В рамках цього підходу застосовується хвильова теорія електродинаміки та рівняння Максвелла.

Згідно з корпускулярною теорією світлова хвиля – це потік швидкорухомих дрібних частинок (корпускул), які випромінюються тілом, що світиться. Корпускули випромінюються окремими порціями (квантами). В рамках цього підходу можна використовувати променеву теорію.

Промені світлової хвилі поширюються за законами геометричної оптики. Таким чином, теорія світла є синтезом його хвильових та квантових властивостей.

Для зв'язку по оптичних волокнах використовуються видимі промені ($0,4 \dots 0,75$ мкм) і ближній діапазон інфрачервоних променів (від $0,85 \dots 1,3 \dots 1,55$ до $4 \dots 6$ мкм).

Порівнюючи хвильову та променеву теорії оптичних волокон, можна зробити висновок, що променеві методи є менш громіздкими та дають більш наочне пояснення фізичним процесам, що відбуваються в оптичних волокнах.

4.1.2 Променева теорія передачі енергії оптичними волокнами

Подавши оптичний сигнал у оптичне волокно у вигляді серії плоских хвиль можна досліджувати геометрію електромагнітного поля однієї з них. Лінії рівних фаз поля досліджуваної хвилі мають вигляд, наведений на рис. 4.2.

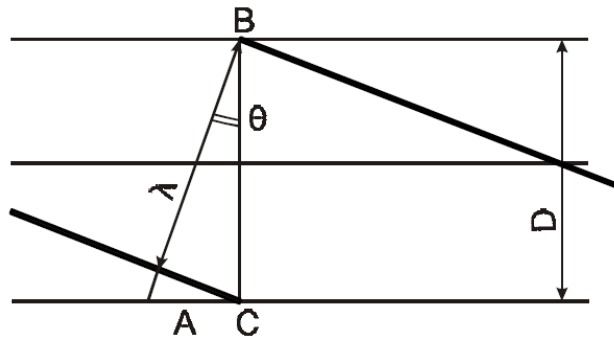


Рисунок 4.2 – Умови введення хвилі в оптичний хвилевод

Відстань між цими лініями дорівнює довжині хвилі λ . Хвиля рухається у напрямку А–В перпендикулярно до ліній рівних фаз і утворює з поперечним перерізом оптичного волокна кут θ .

Із трикутника АВС можна отримати співвідношення $\cos \theta = \lambda/D$, де D – діаметр оптичного волокна. Зі збільшенням кута θ довжина хвилі зменшується в діапазоні від $\lambda = D$ (при $\theta = 0^\circ$) до $\lambda = 0$ (при $\theta = 90^\circ$).

Хвилі в оптичному волокні розповсюджуються зигзагоподібно, багаторазово відбиваючись під кутом 2θ від границі осердя – оболонка. Процес розповсюдження хвилі залежить від частоти (рис. 4.3).

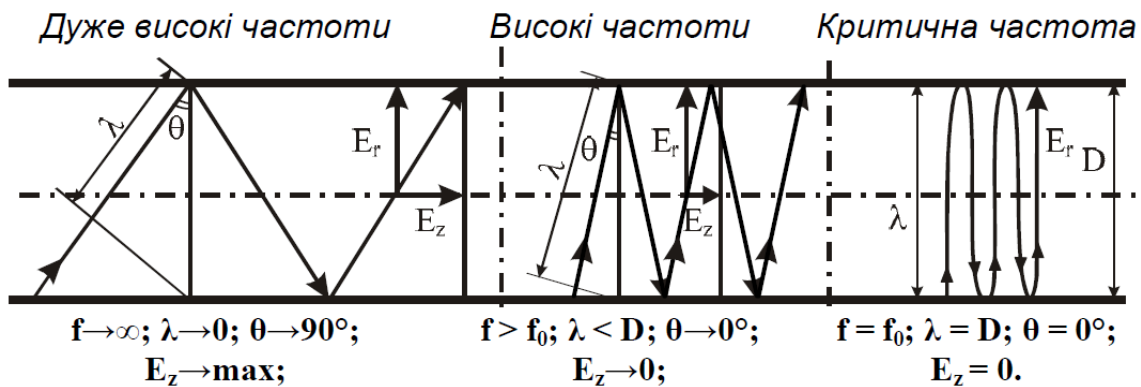


Рисунок 4.3 – Класифікація режимів поширення хвиль оптичним хвилеводом

При $f \rightarrow \infty$ ($\lambda \rightarrow 0$) кут $\theta \rightarrow 90^\circ$, хвиля відбивається невелику кількість разів і траєкторія її руху вздовж оптичного волокна наближається до прямолінійної. Подовжня складова поля E_z (або H_z) є максимальною, і тому передача енергії відбувається у вигідних умовах.

При $f > f_0$ ($\lambda < D$) кут $\theta \rightarrow 0^\circ$, хвиля відбивається велику кількість разів та її рух вздовж оптичного волокна є повільним. Складова поля E_z (або H_z) є мінімальною і тому вздовж оптичного волокна передається незначна частка енергії.

При певній, порівняно низькій, частоті $f = f_0$ встановлюється режим, коли $\lambda = D$, і хвиля, падаючи на границю осердя – оболонка, відбивається перпендикулярно до неї. В оптичному волокні встановлюється режим стоячої хвилі, і при цьому енергія вздовж нього не передається.

Частоту f_0 , при якій присутній режим стоячої хвилі, називають критичною, вона вказує нижню межу частот, які можуть поширюватись по цьому оптичному волокні. Таким чином, оптичне волокно функціонує подібно фільтру верхніх частот з частотою зрізу, що дорівнює критичній частоті. Критична частота f_0 та відповідна їй критична довжина хвилі $\lambda_0 = c/f_0$ залежать від будови оптичного волокна (зокрема його діаметра).

Враховуючи, що границею осердя – оболонка є прозорі скла, то може відбуватися не тільки відбиття оптичного променя, але й його проникнення в оболонку (рис. 4.4).

За законами геометричної оптики, у загальному вигляді на границі осердя – оболонка будуть спостерігатися падаючий (AB), відбитий (BC) і заломлений (BD) промені (рис. 4.4). Для запобігання переходу енергії в оболонку та її випромінювання необхідно забезпечити виконання умови повного внутрішнього відбиття [4].

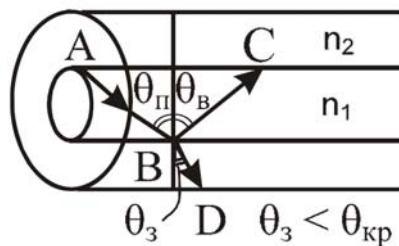


Рисунок 4.4 – Особливості поширення оптичних сигналів в ОВ згідно з правилами геометричної оптики

При переході з середовища з більшою щільністю в середовище з меншою, тобто при $n_1 > n_2$ ($n = \sqrt{\mu\epsilon}$), хвиля при певному куті падіння $\theta_{\text{п}} \geq \theta_{\text{кр}}$ повністю відбивається і не переходить у інше середовище (рис. 4.5).

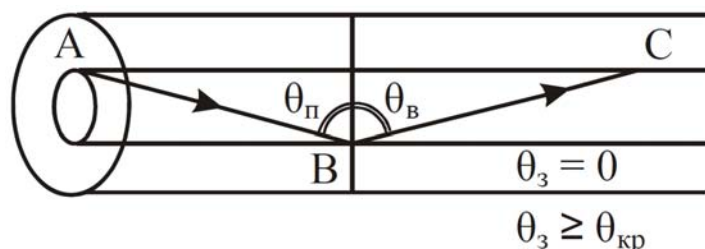


Рисунок 4.5 – Поширення оптичних сигналів в ОВ за рахунок повного внутрішнього відбиття

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

$$\sin \Theta_{кр} = n_2/n_1 = \sqrt{\epsilon_2/\epsilon_1}, \quad (4.1)$$

де ϵ – діелектрична проникність осердя (ϵ_1) та оболонки (ϵ_2).

При $\theta_{п} = \theta_{кр}$ енергія, що надійшла в осердя, повністю відбивається та зигзагоподібно розповсюджується оптичним волокном. Чим більший кут падіння, тобто $\theta_{п} > \theta_{кр}$ у межах від $\theta_{кр}$ до 90° , тим кращі умови розповсюдження і енергія швидше досягає приймального кінця. В цьому випадку вся енергія зосереджується в осерді оптичного волокна і практично не випромінюється назовні. При куті $\theta_{п} < \theta_{кр}$ енергія проникає в оболонку, випромінюється в зовнішній простір і тому передача у напрямній системі стає неефективною.

Режим повного внутрішнього відбиття визначає умови подачі оптичних сигналів на вхідний торець оптичного волокна, який буде пропускати лише сигнали, замкнені в межах тілесного кута θ_A , що характеризується апертурою, тобто кутом між оптичною віссю і однією з твірних світлового конуса, що потрапляє в торець оптичного волокна (рис. 4.6).

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 .

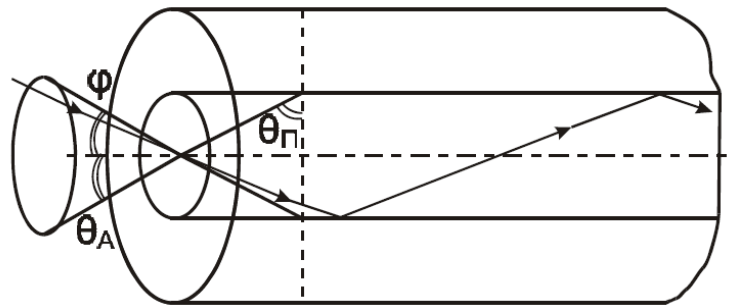


Рисунок 4.6 – Визначення апертури введення оптичних сигналів в ОВ

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

$$NA = n_0 \sin \Theta_A = n_0 \sqrt{n_1^2 - n_2^2} = \sqrt{n_1^2 - n_2^2}, \quad (4.2)$$

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

Числова апертура характеризує такі компоненти оптичного каналу: оптичне волокно, джерела та приймачі випромінювання. Для мінімізації

втрат енергії, апертури з'єднаних елементів мають узгоджуватися, тобто слід намагатися зробити так, щоб кут введення променя в оптичне волокно φ (або інший оптичний елемент) укладався в апертурний кут ($\varphi < \theta_A$), а кут падіння променя на границі осердя – оболонка був більший за кут повного внутрішнього відбиття $\theta_{кр}$ ($\theta_{кр} < \theta_{п} < 90^\circ$). В загальному вигляді у оптичних волокнах можуть розповсюджуватися промені двох видів:

- меридіональні, що розташовані у площині, яка проходить через вісь оптичного волокна (рис. 4.7, а);
- зигзагоподібні, тобто такі, що не перетинають вісь оптичного волокна та проходять за досить складними траєкторіями (рис. 4.7, б).

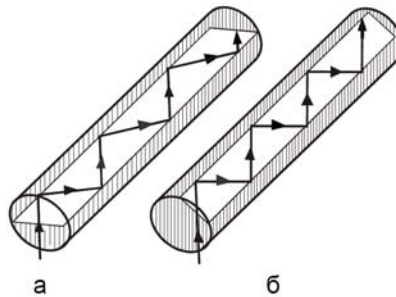


Рисунок 4.7 – Траєкторії поширення оптичних сигналів в ОВ

Розглянемо критичні частоти та довжини хвиль оптичних волокон. Між довжиною хвилі λ і діаметром осердя оптичного волокна d існує співвідношення $\cos\theta = \lambda/d$, де θ – кут падіння хвилі на границі поділу осердя – оболонка. Враховуючи, що $\cos\theta = \sqrt{1 - \sin^2\theta}$ та використовуючи умову повного внутрішнього відбиття $\sin\theta = n_2/n_1$, маємо $\cos\theta = \sqrt{1 - (n_2/n_1)^2}$. Прирівнявши праві частини виразів косинусів, отримаємо

$$\lambda_0 = d\sqrt{1 - (n_2/n_1)^2} = d/n_1 \sqrt{n_1^2 - n_2^2}. \quad (4.3)$$

Тоді вираз для критичної частоти буде мати вигляд

$$f_0 = \frac{v_1}{\lambda_0} = v_1 / [d\sqrt{1 - (n_2/n_1)^2}] = c / [d\sqrt{n_1^2 - n_2^2}], \quad (4.4)$$

де v_1 – швидкість розповсюдження хвилі в осерді.

Чим більший діаметр осердя d і чим більша різниця між показниками заломлення осердя n_1 та оболонки n_2 , тим більша довжина критичної хвилі λ_0 і нижча критична частота f_0 .

При частотах, вищих за критичну f_0 , вся енергія поля концентрується всередині осердя оптичного волокна та ефективно поширюється вздовж нього.

Нижче критичної частоти енергія розсіюється в навколишньому просторі оптичного волокна та не передається.

4.1.3 Хвильова теорія передачі енергії оптичними волокнами

Хвильова теорія розглядає процес поширення світлової хвилі як процес поширення різновиду електромагнітних хвиль. Математичне розв'язання задач здійснюється за допомогою рівнянь Максвелла, які у загальному випадку мають декілька розв'язків, кожному з яких відповідає певна структура поля, що називається типом хвилі, або модою.

У оптичних волокнах можуть існувати два типи хвиль:

- симетричні (E_{0m}, H_{0m}), які мають кругову симетрію ($n = 0$);
- несиметричні (гібридні, дипольні) хвилі позначаються як EH_{nm} , якщо поле в поперечному перерізі подібне полю хвилі E , або як HE_{nm} , коли поле в поперечному перерізі ближче до поля хвилі H ; в оптичному волокні несиметричні хвилі поширюються лише спільно, оскільки їх окреме існування неможливе.

Променева теорія світла вказує на можливість розповсюдження оптичними волокнами великої кількості променів, тобто усіх променів, що потрапили в апертурний конус оптичного волокна. Згідно з хвильовою теорією оптичним волокном може поширюватись лише обмежена кількість хвиль з дискретними кутами. Частина проміжних хвиль через інтерференцію гасять одна одну та згасають. Хвилі, що можуть поширюватись оптичним волокном, називають модами.

Узагальненим параметром, що характеризує режим роботи оптичного волокна, прийнято вважати нормовану (характеристичну) частоту, яка враховує радіус осердя a , довжину хвилі λ та коефіцієнти заломлення осердя n_1 і оболонки n_2 :

$$V = \frac{2\pi a}{\lambda} \sqrt{n_1^2 - n_2^2}. \quad (4.5)$$

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

$$f_0 = p_{nm} c / (\pi d \sqrt{n_1^2 - n_2^2}); \quad (4.6)$$

$$\lambda_0 = \pi d \sqrt{n_1^2 - n_2^2} / (p_{nm} n_1), \quad (4.7)$$

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

Кожна мода має нормовану частоту V_0 , яка визначає її робочий діапазон, а кожній нормованій частоті V_0 відповідає критична частота f_0 .

При $V < V_0$ маємо $f < f_0$, тобто частота менша за критичну і хвиля осердям волокна не розповсюджується (не існує). Діапазон поширення хвилі, що має нормовану частоту відсічки $V > V_0$, становить $f > f_0$.

Тільки для симетричної хвилі HE_{11} значення $V_0 = 0$, тому ця хвиля не має критичної частоти та може розповсюджуватися при будь-яких частоті та діаметрі осердя. Усі інші хвилі не поширюються на частотах, нижчих за критичну.

При підвищенні частоти виникають нові типи хвиль:

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

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

Вибираючи параметри оптичних волокон (товщину осердя, показники заломлення) і частоту таким чином, щоб вищі моди не могли розповсюджуватися ($0 < V < 2,405$), можна реалізувати одномодовий режим передачі енергії в ООВ (хвилю HE_{11}).

При збільшенні діаметра осердя зростає кількість мод, що передаються. На рисунку 4.8 показано загальний вигляд хвильової та променевої схем одно- і багатомодової передачі енергії через ОВ.

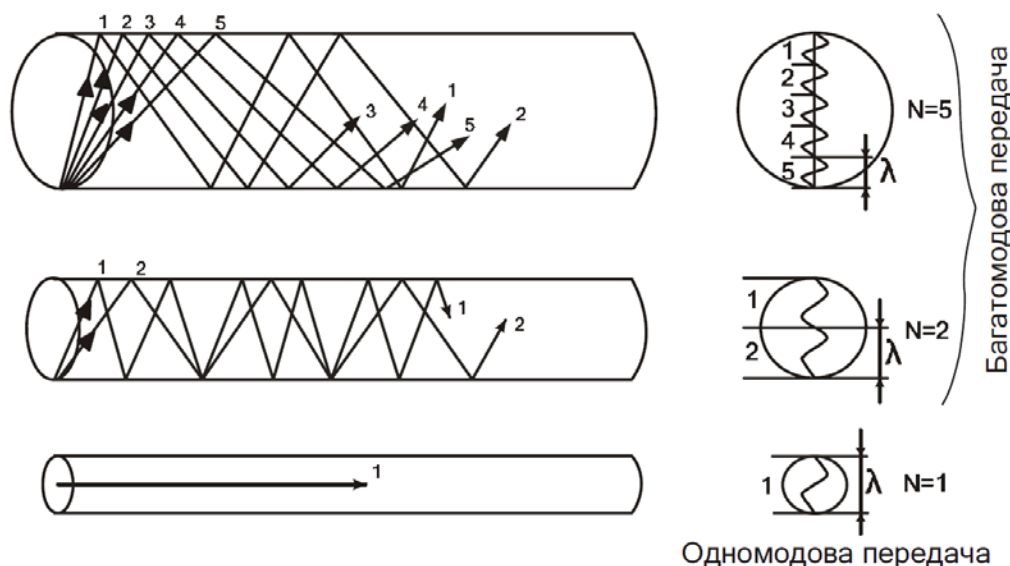


Рисунок 4.8 – Характеристика основних режимів функціонування ОВ

До переваг одномодових напрямних систем можна віднести широкий діапазон частот та велику пропускну спроможність (при збільшенні кількості мод смуга частот звужується). До недоліків одномодових напрямних систем відносять меншу надійність через малий діаметр осердя волокна та великі втрати при введенні випромінювання в оптичне волокно. Такі системи використовуються, в основному, в міжміських волоконно-оптичних лініях зв'язку (ВОЛЗ), що забезпечують значну довжину лінійних трактів з високою пропускну спроможністю.

Показник заломлення оболонки оптичного волокна сталий, а показник заломлення осердя у загальному випадку є функцією-профілем показника заломлення. Основні типи профілів наведено на рис. 4.9.

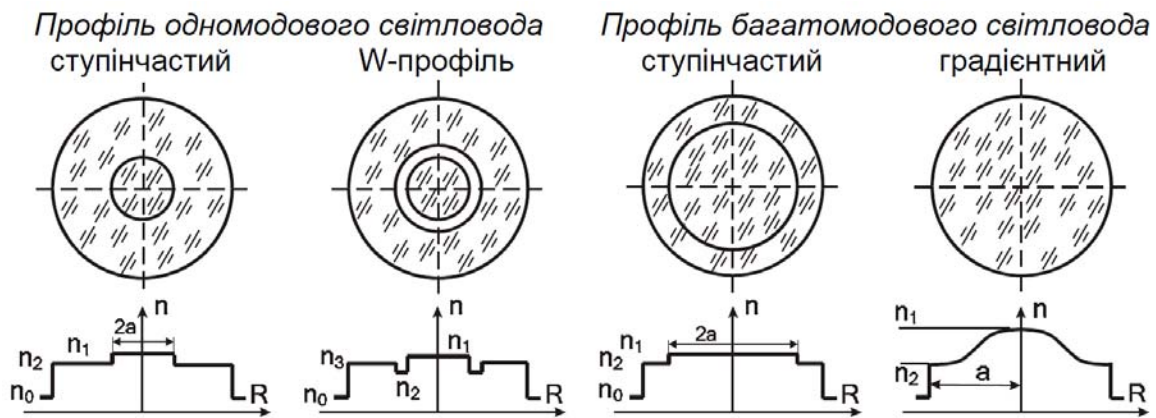


Рисунок 4.9 – Типи профілів показника заломлення осердя ОВ

У градієнтному оптичному волокні промені вигинаються у напрямку градієнта показника заломлення замість заломлення або повного відбиття, як у випадку волокна зі ступінчастим профілем (рис. 4.10).

Загальну кількість мод в оптичному волокні зі ступінчастим та градієнтним профілями можна визначати за виразами

$$N_{\text{ст}} = V^2 = (2\pi a/\lambda)^2 \cdot (n_1^2 - n_2^2), \quad (4.8)$$

$$N_{\text{гр}} = V^2/2 = 0,5 \cdot (2\pi a/\lambda)^2 \cdot (n_1^2 - n_2^2). \quad (4.9)$$

Порівнявши вирази (4.8) і (4.9), зрозуміло, що кількість мод у градієнтному оптичному волокні у 2 рази менша, ніж у ступінчастому.

Взагалі неоднорідні у поперечному перерізі оптичні волокна мають велике практичне значення, оскільки в них можна отримати такі характеристики, яких неможливо отримати в однорідних оптичних волокнах.

В оптичному волокні можуть існувати три типи хвиль:

- спрямовані (хвилі осердя ХОс (рис. 4.10, промені 1)), які є основним типом хвиль, що поширюються оптичним волокном; при цьому вся енергія концентрується всередині осердя та забезпечує передачу інформації; вони збуджуються при введенні променів у торець в межах апертури ($\varphi > \theta_{\text{кр}}$);

- витічні (хвилі оболонки ХОб (рис. 4.10, промені 2)), які є паразитним типом хвиль; при цьому енергія частково розповсюджується вздовж оптичного волокна, а частково переходить в оболонку та випромінюється в навколишній простір; ці хвилі виникають за рахунок косих променів;

- випромінювані (просторові хвилі ХПр (рис. 4.10, промені 3), які також є паразитним типом хвиль; при цьому вся енергія вже на початку лінії випромінюється в навколишній простір та не розповсюджується вздовж оптичного волокна; вони виникають при введенні випромінювання під кутом поза апертурою ($\varphi < \theta_{\text{кр}}$) і також є характерними для нерегулярних оптичних волокон зі згинами та іншими порушеннями однорідності.

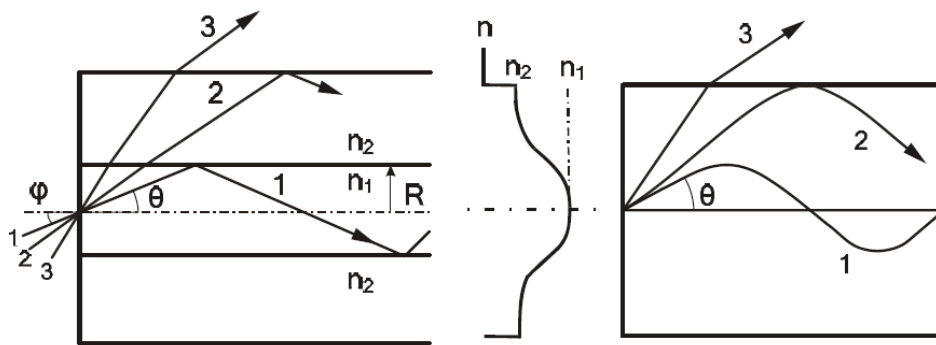


Рисунок 4.10 – Особливості поширення оптичних сигналів у ступінчастих та градієнтних хвилеводах

Витічні та випромінювані хвилі є паразитними, тобто такими, що відбирають та спотворюють енергію спрямованої хвилі внаслідок інтерференції передачі енергії оптичним волокном. За рахунок цих хвиль виникають перехідні впливи та завади в сусідніх оптичних волокнах.

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

Несиметричні хвилі типів E_{nm} і H_{nm} не можуть розповсюджуватись в оптичних волокнах, оскільки вони характерні лише для металевих хвилеводів.

Найважливішими параметрами оптичних волокон є коефіцієнт згасання потужності оптичних сигналів, який визначає втрати енергії при передачі її через оптичну напрямну систему, і дисперсія, яка характеризує обмеження смуги частот при передачі енергії оптичним волокном. Вказані фактори визначають довжину регенераційної ділянки, тобто максимальну довжину ВОЛЗ, передача енергії якою можлива без відновлення амплітуди або форми передаваного сигналу.

4.2 Будова волоконно-оптичних кабелів

4.2.1 Типи конструкцій волоконно-оптичних кабелів

Міжнародна електротехнічна комісія у своїх рекомендаціях розділила всі волоконно-оптичні кабелі на декілька основних типів [1].

1. Кабелі для безпосереднього прокладання в землі.
2. Кабелі для прокладання в колекторах і трубах.
3. Кабелі для підвіски на опорах.
4. Кабелі для прокладання під водою (для відносно коротких водних перешкод).

5. Кабелі для внутрішньооб'єктової прокладки.
6. Кабелі для міжоб'єктового зв'язку.
7. Монтажні кабелі.
8. Кабелі спеціального призначення для реалізації особливих вимог, що зумовлені особливостями їх експлуатації в спеціальних галузях техніки або кліматичною зоною.
9. Морські кабелі (кабелі герметизовані, гідроакустичні, вантажно-носійні).

Крім того, ВОК можна поділити на нижчевказані групи.

1. За матеріалом оптичного волокна (ОВ). Оптичні волокна виготовляють із кварцу, багатокомпонентного скла, кварцу в сполученні з полімером та полімеру.
2. За конструкцією ОВ – моноволоконні й оптичні джгути.
3. За профілем показника заломлення ОВ – як правило, ступінчасте, градієнтне.
4. За кількістю переданих типів хвиль (мод) по ОВ – багатомодове, маломодове, одномодове.
5. За матеріалом, застосовуваним для виготовлення ВОК, – нормальної і підвищеної нагрівостійкості.
6. За наявністю (відсутністю) струмопровідних жил – прості та комбіновані.
7. За наявністю екрана – екрановані та неекрановані.
8. За конструкцією та матеріалами захисних покриттів – нитки, плівки, стрічки.
9. За технологією виготовлення – методи екструзії, контактнотеплового зварювання, емалювання тощо.
10. За видом прокладання та монтажу – для фіксованих і рухомих об'єктів.

На сьогоднішній день використовуються три основні кабельні конструкції, а саме: концентрична, із профільованим осердям та з профільованим стрічковим осердям.

Результатом перших розробок стали саме концентричні кабелі. Волокно в таких кабелях розміщується в щільному поліамідному покритті або у вільно покладених трубках оптичного модуля (ОМ) які, у свою чергу, скручуються навколо центрального силового елемента і формують кабель концентричної конструкції. Такі кабелі можуть містити до 144 волокон і від 2 до 12 волокон у кожній трубці (рис. 4.11, а).

Розробка кабелю з профільованим осердям дала більш потужні та міцні кабелі, які містять до 48 волокон, і від 2 до 8 волокон у кожному пазу осердя або у кожній вільно укладеній трубці ОМ, що розміщена у пазу. Подальші розробки силового елемента привели до конструкції спіральнопрофільованого осердя.

Пази осердя йдуть спіраллю уздовж усієї його довжини або у формі «82»-скрутки з чергуванням напрямку паза в правий і лівий бік через кожні кілька метрів і точками переходу через кожні кілька обертів.

Переваги даної конструкції – в підвищенні стійкості проти впливу сил стиснення, де профільоване осердя і трубка ОМ захищають волокна (рис. 4.11, б).

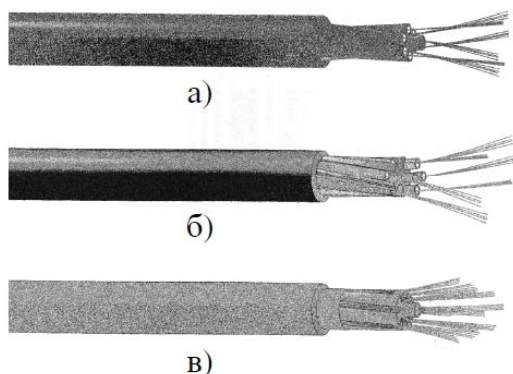


Рисунок 4.11 – Види конструкцій ВОК: а) – концентричні; б) – з профільованим осердям; в) – з профільованим стрічковим осердям

Зростаючі вимоги до більш щільного упакування волокон в кабелі і прискорення зварювання волокон зумовили розроблення третьої конструкції оптичних кабелів – з профільованим стрічковим осердям. Такі кабелі містять, наприклад, до 192 волокон у кожному кабелі. Кожен паз у кабелі з профільованим стрічковим осердям може розмістити до чотирьох стрічкових шарів, де кожна стрічка шару містить чотири або вісім волокон. Кабель із профільованим стрічковим осердям використовується у міжміських та місцевих мережах зв'язку (рис. 4.11, в).

Будь-яка кабельна конструкція має забезпечувати захист ОВ від будь-яких зовнішніх факторів, наприклад, опір роздавлюванню, розтягуванню, тертю, корозії та старінню, без зменшення пропускної спроможності ВОЛЗ.

Основною метою розробки кабелю на основі чутливого до розтягування та згинання матеріалу є створення захисту для волокон, що діє в процесі виробництва, монтажу і експлуатації кабелю. При впливі на волокно сильних зовнішніх зусиль можуть бути змінені такі параметри волокна, як експлуатаційний термін служби та енергетичні параметри.

Вплив оптичного кабелю на екологію навколишнього середовища незначний. Для дотримання мінімального впливу заводи-виробники не мають використовувати матеріали, що завдають шкоди навколишньому середовищу.

4.2.2 Основні елементи волоконно-оптичного кабелю

Для будь-якої кабельної прямої системи важливими конструктивними характеристиками є межа її міцності на розрив, стійкість до стиска-

льних і згинальних зусиль, гнучкість, захищеність від зовнішніх впливів, діапазон робочих температур, термін служби тощо.

Діапазон цих характеристик залежить від заданих умов експлуатації та обраного типу кабелю. Наприклад, ВОК для зовнішнього використання знаходиться в екстремальних умовах, зокрема протистоїть змінним температурним умовам, налипанню льоду або паморозі, сильному вітру при підвішуванні на опорах та механічним пошкодженням і гризунам, які пошкоджують його при підземному прокладанні. При цьому ВОК має бути міцнішим кабелем для внутрішнього використання, який працює в контрольованих умовах.

На рисунку 4.12 відображені основні компоненти одного з видів об'єктового ВОК з одним волокном. Конструкція ВОК може бути досить різноманітною, але загальними в ній є такі компоненти: оптичне волокно; буферна щільна захисна оболонка (БЗО); силовий елемент; зовнішня оболонка.

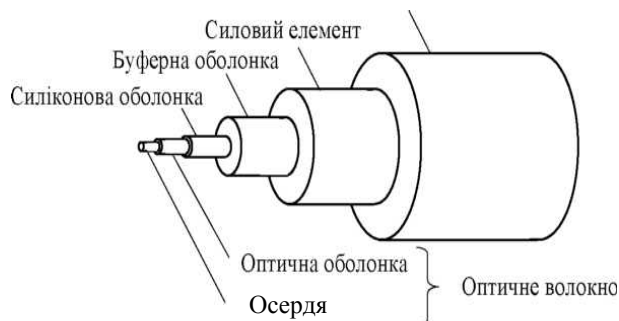


Рисунок 4.12 – Основні елементи волоконно-оптичного кабелю

Склад основних елементів конструкції ВОК визначається конструктивними особливостями оптичного волокна: його високою чутливістю до механічних впливів (вигинів, подовжнього і поперечного навантаження), до впливів різних фізико-кліматичних факторів навколишнього середовища (перепадів температур, вологості, сонячної радіації). Тому до складу більшості ВОК окрім оптичних волокон можуть входити:

- силові елементи для покращення механічної міцності кабелю на розрив та невеликі радіуси вигину;
- армувальні елементи для підвищення його міцності при поперечних навантаженнях;
- розподільні шари для зменшення тиску між різними елементами конструкції кабелю;
- заповнювачі у вигляді суцільних пластмасових стрижнів;
- зовнішні оболонки та бронепокриття, які усувають проникнення вологи та дію зовнішніх механічних впливів;
- захисний шланг.

Для організації дистанційного живлення та автоматичного дистанційного контролю і керування у ВОЛЗ до складу конструкції ВОК можуть входити також ізольовані металеві провідники.

Існують два варіанти конструкції ВОК, що відрізняються взаємним розміщенням ОВ і силових (підсилювальних) елементів [2]. В першому варіанті силовий елемент розміщується у центрі осердя кабелю, а ОВ розміщуються концентрично навколо цього елемента. У другому варіанті конструкції ВОК силові елементи розміщені з зовнішнього боку від ОВ, які знаходяться в центральній частині кабелю. Обидва варіанти конструкції ВОК відображені на рисунку 4.13.

За типом укладання ОВ у конструкції ВОК розрізняють вільне або пучкове укладання (рис. 4.13 а, б) та стрічкове укладання, що наведене на рисунку 4.14, де 1 – оптичне волокно, 2 – заповнення, наприклад, з пінопласту, 3 – поліетиленова оболонка, 4 – стрічка з волокнами.

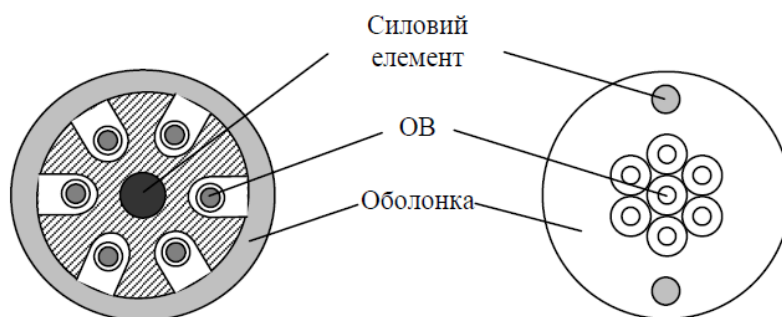


Рисунок 4.13 – Конструкції ВОК з різним розміщенням ОВ та силових елементів

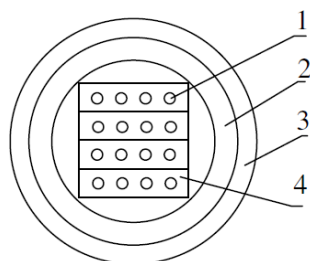


Рисунок 4.14 – Конструкція ВОК із стрічковим укладанням ОВ

При цьому використовують два основних способи скрутки ВОК: модульний та шаровий. У першому випадку ОВ скручуються разом у маленькі пучки, з яких формуються великі групи, які утворюють складний джгут. У другому випадку ОВ групуються в плоскі або концентричні шари та утворюють осердя кабелю. Для ослаблення механічних напруг, що виникають при дії на кабель навантажень, особливо поперечних, між шарами або пучками ОВ використовуються амортизувальні матеріали.

На рисунку 4.15 відображено будову деяких конструкцій ВОК для зовнішнього прокладання, що містять раніше перелічені елементи, де 1 – зовнішня оболонка, 2 – армувальні елементи, 3 – внутрішня оболонка, 4 – скріплювальна стрічка, 5 – м'яка подушка, 6 – ОВ, покрите полімером, 7 – силовий елемент, 8 – заповнювачі, 9 – сталева гофрована броня.

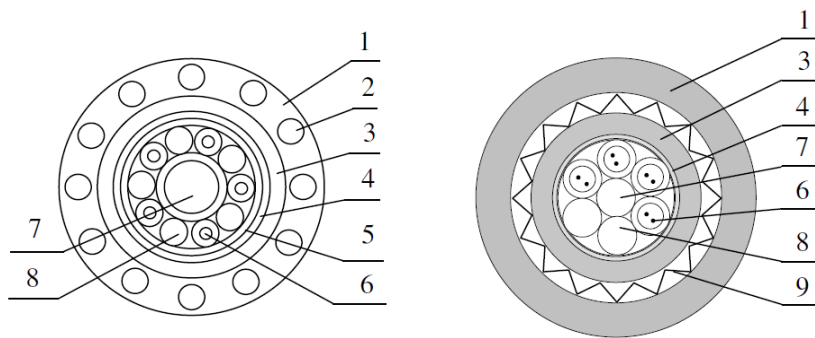


Рисунок 4.15 – Типові конструкції ВОК для зовнішнього прокладання

Тип матеріалу, з якого виготовляються відповідні елементи конструкції, залежить від призначення кабелю (міжміський, міський, об'єктовий, підводний або монтажний).

Для силових елементів в конструкції ВОК використовуються матеріали, що мають підвищену пружність, високу міцність на розтягування, яка перевищує максимальну міцність усіх матеріалів кабелю, високу гнучкість та малу масу на одиницю довжини. Силовий елемент може бути виконаний у вигляді корделю з суцільного полімеру, наприклад поліаміду, або джгута з тонких волокон кевлара, також може бути виготовлений з металу - мідний або сталевий провід, сталевий трос, зі склопластика.

Розподільні шари у ВОК виготовляються з м'яких матеріалів, наприклад поліуретану або інших м'яких пористих пластмас. Між повивами ОВ можуть використовуватися скріплювальні стрічки, що виконують також роль демпферів.

Армувальні елементи можуть виготовлятися у вигляді товстих пластмасових оболонок із включенням у них металевих дротів або високомодульних полімерних волокон, металевих або гофрованих оболонок з алюмінію, міді або сталі.

Захисні оболонки для ВОК можуть виготовлятися з поліетилену, полівінілхлориду, поліуретану, термопластичної гуми, алюмінію.

4.2.3 Основні елементи оптичного волокна

Оптичне волокно відносять до класу діелектричних хвилеводів, які функціонують на принципі повного внутрішнього відбиття.

За функціональними характеристиками оптичні волокна можна поділити на групи: багатомодове (М), одномодове без збереження поляризації випромінювання (Е) і одномодове зі збереженням поляризації випромінювання (П). При цьому, групу багатомодових ОВ можна поділити на дві підгрупи: зі ступінчастим (С) та градієнтним (Г) профілями показника заломлення. Залежно від матеріалів осердя та оболонки ОВ можна поділити на такі типи: 1 – осердя та оболонка кварцеві; 2 – осердя кварцеве, а оболонка полімерна; 3 – осердя та оболонка з багатокомпонентного скла; 4 – осердя та оболонка з полімерного матеріалу; 5 – інші.

Відповідно до рекомендацій МЕК передбачені два класи ОВ: А та В, до яких відносять багатомодові та одномодові волокна. При цьому категорія багатомодових ОВ характеризується, в основному, матеріалом і розмірами осердя та оболонки, а також профілем показника заломлення, а категорія одномодових волокон характеризується опорною (опорними) довжиною хвилі та довжиною хвилі нульової дисперсії (табл. 4.1).

Таблиця 4.1 – Категорії ОВ

Категорія багатомодових волокон			
Категорія	Матеріал	Тип	Діапазон показника ступеня u
A1	Скляна серцевина, скляна оболонка	Волокно з градієнтним ППЗ	$1 \leq u \leq 3$
A2.1	Скляна серцевина, скляна оболонка	Волокно з квазі-ступінчастим ППЗ	$3 \leq u < 10$
A2.2	Скляна серцевина, скляна оболонка	Волокно зі ступінчастим ППЗ	$10 \leq u < \infty$
A3	Скляна серцевина, скляна оболонка	Волокно зі ступінчастим ППЗ	$1 \leq u < \infty$
A4	Полімерне волокно	С	-
Категорія одномодових волокон			
Категорія	Матеріал	Номінальна довжина хвилі нульової дисперсії, нм	Опорна довжина хвилі, нм
B1.1	Скляна серцевина, скляна оболонка	1300	1310
B1.2	Скляна серцевина, скляна оболонка	1300	1550
B2	Скляна серцевина, скляна оболонка	1550	1550
B3	Скляна серцевина, скляна оболонка	1300 і 1550	1310 і 1550

У багатомодових ОВ одночасно може поширюватися велика кількість мод-променів, уведених у оптичне волокно під різними кутами за рахунок відносно великого діаметра осердя (стандартні значення 50 і 62,5 мкм), і, відповідно, велика числова апертура, що полегшує монтаж та експлуатацію. Основним недоліком таких волокон є наявність міжмодової дисперсії. Для зменшення впливу цього явища було розроблене багатомодове волокно з градієнтним профілем показника заломлення, однак повністю усунути міжмодову дисперсію в багатомодовому волокні все-таки не вдається через недосконалість профілю показника заломлення та наявність так званих спіральних мод, що виникають внаслідок осьової симетрії ОВ, позбутися яких, у принципі, неможливо.

Градієнтне ОВ характеризується профілем показника заломлення (ППЗ), який є монотонною спадною функцією радіуса в межах його осердя. Оптимальним профілем показника заломлення в ОВ є параболічний (рис. 4.17, б).

Однак через недосконалості технології виготовлення заготовок у реальних умовах одержати параболічний профіль показника заломлення практично не вдається, тому звичайно вводять термін квазіпараболічний профіль показника заломлення, що характеризується багатоступінчатістю і наявністю центрального провалу, який погіршує дисперсійні властивості ОВ (рис. 4.16).

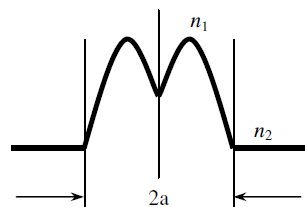


Рисунок 4.16 – Квазіпараболічний ППЗ багатомодових ОВ

Найпростіше безоболонкове ОВ складається лише з однотипного діелектрика. На його поверхні показник заломлення змінюється стрибком від значення n_1 (у волокні) до значення n_2 (в середовищі, що оточує волокно). Однак в таких ОВ поле передаваної хвилі частково проникає в навколишній простір і будь-яка характерна для цього волокна конструкція впливає на передатні характеристики (перекручує їх). Крім того, відбувається проникнення поля в сусідні ОВ. Тому ці волокна не знайшли практичного застосування, а використовуються двошарові ОВ, що складаються з осердя та оболонки з різними оптичними властивостями. Це забезпечує необхідні умови відбиття на границі розділу осердя-оболонка та зменшує проникнення поля за межі осердя. Поширення хвилі відбувається в осерді, а поле, що проникає в оболонку волокна, експоненціально загасає. Тому, за рахунок вибору товщини оболонки, поле на зовнішній поверхні волокна може бути зменшено до мінімальних значень. Якщо цю умову не виконати, то поле передаваної хвилі буде існувати за межами оболонки, що призведе до зростання затухання сигналів у кабелі.

Для забезпечення мінімальних втрат потужності сигналу необхідно використовувати оболонки товщиною 20...30 мкм [2]. При цьому, враховуючи розмір осердя волокна 5...50 мкм, зрозуміло, що ОВ з такою оболонкою мало б відносно малий діаметр та низьку механічну міцність. Тому оболонку волокна виготовляють більш товстою, з зовнішнім діаметром порядку 125...150 мкм.

Подальше зміцнення волокна забезпечується захисним покриттям (див. рис. 4.12), що містить лакову плівку товщиною 5...10 мкм, призначену для запобігання виникнення та збільшення мікротріщин.

Використання наступних шарів забезпечує усунення впливів на ОВ поперечних сил та збільшення його міцності на розрив [5]. Це може бути буферний шар еластичного полімеру, який захищає скляну частину волокна від бічного стискання, і зовнішній шар з полімерного матеріалу з високим

модулем пружності, що усуває вплив від стискання і розтягання [5]. Зовнішній діаметр покритих ОВ становить 0,7...1,0 мм.

Крім таких волокон є ОВ без щільного укладання в захисні покриття. У них на оболонку накладають первинне (одношарове) або первинне та вторинне захисні покриття (двошарове). Зовнішній діаметр таких ОВ становить 250 мкм.

Як відзначалося раніше, крім волокон зі ступінчастою зміною показника заломлення n використовуються градієнтні волокна з плавною зміною n за радіусом зміни осердя волокна.

На рисунку 4.17, а, б показані поперечні перерізи та профілі показників заломлення ступінчастого і одношарового градієнтного ОВ, де n_1 , n_2 і n_0 – коефіцієнти заломлення осердя, його оболонки і навколишнього середовища відповідно.

Для ступінчастого волокна співвідношення n_1 і n_2 таке, що $1 \gg \Delta = \frac{n_1 - n_2}{n_1}$. Звичайно $n_1 \approx 1,5$ а $\Delta \approx 0,01...0,02$.

Для градієнтного волокна з радіальним профілем показника заломлення, який змінюється за параболічним законом (з максимумом у центрі і мінімумом на поверхні осердя), показник заломлення в будь-якій точці, що знаходиться на відстані r від центра волокна можна визначити за співвідношенням [6]

$$n^2 = n_1^2 \left[1 - 2\Delta \left(\frac{r}{a} \right)^2 \right]^u, \quad (4.10)$$

в якому a – радіус осердя волокна, u – показник ступеня, ($u=1/2$). При цьому $0 < r < a$.

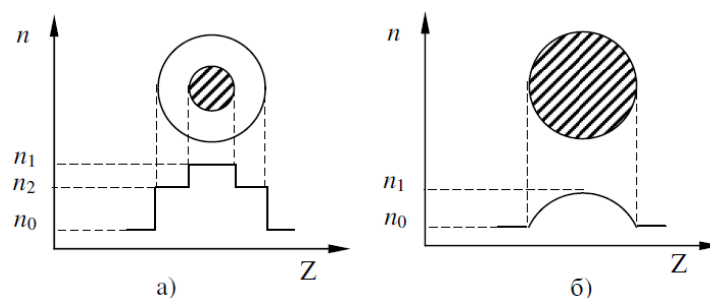


Рисунок 4.17 – Конструкції одно- та двошарових ОВ: а) зі ступінчастим ППЗ; б) з градієнтним ППЗ

Одною з переваг таких волокон є спрощене узгодження з джерелом випромінювання. Це обумовлено тим, що їх можна виготовляти більш товстими, тому що в градієнтних ОВ кількість мод менша, ніж у волокон зі ступінчастим профілем показника заломлення і тими ж геометричними розмірами. До переваг градієнтних ОВ також можна віднести зменшену дисперсію.

4.3 Технології з'єднання оптичних волокон

4.3.1 З'єднання оптичних волокон за допомогою зварювання та склеювання

При будівництві лінійно-кабельних споруд ВОСП для підключення обладнання кінцевих та проміжних станцій до ВОК і з'єднання будівельних довжин ВОК між собою використовуються оптичні з'єднувачі. У першому випадку, як правило, застосовують рознімні оптичні з'єднувачі, а в другому – нерознімні оптичні з'єднувачі.

Основними технічними вимогами до оптичних з'єднувачів є: мінімальне власне затухання та відбиття потужності оптичних сигналів, висока механічна міцність, нечутливість до впливу факторів навколишнього середовища, простота конструкції, низька ціна, можливість їх використання в польових умовах.

Основні труднощі з'єднання ОВ зумовлені їх малими розмірами. Стандартні багатомодові кварцові ОВ мають діаметр осердя 50 мкм (одномодові – 4...12 мкм) при діаметрі оболонки 125 мкм.

Нерознімні оптичні з'єднувачі (splices) забезпечують постійне з'єднання ОВ. Рознімні оптичні з'єднувачі (connectors) забезпечують багаторазове з'єднання-роз'єднання ОВ. Основні методи зрощування містять зварювання (сплавлення) торців двох волокон або співвісну їх фіксацію в юстирувальному пристрої. Фіксацію з'єднаних волокон можна забезпечувати клейкою речовиною, механічним стисканням або їхньою комбінацією.

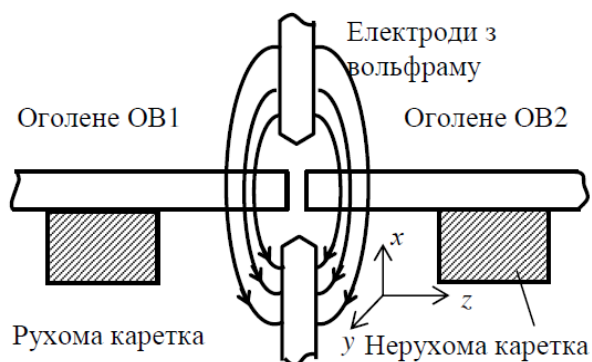


Рисунок 4.18 – Принцип електродугового зварювання оптичних волокон

Зварні з'єднання виконуються зварюванням двох скляних волокон (див. рис. 4.18). Пристрої для зварювання волокон працюють за принципом електричної дуги для розплавлення торців волокон. Перед зварюванням кінці волокон готують за методом насичення та наступного сколювання. Потім, за допомогою трикоординатних мікроманіпуляторів регулюють положення волокон одне відносно одного, домагаючись співвісності ОВ. Процес юстирування можна візуально контролювати за допомогою мікроскопа або будь-якого іншого пристрою збільшення.

Точність юстирування також можна перевіряти шляхом контролю потужності, що передається через стик, перед тим як волокна будуть з'єднані. У випадку, коли передавач та приймач розмішуються далеко від точки з'єднання (скажімо, кілька сотень метрів або більше), то таке вимірювання може бути важким і забиратиме багато часу. Для вирішення цієї проблеми застосовують метод місцевого (локального) введення світла і його наступного детектування (LID). При використанні LID-методу світло вводять в одне зі з'єднувальних волокон на невеликій відстані від точки з'єднання (10...20 см) і виводять для детектування з іншого волокна (на такій самій відстані). Введення та виведення оптичних сигналів з волокна здійснюється через вигин ОВ навколо циліндра малого радіуса (декілька міліметрів). При цьому енергія може бути введена у волокно при розміщенні джерела світла у місці вигину вхідного волокна та виведена при встановленні фотоприймача поблизу вигину вихідного волокна. Враховуючи, що у більшості одномодових волокон буферне покриття прозоре, не потрібно його видаляти при використанні LID-методу.

При з'єднанні ОВ за допомогою клейкої речовини використовується багато юстирувальних структур, які показано рис. 4.19. Кожна з цих структур механічно вирівнює волокна і потім забезпечує їхнє надійне з'єднання.

У-подібна канавка (рис. 4.19, а) є основою найпростішого механічного з'єднувача. Оголені волокна, які потрібно з'єднати, розмішуються в канавці. Потім вони фіксуються за допомогою епоксидної смоли. Враховуючи, що показник заломлення епоксидної смоли узгоджений з показником заломлення осердь з'єднуваних волокон, навіть невеликий зазор між торцями не створить великих втрат. Поперечний зсув буде незначним в У-подібній канавці, якщо обидва волокна мають однакові діаметри осердь та оболонки і при цьому осердя розташовані концентрично щодо оболонки. Зміщення осердь відносно оболонки (ексцентриситет) може бути виявлено обертанням вихідного волокна при контрольному вимірюванні потужності оптичного сигналу.

Жодний зі з'єднувачів на рис. 4.19 не може забезпечити компенсацію неконцентричності осердь. Для забезпечення додаткового захисту з'єднання на поверхню У-подібного з'єднувача може наноситися шар захисного покриття.

Прецизійний капіляр (рис. 4.19, б) має центральний отвір для введення волокон у буферній оболонці. Кінці капіляра незначно розширюють для полегшення введення волокна. Епоксидна смола з узгодженим показником заломлення може наноситися на торці волокон перед тим, як їх ввести у капіляр. У деяких капілярах є спостережувальний боковий отвір для контролю торців контактувальних волокон і введення краплі епоксидної смоли або рідини з узгодженим показником заломлення. Капіляри можуть бути металевими, скляними або пластмасовими. Використання пристроїв зрощування, де матеріалом капіляра є еластична пластмаса, забезпечує вирівнювання обох волокон уздовж загальної центральної осі. Навіть во-

локна з неоднаковими діаметрами оболонок будуть співвісними в такому еластичному капілярі.

У з'єднувачі з вільною трубкою (рис. 4.19, в) ОВ вільно проходять у прямокутну трубку. Вигин волокон змушує кінці волокон пересуватися в трубці та розташовуватись уздовж одного з внутрішніх ребер трубки. Після цього з'юстировані таким чином волокна фіксуються за допомогою епоксидної смоли.

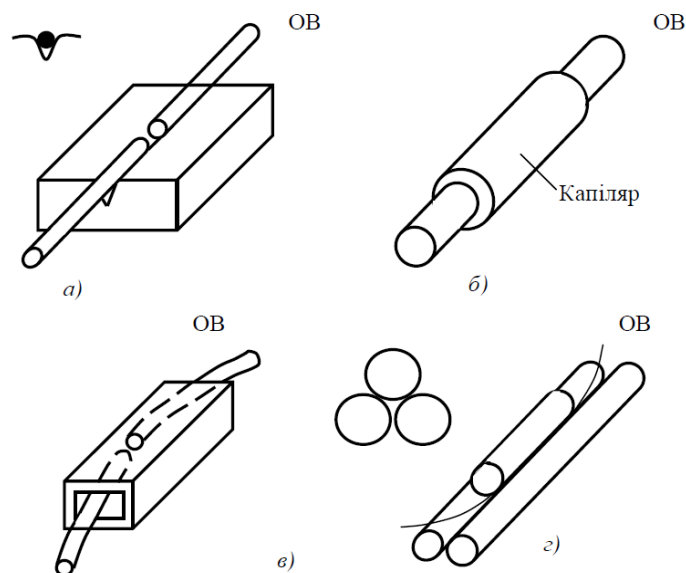


Рисунок 4.19 – Варіанти механічного з'єднання ОВ: а) У-подібна канавка; б) прецизійний капіляр; в) вільна трубка; з) три стрижні

Для юстирування волокон можуть бути використані три прецизійних стрижні зі скла або металу (рис. 4.19, з). Діаметри стрижнів вибираються таким чином, щоб отвір між циліндрами був дещо більшим, ніж діаметр з'єднуваних ОВ по оболонці. Після того як з'єднані волокна вставлені в отвір і зведені до дотику, використовують епоксидну смолу з узгодженим показником заломлення. Після цього поверх юстирувального пристрою накладають термоусадкову трубку. Після прогріву та охолодження вона забезпечує фіксацію стрижнів, і притискає до них волокна.

4.3.2 Типи рознімних з'єднань оптичних волокон та кабелів

Для створення ефективного рознімного з'єднання слід витримати жорсткі механічні допуски, що ускладнює розроблення та здорожчує виробництво якісних оптичних з'єднувачів. Наведемо основні вимоги для високоякісного рознімного з'єднувача.

Для забезпечення низьких власних втрат конструкція з'єднувача має гарантувати мінімізацію похибки юстирування при з'єднанні відповідних частин з'єднувача.

Ефективність з'єднання не має суттєво змінюватися при повторних процесах з'єднання-роз'єднання.

Однакова ефективність передачі потужності має забезпечуватися при використанні однакових комбінацій з'єднувачів та ОВ, тобто втрати не мають залежати від кваліфікації монтажника.

Великий ресурс роботи, тобто повторення з'єднання-роз'єднання, не має погіршувати ефективність передачі потужності оптичних сигналів або міцності з'єднання. Затухання оптичних сигналів в з'єднувачі не мають змінюватися з часом.

Висока міцність, тобто ефективність з'єднання, не має погіршуватися через збільшення навантаження на корпус з'єднувача або натяг волокон кабелю.

Сумісність з умовами навколишнього середовища. З'єднання має витримувати зміни температури, вологості, хімічний вплив, забруднення, перепади тиску та вібрації.

Простота виконання з'єднання. Підготовка волокна та монтаж його в штекер не мають бути важкими та займати багато часу.

Легкість використання, яке полягає в простоті процесу з'єднання-роз'єднання відповідних частин з'єднувача.

Економічність. Високоточні з'єднувачі є дорогі, але більш дешеві з'єднувачі, звичайно, виготовляються з пластмаси, проте вони мають гірші параметри.

Більшість з'єднувачів створюються за методом щільного з'єднання. При цьому торці волокон розміщуються настільки близько один до одного, наскільки це можливо. Основними варіантами щільного з'єднання є: пряма втулка або конічна втулка. Лінзовий з'єднувач є альтернативою щільного з'єднання [1]. Конструкції з'єднувачів, описані нижче, пояснюють загальні підходи, що використовуються в серійних рознімних з'єднувачах. Описи не дають повного уявлення про всі деталі конкретних з'єднувачів, але містять основні елементи багатьох із них.

Щільний з'єднувач складається з двох штекерів (по одному для кожного волокна) і однієї прецизійної юстирувальної втулки, в якій ці штекери з'єднуються. На рисунку 4.20 відображено конструкцію з'єднувача з прямою (циліндричною) втулкою. Деякі штекери оптичних з'єднувачів з прямою втулкою розроблені за аналогією зі з'єднувачами SMA-типу для коаксіальних кабелів (див. нижче).

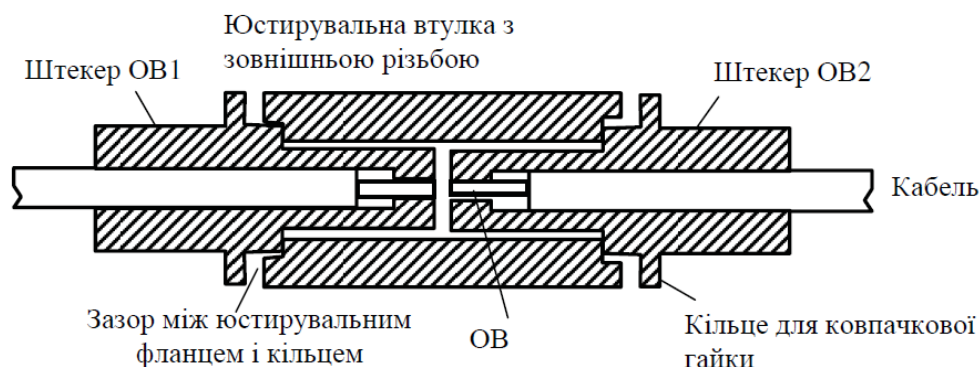


Рисунок 4.20 – Розріз конструкції з'єднувача з прямою втулкою

Дотримуючись жорстких допусків осьове (поперечне) та кутове юстирування здійснюється шляхом плавного зміщування торців штекерів у циліндричній втулці. При цьому розмір зазору між торцями ОВ визначається довжиною частини від краю торця штекера, що виступає та спирається у торець юстирувальної втулки, і довжиною останньої. За допомогою накидних ковпачкових гайок з'єднувач фіксується у зібраному стані. Зовнішню оболонку кабелю фіксують у трубі штекера за допомогою епоксидної смоли, яка забезпечує міцність усього з'єднання.

В альтернативній конструкції (рис. 4.21) кевларові нитки закріплюють за допомогою обтискної трубки, яка забезпечує додаткову міцність на розрив. При цьому, натягувальне зусилля на кабель передається кевларовим ниткам, а не тендітному волокну, що гарантує його цілісність.



Рисунок 4.21 – Розріз конструкції з'єднувача з конічною втулкою

З'єднувач з конічною (біконічною) втулкою, поздовжній розріз якого показаний на рис. 4.22, складається з пластмасової або керамічної біконічної втулки, що спрямовує два штекери конічної форми. У цій конструкції при повторних циклах з'єднання-роз'єднання відбувається незначне абразивне зношення. Оболонки кабелів під'єднуються до штекерів за допомогою клейкої речовини як у з'єднувачі з прямою втулкою. Зазор між торцями з'єднувальних ОВ визначається елементами механічної конструкції (рис. 4.22).

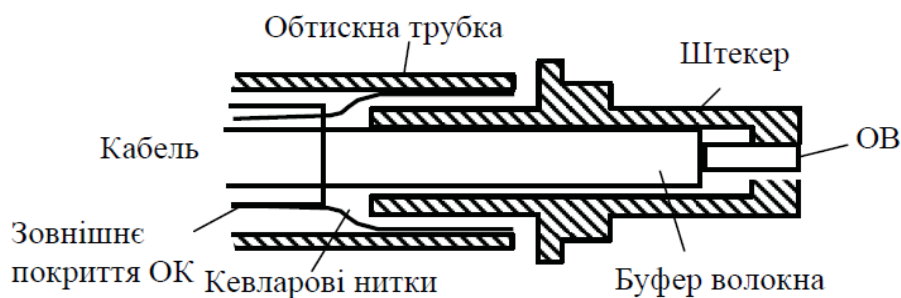


Рисунок 4.22 – Розріз конструкції з'єднувача з підсилювальними елементами з кевлару, обтиснуті трубкою

4.3.3 Причини втрат при з'єднанні оптичних волокон

На рисунку 4.23 графічно пояснено причини виникнення зовнішніх втрат при з'єднанні ОВ. Точне з'єднання вимагає відсутності поперечного та кутового зсуву, зазору між контактуючими волокнами, а також плоских і паралельних торців.

З'єднання волокон характеризуються внутрішніми втратами. Ефективність передачі потужності знижується, якщо: 1) є різниця в числових апертурах або в діаметрах осердь волокон, що з'єднуються; 2) осердя волокон мають еліпс (а не коло) у перетині та з'єднуються так, що їхні велика та мала осі взаємно перпендикулярні; 3) центри осердь з'єднуваних волокон не збігаються з центрами оболонок (ексцентриситет). За допомогою ретельного юстирування вказані види втрат можуть бути мінімізовані, що дозволяє створювати нерознімні з'єднувачі з втратами меншими 0,1 дБ та рознімні з'єднувачі багаторазового використання з втратами меншими за 1 дБ.

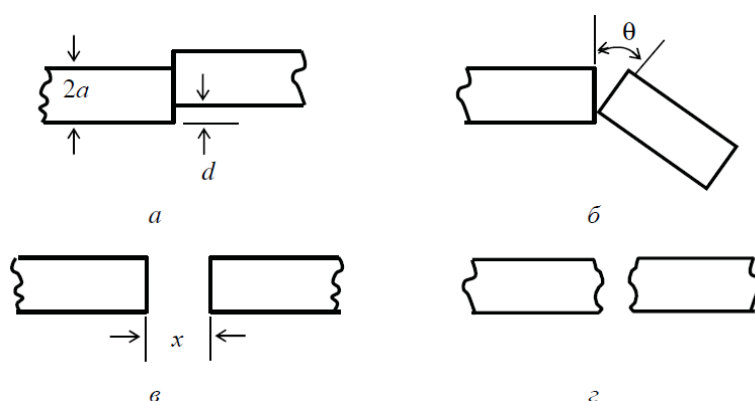


Рисунок 4.23 – Графічне подання причин виникнення втрат при з'єднанні волокон: а) поперечне зміщення; б) те саме, кутове; в) зазор між торцями; г) шорсткість торців

Для багатомодових східчастих ОВ з діаметром осердя $2a$ (мкм) та числовою апертурою NA ефективність передачі потужності a (дБ) може бути розрахована за такими формулами [1]:

а) для поперечного зміщення розміром d (мкм)

$$a_d = -10 \lg \left\langle \frac{2}{\pi} \left\{ \arccos \frac{d}{2a} - \frac{d}{2a} \sqrt{1 - \left(\frac{d}{2a} \right)^2} \right\} \right\rangle, \text{ дБ}; \quad (4.11)$$

б) для кутового зміщення розміром θ (радіан)

$$a_\theta = -10 \lg \left(1 - \frac{n_0 \theta}{\pi NA} \right), \text{ дБ}; \quad (4.12)$$

в) для зазору між торцями розміром x (мкм)

$$a_x = -10 \lg \left(1 - \frac{xNA}{2an_0} \right), \text{ дБ}, \quad (4.13)$$

де n_0 – показник заломлення середовища в зазорі між торцями ОВ.

Для інших типів ОВ розрахункові формули та графіки наведені в [1].

4.4 Причини затухання потужності оптичних сигналів в оптичних волокнах

Затухання потужності сигналів в лінійному тракті є важливою енергетичною характеристикою при розробленні будь-якої системи зв'язку. Для забезпечення необхідної якості передачі інформаційних сигналів необхідно, щоб потужність на вході будь-якого приймального пристрою була вища за певне мінімальне значення, яке характеризує поріг його чутливості. Тому втрати в середовищі поширення хвиль обмежують загальну довжину будь-якої лінії передавання інформації. Втрати у ВОСП виникають: при введенні оптичних сигналів в ОВ, безпосередньо в самому волокні та в з'єднаннях – рознімних (на станціях) та нерознімних (за межами станцій).

Розглянемо причини втрат у самому волокні в діапазоні довжин хвиль 0,5...1,6 мкм ($1 \text{ мкм} = 10^{-6} \text{ м}$). В цьому діапазоні спектра функціонує більшість ВОСП з використанням ОВ з малими втратами, ефективних джерел та приймачів випромінювання. Для інших довжин хвиль оптичних волокон із малими втратами поки що не існує.

Оптичні телекомунікаційні хвилеводи виготовляють із кварцового скла, що забезпечує низькі втрати, витримує витягання в довгі волокна, дає змогу дещо змінювати оптичну густину для забезпечення перепаду значень показників заломлення осердя та оболонки. Багатомодові (БМ) оптичні волокна зі східчастим профілем показника заломлення (СОВ) виготовляють із кварцового скла або пластмаси, а багатомодові волокна із градієнтним профілем показника заломлення (ГОВ) та одномодові (ОМ) волокна – тільки зі скла.

Кварцове скло, з якого виготовляється оптичне волокно, складається з розплавленого двоокису кремнію SiO_2 , що має різну просторову орієнтацію молекул у різних точках матеріалу (аморфна речовина). Це принципово їх відрізняє від структури кристалів (наприклад, природний мінерал – гірський криштал), у яких атоми, що їх складають, займають фіксовані положення в просторі з періодичним повторенням. Для зміни значення показника заломлення у скло додають інші матеріали.

Як домішки для ОВ використовують титан, талій, германій, бор та інші хімічні елементи. Основою для виготовлення ОВ є скло з високим вмістом SiO_2 , з якого може бути сформоване волокно з малими втратами при дося-

гненні високої хімічної чистоти. Втрати потужності оптичних сигналів у кварцових волокнах виникають через поглинання, розсіювання та присутність геометричних дефектів. Розглянемо ці види втрат.

Навіть дуже чисте кварцове скло на певних ділянках спектра характеризується поглинанням потужності оптичних сигналів. Власне поглинання є природною властивістю скла, яке збільшується в ультрафіолетовому діапазоні (УФ) спектра, тобто на коротких довжинах хвилі. Затухання виникає через відбір енергії, що передається по ОВ для здійснення електронних і молекулярних переходів. Пік втрат спостерігається в УФ діапазоні. Ці втрати зменшуються з наближенням до видимого діапазону спектра. УФ поглинання віддалене від робочого діапазону ВОСП, тому його внесок (у сумарні втрати) є незначним. Ультрафіолетове поглинання показано на рисунку 4.24.

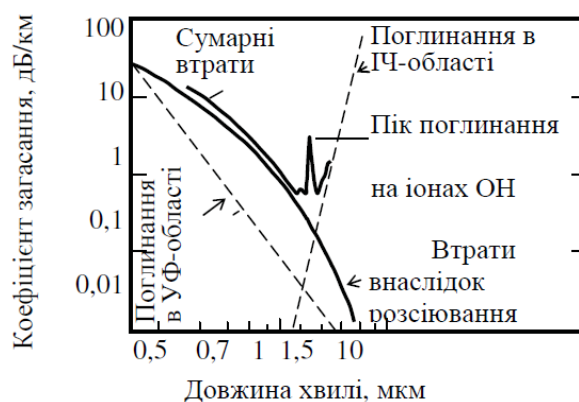


Рисунок 4.24 – Спектральна залежність коефіцієнта затухання кварцового ОВ, легуваного германієм

Піки власного поглинання також характерні для інфрачервоного (ІЧ) діапазону спектра. Для кварцового скла піки поглинання (між 7 і 12 мкм) є віддаленими від робочого діапазону ВОСП. ІЧ втрати зумовлені коливаннями хімічних сполук кремнію Si з киснем O. Вплив температури змушує атоми невпинно коливатися так, що хімічні сполуки Si-O безперервно розширюються-стискаються. Ці коливання мають резонансну частоту в ІЧ області спектра. Як показано на рисунку 4.24, короткохвильова межа цього механізму поглинання поширюється вниз по спектру, наближаючись до робочого діапазону волоконно-оптичних систем передачі (ВОСП). ІЧ поглинання зумовлює малі втрати у верхній частині спектрального діапазону (близько 1,6 мкм) ВОСП. Фактично ці втрати унеможливають розширення робочого діапазону кварцових волокон в бік більш довгих хвилях.

Можна зробити висновок, що власні втрати, звичайно, невеликі в широкому спектральному робочому діапазоні ВОСП, але ці втрати унеможливають використання волоконних систем як в УФ ($\lambda < 0,4$ мкм), так і в ІЧ діапазоні спектра ($\lambda > 1,6$ мкм).

Домішки є основним джерелом втрат у будь-якому телекомунікаційному волокні. Значний вплив зумовлюють два типи домішок: іони перехідних металів та іони ОН (гідроксильних груп).

Домішки металів Fe, Cu, Co, V, Ni, Mn та Cr поглинаються в діапазоні, який використовується для телекомунікаційних засобів зв'язку, і не мають перевищувати рівня в кілька часток на мільярд, щоб забезпечити коефіцієнт затухання в ОВ менший 0,2 дБ/км.

З практичної точки зору найбільш важливою домішкою, яку необхідно мінімізувати, є іони гідроксильних груп ОН. Механізм втрат на іонах ОН полягає в розтягувальних коливаннях, аналогічно процесу поглинання в сполуці SiO. Атоми кисню О та водню Н коливаються через теплове збудження. Резонансна частота коливань відповідає довжині хвилі 2,73 мкм. Хоча пік резонансного поглинання 2,73 мкм лежить поза робочим спектральним діапазоном ВОСП, субгармоніки цього резонансу можуть впливати на роботу ВОСП. Найбільш значні втрати в ОВ відбуваються на хвилях з довжиною 1,37; 1,23 та 0,95 мкм через вплив іонів ОН. Пік поглинання на іонах ОН показано на спектральній характеристиці втрат у волокні на рис. 4.24, яка відображає, що концентрація іонів ОН не має перевищувати кількох часток на мільйон.

У технологічному процесі виготовлення кварцового скла використовують спеціальні заходи для забезпечення низького вмісту іонів ОН у кінцевому виробі. Сухі волокна мають низький вміст іонів ОН, а вологі ОВ містять їх набагато більше. Пік поглинання на іонах ОН знаходиться всередині діапазону низьких власних втрат ОВ. Тому при побудові ВОСП вибирають робочі довжини хвиль, на яких забезпечується мінімальний вплив втрат через поглинання на іонах ОН.

Молекули рухаються хаотично в розплаві скла та при витягуванні з нього волокна. Після досягнення стану твердого тіла довільні положення (орієнтації) молекул кварцу виявляються «замороженими» у склі волокна. Це призводить до локальних змін у щільності, отже, до локальних змін показника заломлення скла. Ці зміни можна охарактеризувати як мікроскопічні об'єкти розсіювання в однорідному матеріалі. Розмір цих об'єктів (центрів розсіювання) є набагато меншим за довжину хвилі оптичного випромінювання ($\lambda \sim 1$ мкм), що поширюється по волокну. Пучок світла, що проходить через таку структурну неоднорідність, втрачатиме частину енергії, що буде розсіяна цими об'єктами (рис. 4.25).

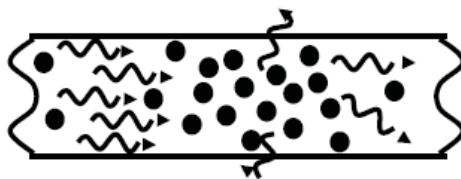


Рисунок 4.25 – Ілюстрація розсіювання Релея

Такий тип втрат відомий як розсіювання Релея, яке відбувається при поширенні оптичних сигналів через середовище, у якому присутні об'єкти розсіювання, котрі мають розміри менші, ніж довжина хвилі. Згідно з законом Релея таке розсіювання пропорційне λ^{-4} , тому воно стає значним на малих довжинах хвилі. На рисунку 4.24 показано залежність втрат внаслідок розсіювання від довжини хвилі.

До іншої причини втрат на розсіювання можна віднести випадок, коли матеріал волокна складається з кількох окислів, що може призвести до коливання концентрації складових окислів. Це виникає через неідеальне хімічне змішування різних компонентів скла. У такому випадку фактичний склад скла стає неоднорідним, що, в свою чергу, зумовлює мікроскопічні перепади показника заломлення скла, які також призводять до втрат Релея, пропорційних λ^{-4} .

Зазначені види втрат треба розглядати як власні (внутрішні), які не можна зменшити за допомогою удосконалення методів виготовлення волокон. Значення цих втрат можна змінити лише зміною складу скла. Втрати через розсіювання, що спричинені двома розглянутими вище явищами, є тим фізичним мінімумом, нижче якого втрати у кварцовому волокні не можна зменшити.

Неоднорідності матеріалу, що випадково виникають у склі при виготовленні волокон, також спричиняють втрати розсіювання. Неідеальне змішування та розчинення хімічних компонентів скла зумовлює неоднорідності в осерді ОВ. Похибки при виготовленні можуть створювати дефекти (нерівності) поверхні розподілу оболонка-осердя. В цих випадках об'єкти розсіювання мають розміри більші за довжину хвилі оптичного випромінювання. На відміну від розсіювання Релея, втрати, що спричинені великими об'єктами розсіювання, не залежать від довжини хвилі. Їх можна зменшити за рахунок удосконалювання технології виробництва ОВ.

Вигини оптичного волокна спричиняють збільшення коефіцієнта затухання оптичних сигналів. Розрізняють два типи вигинів – макро- та мікроскопічні.

Макроскопічні вигини відносять до великомасштабних вигинів, які спостерігаються, наприклад, при намотуванні оптичного волокна на катушку оптичного кабелю або на барабан, також при повороті траси прокладання кабелю. Наприклад, за умови незначних додаткових втрат оптичне волокно з зовнішнім діаметром 125 мкм можна вигнути за кривою з радіусом усього 25 мм. Звичайно, руйнації волокна не відбувається навіть при меншому радіусі вигину. Тому волокно не буде пошкоджено (зламано) навіть якщо радіус вигину становитиме лише 10 мм.

Вигинання призводить до погіршення міцності волокна, яка залежить від мікроскопічних дефектів (тріщин), що виникають на його поверхні. При багаторазовому вигинанні (або впливові вологи) можуть збільшуватися мікротріщини, які будуть зумовлювати послаблення міцності волокна. Отже, навантаження, які виникають при вигинанні, можуть спричинити передчасне пошкодження волокна. Для волокна з зовнішнім діаметром 125 мкм мінімальний радіус вигину 25 мм гарантує незначні втрати через вигинання або розтягання.

Втрати через вигинання можна пояснити за допомогою рис. 4.26, де показано спрямований промінь світла, що падає на поверхню розділу оболонка-осердя під кутом $\theta_1 > \theta_{кр}$, де $\theta_{кр}$ – критичний кут. При цьому відбувається повне внутрішнє відбиття оптичних сигналів. Той самий промінь

падає на вигнуте волокно вже під кутом θ_2 до поверхні розділу, що є меншим за критичний кут (значення кута θ_2 зменшується зі зменшенням радіуса вигину R).

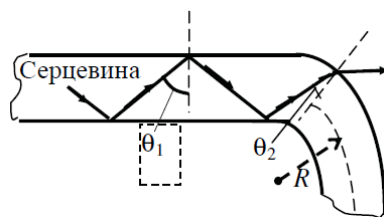


Рисунок 4.26 – Ілюстрація випромінювання променя світла на вигині ОВ (R – радіус вигину)

При деякому радіусі вигину кут θ_2 стає меншим за критичний кут, в результаті зникає повне внутрішнє відбиття, а промінь заломлюється в оболонку та вже не поширюється через ОВ (тобто його енергія розсіюється). Моді вищого порядку (для яких кут падіння є близьким до критичного) сильніше піддаються цим втратам, ніж моди нижчого порядку.

Мікроскопічні вигини виникають при укладанні волокна в кабель. Механічні навантаження, що виникають у процесі виготовлення кабелю, створюють малі осьові відхилення (мікровигини), які випадково розташовуються вздовж волокна. Мікровигини призводять до обміну енергією поміж поширюваними модами, через що частина потужності оптичних сигналів втрачається у волокні.

Підсумовування втрат унаслідок усіх розглянутих явищ, за винятком тих, які виникають при виготовленні кабелю, характеризує спектральну криву коефіцієнта затухання, що відображена суцільною лінією на рисунку 4.24. Ця залежність свідчить, що діапазон довжин хвиль із малими втратами для волокон типу кварц/кварц (К/К) обмежена з боку коротких хвиль розсіюванням Релея, а з боку довгих хвиль – ІЧ поглинанням. На рис. 4.27 показані області з низьким коефіцієнтом затухання, де передавання енергії кварцовими волокнами є найбільш ефективне.

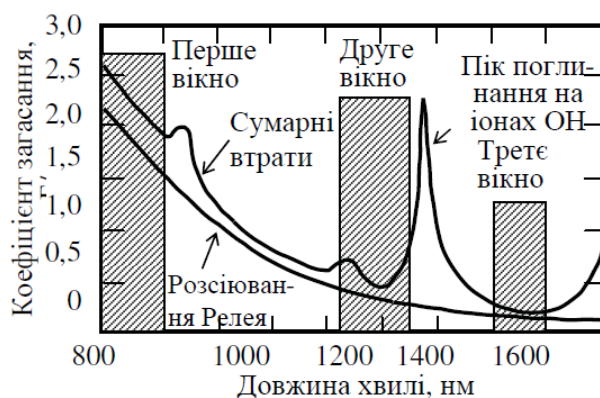


Рисунок 4.27 – Спектральна залежність коефіцієнта затухання ОВ з чистого кварцу

Кварцове волокно виготовляють із чистого або легovanого скла. На рис. 4.28 наведено спектральні залежності коефіцієнта затухання багато-

модового (БМ) ГОВ, що має діаметр осердя 50 мкм, і одномодового (ОМ) СОВ із розміром плями 5 мкм на довжині хвилі 1310 нм. Збільшення коефіцієнта затування в багатомодовому волокні пояснюється збільшенням втрат, пов'язаних із поширенням мод вищого порядку.

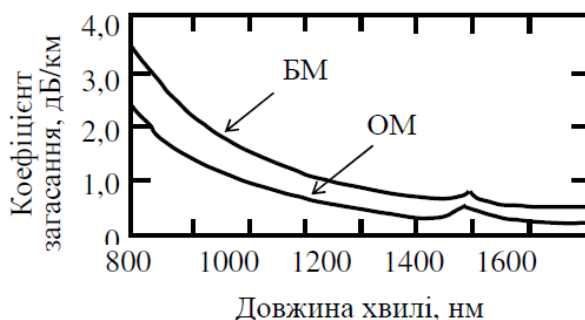


Рисунок 4.28 – Спектральні залежності коефіцієнта затування одно- та багатомодових ОВ типу К/К

Низькі втрати кварцових ОВ в інтервалі 800...900 нм роблять цей діапазон практично придатним для коротких ліній передавання. Тому цей діапазон довжин хвиль називають першим вікном прозорості. В інтервалі 1300...1600 нм втрати в кварцовому склі ще зменшуються. Цей діапазон довжин хвиль умовно поділяє на дві частини пік поглинання на іонах ОН, який розташований трохи нижче за довжину хвилі 1400 нм. Тому в цій області створено друге вікно прозорості навколо 1300 нм та третє вікно прозорості навколо 1550 нм. Типові параметри ОВ типу К/К наведені у табл. 4.2.

Таблиця 4.2 – Параметри оптичних волокон типу кварц/кварц

Тип оптичного волокна		Довжина хвилі λ , нм	Діаметр серцевини $2a$, мкм	Числова апертура NA	Коефіцієнт загасання α , дБ/км	Тип джерела світла
БМ	СОВ	850	50	0,24	3,0	СД
	ГОВ	850	50	0,24	3,0	ЛД
	ГОВ	1300	50	0,20	1,0	СД, ЛД
ОМ	СОВ	1310	10	0,10	0,36	ЛД
		1550	10	0,10	0,22	ЛД

Примітка. СД – світлодіод, ЛД – лазерний діод.

4.5 Енергетичні характеристики оптичних ліній зв'язку

Коефіцієнт затування ОВ оптичних кабелів обумовлений впливом двох основних факторів:

$$\alpha = \alpha_B + \alpha_K, \quad (4.14)$$

де α_B – власні втрати, α_K – кабельні втрати.

Власні втрати спричинені поглинанням енергії в діелектрику $\alpha_{\text{п}}$, розсіюванням її на найдрібніших частинках структури оптичного волокна $\alpha_{\text{р}}$, а також на сторонніх домішках $\alpha_{\text{д}}$. Таким чином,

$$\alpha_{\text{в}} = \alpha_{\text{п}} + \alpha_{\text{р}} + \alpha_{\text{д}}. \quad (4.15)$$

Кабельні втрати зумовлені скручуванням (втрати на макрозгинах $\alpha_{\text{мак.зг}}$), а також деформацією і згинами ОВ при накладанні покриттів та захисних оболонок у процесі виготовлення ВОК (втрати на мікрозгинах $\alpha_{\text{мік.зг}}$). Загальний вираз для розрахунку кабельних втрат можна записати у вигляді

$$\alpha_{\text{к}} = \alpha_{\text{мак.зг}} + \alpha_{\text{мік.зг}}. \quad (4.16)$$

Коефіцієнт затухання через поглинання $\alpha_{\text{п}}$, дБ/км пов'язаний з втратами енергії на діелектричну поляризацію. Його значення лінійно зростає при зростанні частоти та суттєво залежить від властивостей матеріалу оптичного волокна ($\text{tg}\delta$):

$$\alpha_{\text{п}} = \frac{\pi n_1}{\lambda} \text{tg}\delta \cdot 8,69 = \frac{\pi f}{v_1} \text{tg}\delta \cdot 8,69. \quad (4.17)$$

Коефіцієнт затухання через розсіювання (втрати на релєївське розсіювання) $\alpha_{\text{р}}$, дБ/км зумовлений неоднорідностями матеріалу волоконного оптичного волокна, розміри яких менші за довжину хвилі, і тепловою флуктуацією показника заломлення:

$$\alpha_{\text{р}} = K_{\text{р}} / \lambda^4, \quad (4.18)$$

де $K_{\text{р}}$ – коефіцієнт розсіювання (для кварцу $K_{\text{р}} = 1 \dots 1,5$ (дБ/км)·мкм⁴).

Втрати на релєївське розсіювання визначають нижню межу втрат, що характерні для волоконних оптичних волокон. Ця межа є різною для різних довжин хвиль та при збільшенні довжини хвилі зменшується.

Втрати енергії суттєво збільшуються через присутність в матеріалі ОВ сторонніх домішок ($\alpha_{\text{д}}$). Окрім того, наявність цих домішок також зумовлює виникнення резонансних сплесків коефіцієнта затухання.

Додаткове затухання за рахунок випромінювання на макрозгинах $\alpha_{\text{мак.зг}}$, дБ, можна визначити за такою формулою:

$$\alpha_{\text{мак.зг}} = 10 \lg \left| \frac{n_1^2 - n_2^2}{n_1^2 - \frac{R+1}{R-1} n_2^2} \right|, \quad (4.19)$$

де $R = R_{\text{зг}} / 2a$; $R_{\text{зг}}$ – радіус згину (рис. 4.29); a – радіус осердя волокна; n_1, n_2 – показники заломлення осердя й оболонки волокна.

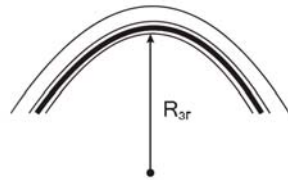


Рисунок 4.29 – Визначення допустимого радіуса макрозгину ВОК

Значення затування через випромінювання на мікрозгинах $\alpha_{\text{мік.зг}}$, дБ, визначається виразом

$$\alpha_{\text{мік.зг}} = N \frac{h^2 a^4}{b^6 \Delta^3} \cdot 10^{-3}, \quad (4.20)$$

де h – радіус мікрозгину (рис. 4.30); b – діаметр волокна; N – кількість мікрозгинів; Δ – співвідношення коефіцієнтів заломлення, яке визначається як

$$\Delta = \frac{n_1^2 - n_2^2}{2n_1^2} \approx \frac{n_1 - n_2}{n_1}. \quad (4.21)$$

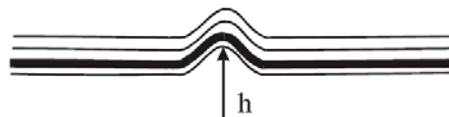


Рисунок 4.30 – Визначення допустимого радіусу мікрозгину ВОК

При добре відпрацьованій технології виробництва домінують втрати на мікрозгинах. Наявність оболонки та захисного покриття волокна також призводить до додаткових втрат через часткове проникнення поля в ці середовища.

На графіку залежності коефіцієнта затування від довжини хвилі для оптичного волокна з очищеного кварцового скла (рис. 4.31) чітко видно три вікна прозорості: 0,85; 1,31 і 1,55 мкм. При збільшенні довжини хвилі λ коефіцієнт затування зменшується.

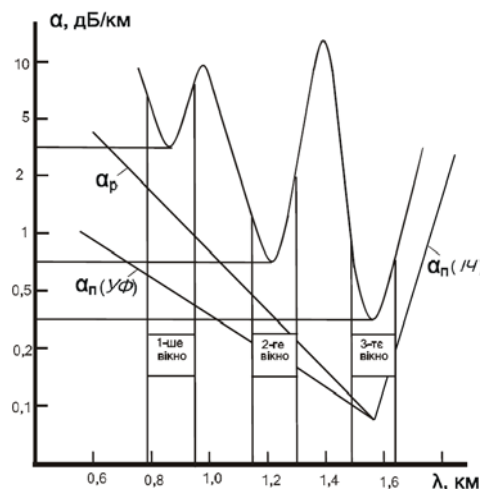


Рисунок 4.31 – Залежність коефіцієнта затування від довжини хвилі у ВОЛЗ

Найбільш доцільним для ліній зв'язку є використання другого та третього вікон прозорості – 1,31 і 1,55 мкм. В цих вікнах прозорості можна організувати лінію міжміського зв'язку без використання в оптичному кабелі металевих елементів для дистанційного електроживлення лінійних регенераторів.

4.6 Дисперсія та пропускна спроможність ВОЛЗ

Найважливішим параметром ВОСП є пропускна спроможність ΔF ВОЛТ, оскільки вона характеризує смугу робочих частот, яку необхідно забезпечити у ВОЛЗ, і, відповідно, обсяг інформації, що ним передається. Зв'язок між дисперсією τ , нс/км, і пропускною спроможністю ΔF , МГц·км, наближено виражається співвідношенням $\Delta F = 1/\tau$.

Дисперсія у ВОЛЗ полягає в розсіюванні у часі спектральних або модових складових оптичного сигналу, що призводить до розширення імпульсу на приймальному боці (рис. 4.32).

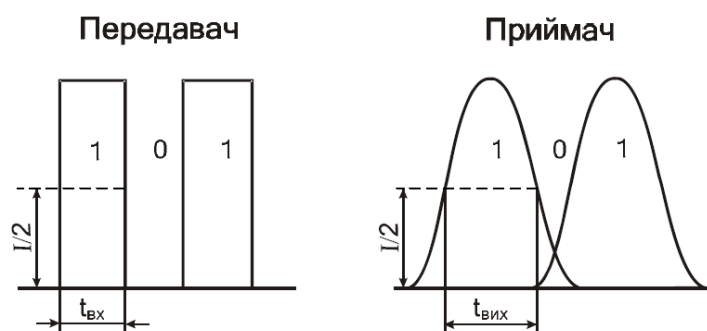


Рисунок 4.32 – Вплив дисперсії на цифровий оптичний сигнал у ВОЛЗ

Величину розширення можна визначити як квадратичну різницю між тривалістю імпульсів на виході $t_{\text{вих}}$ та вході ВОЛЗ $t_{\text{вх}}$:

$$\tau = \sqrt{t_{\text{вих}}^2 - t_{\text{вх}}^2}, \quad (4.22)$$

де значення $t_{\text{вих}}$ та $t_{\text{вх}}$ беруться на рівні половини амплітуди імпульсів (рис. 4.32).

Дисперсія обмежує пропускну спроможність ВОЛЗ та зменшує довжину ВОЛТ, оскільки чим довша лінія, тим більше проявляється дисперсія і більше розширення імпульсу.

Пропускна спроможність ВОСП залежить від типу та властивостей ОВ (одно- або багатомодові, градієнтні або ступінчасті тощо) і типу джерела оптичних сигналів (лазер або світлодіод).

Дисперсія в ОВ виникає з двох причин: через присутність великої кількості мод N (міжмодова дисперсія) та через некогерентність джерел випромінювання (хроматична або частотна дисперсія). Міжмодова дисперсія зумовлена тим, що кожна мода розповсюджується зі своєю швидкістю

$v^o = \psi_1(N)$. Хроматична дисперсія (рис. 4.33, крива 3) виникає через те, що джерело світла випромінює певний спектр довжин хвиль $\Delta\lambda$. Хроматичну дисперсію можна поділити на хвилевідну (внутрішньомодову), яка зумовлена процесами всередині моди та пов'язана з її хвилевою структурою і характеризується залежністю коефіцієнта розповсюдження моди від довжини хвилі $\gamma = \psi_2(\lambda)$ (рис. 4.33, крива 1), та матеріальну, що зумовлена залежністю показника заломлення від довжини хвилі $n = \psi_3(\lambda)$ (рис. 4.33, крива 2).

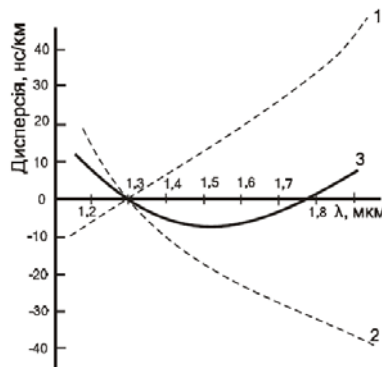


Рисунок 4.33 – Залежність дисперсійних характеристик ВОЛЗ від довжини хвилі

Дисперсію у різних типах ОВ можна характеризувати по-різному. В ступінчастих ОВ при багатомодовій передачі енергії переважає міжмодова дисперсія, яка може становити (15...30 нс/км). В одномодових ступінчастих ОВ міжмодова дисперсія відсутня. Тут виникає хвилевідна та 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 при цьому підсумкова дисперсія при $\lambda = 1,3...1,8$ мкм не перевищує 1 нс/км. В градієнтних ОВ відбувається вирівнювання часу розповсюдження різних мод і тому визначальною є дисперсія матеріалу, яка зменшується при збільшенні довжини хвилі. За абсолютною величиною вона коливається в діапазоні 3...5 нс/км.

Мінімальною дисперсією характеризуються одномодові ОВ. Градієнтні ОВ з плавним профілем також мають покращені дисперсійні характеристики. Найбільш різко дисперсія проявляється у ступінчастих багатомодових ОВ.

Дисперсійні характеристики тракту передачі також залежать від джерела випромінювання. Для лазерних діодів через вузький спектр випромінювання дисперсія практично не характерна. Для світлодіодів через збільшення ширини спектра випромінювання дисперсія проявляється значно сильніше.

Сумарне розширення імпульсів через вплив дисперсії розраховується за формулою

$$\tau = \sqrt{\tau_{\text{ММ}}^2 + (\tau_{\text{ХВ}} + \tau_{\text{МТ}})^2}, \quad (4.23)$$

де $\tau_{\text{ММ}}$ – розширення імпульсів в зв'язку міжмодовою дисперсією; $\tau_{\text{ХВ}}$ – розширення імпульсів в зв'язку з хвилевідною дисперсією; $\tau_{\text{МТ}}$ – розширення імпульсів в зв'язку з матеріальною дисперсією.

Розширення імпульсів через міжмодову дисперсію визначається як різниця часу проходження різними модами одиничної довжини волокна:

- для ступінчастого профілю показника заломлення осердя

$$\tau_{\text{мм}} = \Delta n_1 \ell / c = NA^2 \ell / (2n_1 c); \quad (4.24)$$

- для градієнтного профілю показника заломлення осердя

$$\tau_{\text{мм}} = \Delta^2 n_1 \ell / (2c) = NA^4 \ell / (8n_1^3 c), \quad (4.25)$$

де ℓ – довжина оптичного волокна.

Розширення імпульсних сигналів через хвилевідну дисперсію визначається як різниця часу розповсюдження променя в осерді та оболонці ОВ:

$$\tau_{\text{хв}} = (\Delta\lambda/\lambda) \cdot (2n_1^2 \Delta \ell / c), \quad (4.26)$$

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

Розширення імпульсного сигналу через вплив матеріальної дисперсії можна визначити як різницю часу проходження волокном випромінювання різних довжин хвиль:

$$\tau_{\text{мт}} = (\Delta\lambda/\lambda) \cdot (\lambda^2/c) \cdot (d^2 n_1 / d\lambda^2) \cdot \ell. \quad (4.27)$$

З урахування реального співвідношення впливу окремих видів дисперсії для багатомодових волокон

$$\tau = \tau_{\text{мм}}, \quad (4.28)$$

а для одномодових

$$\tau = \tau_{\text{хв}} + \tau_{\text{мт}}. \quad (4.29)$$

Пропускна спроможність градієнтного оптичного волокна в $2/\Delta$ рази більша, ніж у ступінчастого при однаковому Δ . Враховуючи, що величина Δ становить приблизно 1%, різниця між пропускною спроможністю цих типів оптичних волокон може досягати двох порядків.

Явище дисперсії призводить до обмеження пропускної спроможності оптичних кабелів та зниження дальності передачі по них.

Смуга частот ΔF і дальність передачі l взаємопов'язані:

- для коротких ліній

$$\Delta F / \Delta F_x = \ell_x / \ell, \quad (4.30)$$

звідки

$$\begin{aligned}\Delta F_x &= \Delta F \ell / \ell_x, \\ \ell_x &= \Delta F \ell / \Delta F_x,\end{aligned}\tag{4.31}$$

де значення з індексом x є шуканими, а без нього – заданими;
- для довгих ліній (довших за 8 км), в яких процес розповсюдження є усталеним,

$$\Delta F / \Delta F_x = \sqrt{\ell_x / \ell},\tag{4.32}$$

Звідки

$$\begin{aligned}\Delta F_x &= \Delta F \sqrt{\ell / \ell_x}, \\ \ell_x &= \ell (\Delta F / \Delta F_x)^2.\end{aligned}\tag{4.33}$$

Таким чином, при збільшенні довжини кабелю зменшується смуга частот та пропускна спроможність прямої системи, а при розширенні смуги частот різко обмежується довжина лінійного тракту системи передачі.

Отже, пропускна спроможність та довжина ВОЛЗ обмежуються не тільки дисперсією, але й затушенням в ОВ.

4.7 Дальність зв'язку та довжина ділянки оптичного підсилення

Стосовно цифрових ВОЛЗ, в яких у регенераторах сигнал повністю відтворюється і завади не накопичуються, загальна довжина лінійних трактів може бути досить великою, однак при цьому важливо правильно вибрати довжину ділянки оптичного підсилення, яка визначається коефіцієнтом затушення та дисперсією.

Власне затушення ВОК a , дБ, зумовлює зменшення потужності імпульсів, що передаються та може бути розраховано за формулою

$$a = \alpha \ell_x,\tag{4.34}$$

де α – коефіцієнт затушення в ОВ, дБ/км.

Дисперсія τ зумовлює розширення імпульсів, що передаються, і накладає обмеження на пропускну спроможність ΔF :

$$\Delta F_x = \Delta F \ell / \ell_x \quad \text{або} \quad \Delta F_x = \Delta F \sqrt{\ell / \ell_x},\tag{4.35}$$

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

При збільшенні довжини регенераційної ділянки власне затушення ВОК зростає, а смуга частот через збільшення дисперсії, навпаки, зменшується (рис. 4.34).

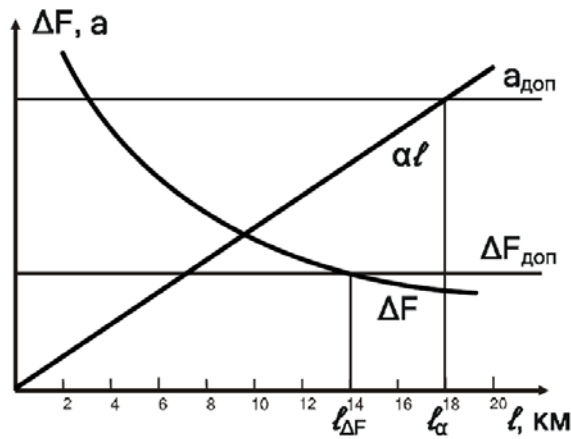


Рисунок 4.34 – Залежність енергетичної та частотної характеристик ВОЛЗ від довжини ВОК

Отже, обмежувальним фактором може бути як дисперсія τ , так і власне згасання ВОК a . Тому довжина ділянки оптичного підсилення залежить від типу задіяного ОВ. В багатомодових ОВ обмежувальним фактором, у першу чергу, є дисперсія, а в градієнтних та одномодових ОВ – власне згасання (рис. 4.35).

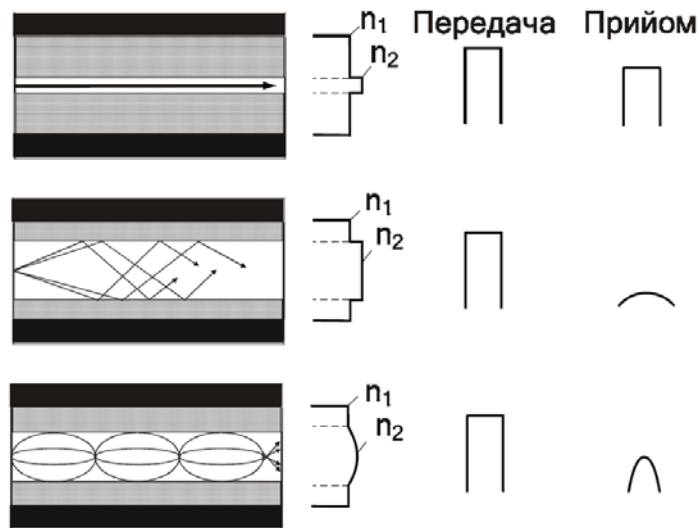


Рисунок 4.35 – Передавання сигналів у ВОЛЗ для різних ОВ

Довжина регенераційної ділянки вибирається за найменшим значенням $l_{\alpha} = \alpha_{\text{доп}} / \alpha$ або $l_{\Delta F} = (\Delta F / \Delta F_{\text{доп}})^2$ так, щоб не перевищувалися допустимі значення за згасанням в оптичному волокні $\alpha_{\text{доп}}$ і за його пропускну здатністю $\Delta F_{\text{доп}}$.

В існуючих оптичних цифрових системах зв'язку довжина ділянки оптичного підсилення становить 10...20 км при $\lambda = 0,85$ мкм, а в системах на довжинах хвиль 1,3 і 1,55 мкм може досягати 100...400 км.

4.8 Характеристичні параметри волоконно-оптичних хвилеводів

До основних функціональних характеристичних параметрів ОВ належать коефіцієнт фази, хвильовий опір, фазова та групова швидкості поширення оптичних сигналів.

Коефіцієнт фази β залежить від типу хвилі і частоти. При збільшенні частоти значення цього коефіцієнта змінюється в діапазоні від хвильового числа $k_2 = \omega n_2 / c$ в оболонці до хвильового числа $k_1 = \omega n_1 / c$ в осерді (рис. 4.36).

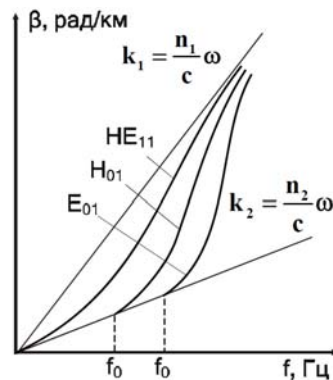


Рисунок 4.36 – Залежність коефіцієнта фази від частоти в ОВ

Значення хвильового опору $Z_{\text{ХВ}}$ лежить між граничними значеннями в осерді й оболонці (рис. 4.37):

$$Z_0 / n_1 < Z_{\text{ХВ}} < Z_0 / n_2, \quad (4.36)$$

де $Z_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0} = 376,7 \text{ Ом}$ – хвильовий опір вільного простору.

Діапазон типових значень хвильового опору становить 250...260 Ом. Фазову швидкість поширення хвилі можна визначити за виразом

$$v_{\phi} = v_2 \sqrt{2(g_1^2 + g_2^2) / (g_1^2 n_2^2 + g_2^2 n_1^2)}, \quad (4.37)$$

де $v_2 = c / n_2$ – швидкість розповсюдження в оболонці ОВ;

$g_1^2 = k_1^2 - \beta^2$ – поперечний коефіцієнт розповсюдження в осерді;

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

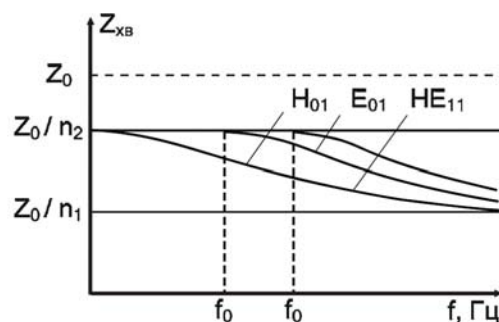


Рисунок 4.37 – Залежність хвильового опору ОВ від частоти

Фазова швидкість (рис. 4.38) при критичній довжині хвилі дорівнює швидкості в оболонці. При збільшенні частоти енергія все більше концентрується в осерді, і швидкість розповсюдження починає визначатися її коефіцієнтом заломлення. При високих частотах фазова швидкість дорівнює швидкості розповсюдження в осерді: $v_1 = c/n_1$. Таким чином,

$$c/n_1 \leq v_\phi \leq c/n_2 . \quad (4.38)$$

Фазова швидкість розповсюдження хвилі в ОВ завжди менша за швидкість світла у вакуумі.

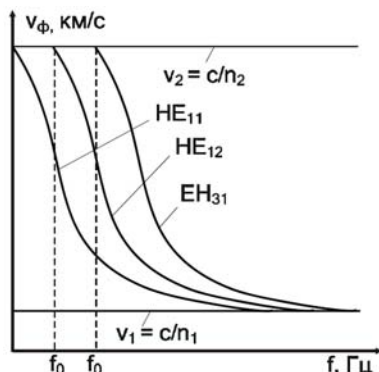


Рисунок 4.38 – Залежність фазової швидкості поширення оптичних сигналів в ОВ від частоти

Групова швидкість розповсюдження визначається виразом

$$v_{гр} = \frac{v_2^2}{c} \frac{1 + c}{1 + c(n_1/n_2)^2} . \quad (4.39)$$

Симетричні хвилі типів H_{0m} і E_{0m} у режимі відсічки характеризуються груповими швидкостями c/n_2 . Змішані хвилі типів HE_{nm} і EH_{nm} навіть у режимі відсічки мають деяку енергію, що розповсюджується осердям, і тому їхні групові швидкості нижчі за c/n_2 (рис. 4.39). На великій відстані від відсічки групова швидкість для всіх мод становить $V_{гр} = c/n_1$.

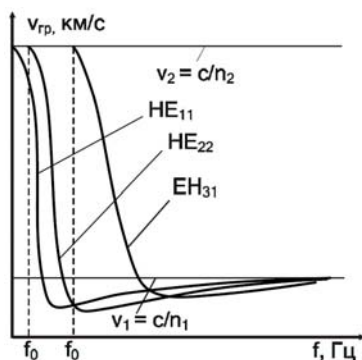


Рисунок 4.39 – Залежність групової швидкості поширення оптичних сигналів в ОВ від частоти

4.9 Класифікація типів оптичного волокна

Згідно з рекомендаціями МСЕ-Т прийнята класифікація типів оптичного волокна, що відображена у відповідних стандартах.

Рекомендація G.650 вказує на загальні визначення типів ОВ, відображає перелік основних характеристик та параметрів одномодових волокон, а також методів вимірювання цих параметрів і контролю за ними.

Рекомендація G.651 описує багатомодові ОВ з діаметром осердя 50 мкм і оболонки 125 мкм та кабелі на його основі. В ньому записані рекомендації щодо основних параметрів цих волокон, контрольованих характеристик та допустимих норм. На цей час такий тип волокна використовується лише в коротких, внутрішньооб'єктових ВОСП з робочою довжиною хвилі 0,85 і рідко 1,31 мкм.

Рекомендація G.652 характеризує одномодове ОВ з незміщеною дисперсією. Його параметри оптимізовані для діапазону довжин хвиль 1,31 мкм, в якому волокно має нульову хроматичну дисперсію та мінімальний коефіцієнт затухання. 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).

Рекомендація G.653 характеризує одномодове ОВ зі зміщеною нульовою дисперсією в діапазоні 1,55 мкм – DSF (Dispersion Shifted Fiber). Це волокно має нульову дисперсію в діапазоні мінімальних втрат за рахунок використання більш складного профілю показника заломлення (рис. 4.40).



Рисунок 4.40 – Типи профілів показника заломлення осердя ООВ

Волокно стандарту G.653 використовується в довгих магістральних широкосмугових лініях та мережах зв'язку для передачі інформації на декілька сотень кілометрів зі швидкостями до 40 Гбіт/с.

Рекомендація G.654 відображає характеристики одномодового ОВ та кабелю, що мають мінімальні втрати на довжині хвилі 1,55 мкм. Це волокно створено для використання в підводних системах передачі. За рахунок більших, ніж у волокна стандарту G.653, розмірів осердя воно дозволяє передавати підвищені рівні оптичної потужності, але водночас характеризується підвищеною хроматичною дисперсією в діапазоні 1,55 мкм. Волокно типу G.654 призначено для роботи лише в діапазоні довжини хвилі 1,55 мкм.

Рекомендація G.655 характеризує функціональні параметри ОВ зі сплющеною дисперсією, що також має назву волокна зі зміщеною ненульовою дисперсією – NZ-DSF (Non-Zero Dispersion Shifted Fiber). Такий результат досягається за рахунок використання спеціального профілю показника заломлення (рис. 4.41). Це волокно може використовуватися в магістральних ВОЛЗ та глобальних мережах зв'язку на основі DWDM-технології в діапазоні довжин хвиль 1,55 мкм.

Волокно G.655 має слабку контрольовану дисперсію в смузі (1,53...1,56 мкм) та більший діаметр осердя порівняно з волокном типу G.653. Це зменшує вплив нелінійних ефектів та дає можливість використовувати ефективні волоконно-оптичні підсилювачі.

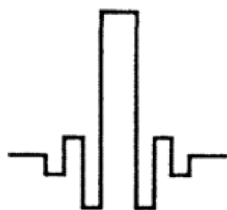


Рисунок 4.41 – Профіль показника заломлення осердя ОВ типу NZ-DSF

4.10 Конструкція оптичних кабелів

Основними елементами оптичного кабелю є:

- оптичні волокна, звиті за певною системою;
- силові (зміцнювальні) елементи, що призначені для захисту від навантаження на розрив, оскільки через малі розміри волокон та дуже мале допустиме відносне подовження скла волокна можуть бути зруйновані навіть при незначному подовжньому розтягненні;
- заповнювачі, які забезпечують стабільне розташування ОВ по перерізу кабелю;
- армувальні елементи забезпечують підвищену стійкість кабелю до зовнішніх механічних впливів;
- зовнішні демпфувальні та захисні оболонки запобігають проникненню вологи та парів шкідливих речовин у ВОК.

На основі оптичного волокна виготовляють кабелі всіх типів.

Для магістральних кабелів необхідні низькі значення коефіцієнта згасання та дисперсії для забезпечення великої пропускної спроможності та великої довжини регенераційних ділянок, тому для їх виготовлення використовують одномодове волокно (8/125 мкм) з робочою довжиною хвилі 1,3...1,55 мкм.

Для виготовлення зонових кабелів, в яких вимоги до пропускної спроможності і довжини регенераційної ділянки зменшені, використовують градієнтне багатомодове волокно (50/125 мкм) з робочою довжиною хвилі 1,3 мкм.

На міських ВОЛЗ, де відстані передачі інформації становлять одиниці кілометрів, використовують градієнтне багатомодове волокно (50/125 мкм) з робочою довжиною хвилі 0,85 мкм.

Для забезпечення низького коефіцієнта затухання та великих довжин регенераційних ділянок на підводних ВОЛЗ використовують ВОК на основі одномодового волокна (8/125 мкм) з робочою довжиною хвилі 1,3...1,55 мкм.

На об'єктових ВОК використовується ступінчасте багатомодове волокно (100/200 мкм) з робочою довжиною хвилі 0,85 мкм.

Для підвищення механічної гнучкості монтажних ВОК їх виконують у вигляді джгутів та плоских стрічок на основі ступінчастого багатомодового волокна (100/200 мкм) з робочою довжиною хвилі 0,85 мкм.

4.11 Типові конструкції оптичних кабелів

Серед існуючих конфігурацій конструкцій ВОК можна виділити три типи. Кабелі повивного типу (рис. 4.42, а), в них кожен наступний повив осердя, порівняно з попереднім, має на шість волокон більше. Загальна кількість волокон 1 може становити 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 осердям 5 (рис. 4.42, б) пази розташовуються по гелікоїду (один з видів гвинтової поверхні), тому волокна не зазнають поздовжнього впливу на розрив. Кількість волокон у цих кабелях може становити 4, 6, 8 або 10 шт. Силовий елемент розміщується всередині осердя.

Кабелі стрічкового типу (рис. 4.42, в) складаються з групи плоских пластмасових стрічок 6 (з 6, 8 або 12 стрічок), в кожній з яких зазвичай розміщуються 12 волокон. Кабелі такої конструкції переважно використовуються у США. Перевагою такого типу ОВ є більш проста технологія з'єднання, оскільки цю операцію можна проводити одночасно зі всіма волокнами у ВОК.

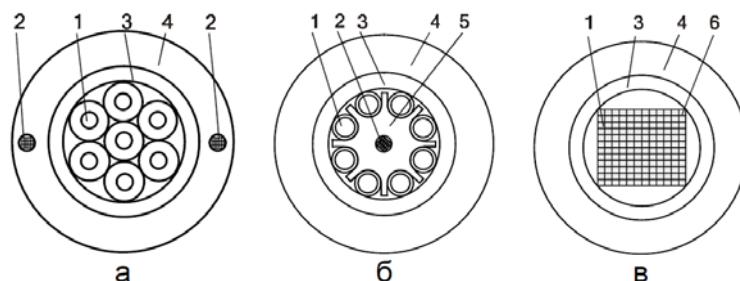


Рисунок 4.42 – Поперечні перерізи основних типів конструкцій ВОК

Конструкція кабелю значною мірою визначається його призначенням, тому для кожного з видів напрямних систем існує певна типова конструкція.

Для кабелів міського зв'язку типова конструкція має вигляд, наведений на рис. 4.43, де 1 – оптичні волокна; 2 – пластмасові трубки; 3 – зміцнювальний силовий елемент з ниток СВМ (синтетичної високомолекулярної пластмаси); 4 – лавсанова стрічка; 5 – пластмасова оболонка. Особливістю будови цього ВОК є повністю діелектрична конструкція, що дозволяє розміщувати ці кабелі в умовах впливу потужних електромагнітних завад від міського електричного транспорту та міських електромереж. Окрім того, оскільки такі кабелі прокладають в каналізації, то для їх захисту достатньо використовувати пластмасові захисні оболонки.

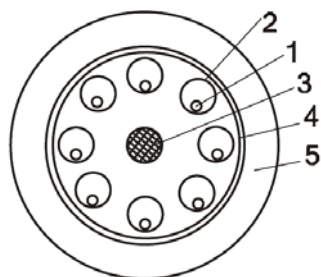


Рисунок 4.43 – Поперечний переріз ВОК міської ВОЛЗ

Конструкцію кабелю зонового зв'язку наведено на рис. 4.44, де 1 – оптичні волокна; 2 – профільоване пластмасове осердя; 3 – обмотувальна лавсанова стрічка; 4 – броньовані дроти; 5 – мідні дроти; 6 – поліетиленова оболонка. Оскільки ці кабелі прокладають у ґрунті та можуть зазнавати значних розтягувальних зусиль, в їхній конструкції використовуються більш ефективні засоби захисту у вигляді броньованих дротів та профільованих осердь.

Особливістю цих кабелів є те, що разом з броньованими дротами також прокладають мідні, за допомогою яких забезпечується дистанційне живлення регенераторів.

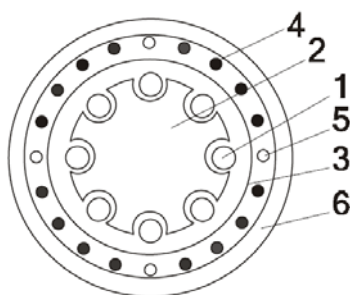


Рисунок 4.44 – Поперечний переріз ВОК зонової ВОЛЗ

Кабелі магістрального зв'язку мають покращений захист конструкції, що зображено на рис. 4.45, де 1 – оптичні волокна; 2 – мідні дроти для дистанційного живлення; 3 – силовий елемент; 4 – сталеві броньовані дроти; 5, 6 – внутрішня й зовнішня пластмасові оболонки. Вона містить не тільки радіальні, а й центральні силові елементи та підвищеної міцності броньовані дроти. Для дистанційного живлення регенераторів передбачено окремі мідні провідники, які розташовуються в осерді кабелю.

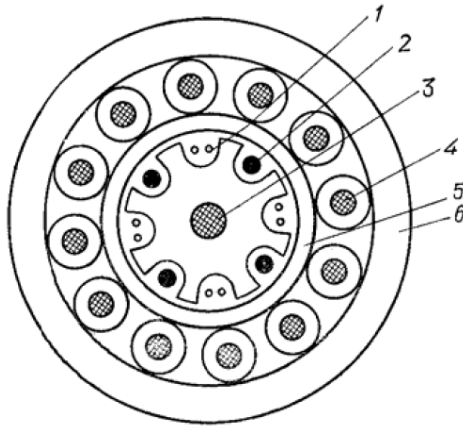


Рисунок 4.45 – Поперечний переріз ВОК магістральної ВОЛЗ

Потрібно зазначити, що при збільшенні захищеності конструкції кабелю зростає його собівартість, тому при виборі типу кабелю бажано враховувати і цей показник.

Контрольні питання

1. Які вимоги висуваються до конструкції ВОК?
2. З яких елементів складається ВОК?
3. Які матеріали використовуються для виготовлення ОВ?
4. Вкажіть властивості матеріалів для виготовлення ОВ?
5. Поясніть конструктивні заходи захисту від взаємних впливів між сусідніми ОВ у ВОК.
6. Типи ОВ за конструкцією, їхні особливості.
7. Одномодові і багатомодові ОВ, їх розміри.
8. Види укладання ОВ у кабелі.
9. Вкажіть характерні властивості силових та армувальних елементів конструкції ВОК та з яких матеріалів вони виготовляються ?
10. Вкажіть варіанти розміщення силових та армувальних елементів у ВОК, поясніть їх переваги і недоліки.
11. Яке призначення зовнішньої оболонки ВОК?
12. Класифікація ВОК за призначенням.
13. Що таке числова апертура ОВ?
14. Вкажіть основні варіанти з'єднання активних та пасивних компонентів ВОЛТ і поясніть проблеми, що виникають при їх здійсненні.
15. Вкажіть причини виникнення втрат при з'єднанні однакових волокон між собою. Які похибки юстирування волокон вносять найбільші втрати?
16. Вкажіть види втрат, що мають місце при з'єднанні волокон з технологічними відхиленнями?
17. Поясніть у яких випадках значення втрат при з'єднанні волокон залежить від напрямку поширення оптичних сигналів?

18. Вкажіть методи підготовки торців з'єднаних волокон, що використовуються на практиці, і в яких випадках?
19. Вкажіть методи виконання нероз'ємних з'єднань волокон і порівняйте їх за втратами, міцністю та вартістю.
20. Вкажіть спосіб зниження втрат при клейовому з'єднанні волокон.
21. Вкажіть спосіб зниження втрат при механічному з'єднанні волокон.
22. Вкажіть основні вимоги, що висуваються до параметрів різних з'єднань волокон.
23. Вкажіть варіанти суміщення торців штекерів з волокнами, що використовуються в різних з'єднаннях.
24. Які матеріали використовуються для штекерів оптичних з'єднувачів і чому?
25. Вкажіть який з варіантів підготовки (полірування) торців штекерів (фізичний контакт, кутовий фізичний контакт) забезпечує мінімальні внесені втрати та мінімальну потужність відбиття.
26. Які основні матеріали та легувальні домішки використовують в ОВ?
27. Поясніть механізми поглинання світла матеріалом ОВ. Вкажіть які різновиди поглинання спостерігаються у кварцових ОВ.
28. Поясніть явище розсіювання світла в ОВ. Що розуміють під розсіюванням Релея і в який спосіб його вплив можна зменшити?
29. Класифікуйте геометричні дефекти, що мають місце в ОВ та з яких причин вони виникають і як впливають на власне затухання оптичного волокна?
30. Поясніть, що розуміють під вікнами прозорості кварцового ОВ і як пояснити їхнє виникнення.
31. Чому коефіцієнт затухання одномодового ОВ є меншим, ніж багатомодового?
32. Чому збільшується коефіцієнт затухання оптичного волокна після його впакування у ВОК?
33. Поясніть причини втрат потужності оптичних сигналів на мікро- та макровигинах ОВ.
34. Методи вимірювання коефіцієнта затухання оптичних волокон.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Бортник Г. Г. Системи доступу : підручник / Бортник Г. Г., Кичак В. М., Стальченко О. В. – Вінниця : ВНТУ, 2010. – 308 с.
2. Бортник Г. Г. Телекомунікаційні системи передавання : навчальний посібник / Бортник Г. Г., Кичак В. М., Пунченко Н. О., Стальченко О. В. – Вінниця : ВНТУ, 2015. – 145 с.
3. Андреев В. А. Направляющие системы электросвязи : учебник для вузов. В 2-х т. Том 1 – Теория передачи и влияния / Андреев В. А., Портнов Э. Л., Кочановский Н. Л. ; под ред. В. А. Андреева. – М. : Горячая линия-Телеком, 2009. – 424 с.
4. Абрамов С. К. Лінії передачі: навч. посіб. / С. К. Абрамов. – Х. : Нац. аерокосм. ун-т «Харк. авіац. ін-т», 2009. – 70 с.
5. Розрахунок конструкції та визначення параметрів передачі кабелю електрозв'язку : методичні вказівки до виконання комплексної роботи з дисципліни «Напрямні системи електричного та оптичного зв'язку». / Бондаренко О. В. – Одеса : ОНАЗ ім. О. С. Попова, 2014. – 78 с.
6. Проектування однохвильової волоконно-оптичної лінії передачі : методичні вказівки з курсового проектування з дисципліни «Напрямні системи електричного та оптичного зв'язку» / Бондаренко О. В. – Одеса : ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2015 – 117 с.
7. Дэвид Бейли. Волоконная оптика: теория и практика / Дэвид Бейли, Эдвин Райт. – М. : КУДИЦ-ОБРАЗ, 2006. – 320 с.
8. Кись О. М. Проектування волоконно-оптичної транспортної мережі : навчальний посібник з курсового та дипломного проектування / О.М.Кись, В. І. Корнійчук. – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2014 – 92 с.
9. Родина О. В. Волоконно-оптические линии связи. Практическое руководство / Родина О. В. – М. : Горячая линия - Телеком, 2009. – 400 с.
10. Волоконно-оптическая техника: современное состояние и новые перспективы / [сборник статей под редакцией С. А. Дмитриева, Н. Н. Слепова]. – М. : Техносфера, 2010. – 608 с.
11. Справочник по телекоммуникационным технологиям ; [пер. с англ.]. – М. : Изд. Дом «Вильямс», 2004. – 440 с.
12. Цуканов В. Н. Волоконно-оптическая техника : практическое руководство / В. Н. Цуканов, М. Я. Яковлев. – М. : Инфа-Инженерия, 2014. – 304 с.
13. Бортник, Г. Г. Транспортні телекомунікаційні технології : навчальний посібник / Бортник Г. Г., Васильківський М. В., Кичак В. М. – Вінниця : ВНТУ, 2017. – 162 с.

Навчальне видання

**Бортник Геннадій Григорович
Васильківський Микола Володимирович
Кичак Василь Мартинович**

**НАПРЯМНІ
ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ
СИСТЕМИ**

Навчальний посібник

Рукопис оформив М. Васильківський

Редактор В. Дружиніна

Оригінал-макет виготовив О. Ткачук

Підписано до друку 28.09.2018.
Формат 29,7×42¹/₄. Папір офсетний.
Гарнітура Times New Roman.
Друк різнографічний. Ум. друк. арк. 6,96.
Наклад 50 (1-й запуск 1-35) пр. Зам. 2018-171.

Видавець та виготовлювач
Вінницький національний технічний університет,
інформаційний редакційно-видавничий центр.

ВНТУ, ГНК, к. 114.
Хмельницьке шосе, 95,
м. Вінниця, 21021.
Тел. (0432) 65-18-06.
press.vntu.edu.ua;
E-mail: kivc.vntu@gmail.com.
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи
серія ДК № 3516 від 01.07.2009 р.