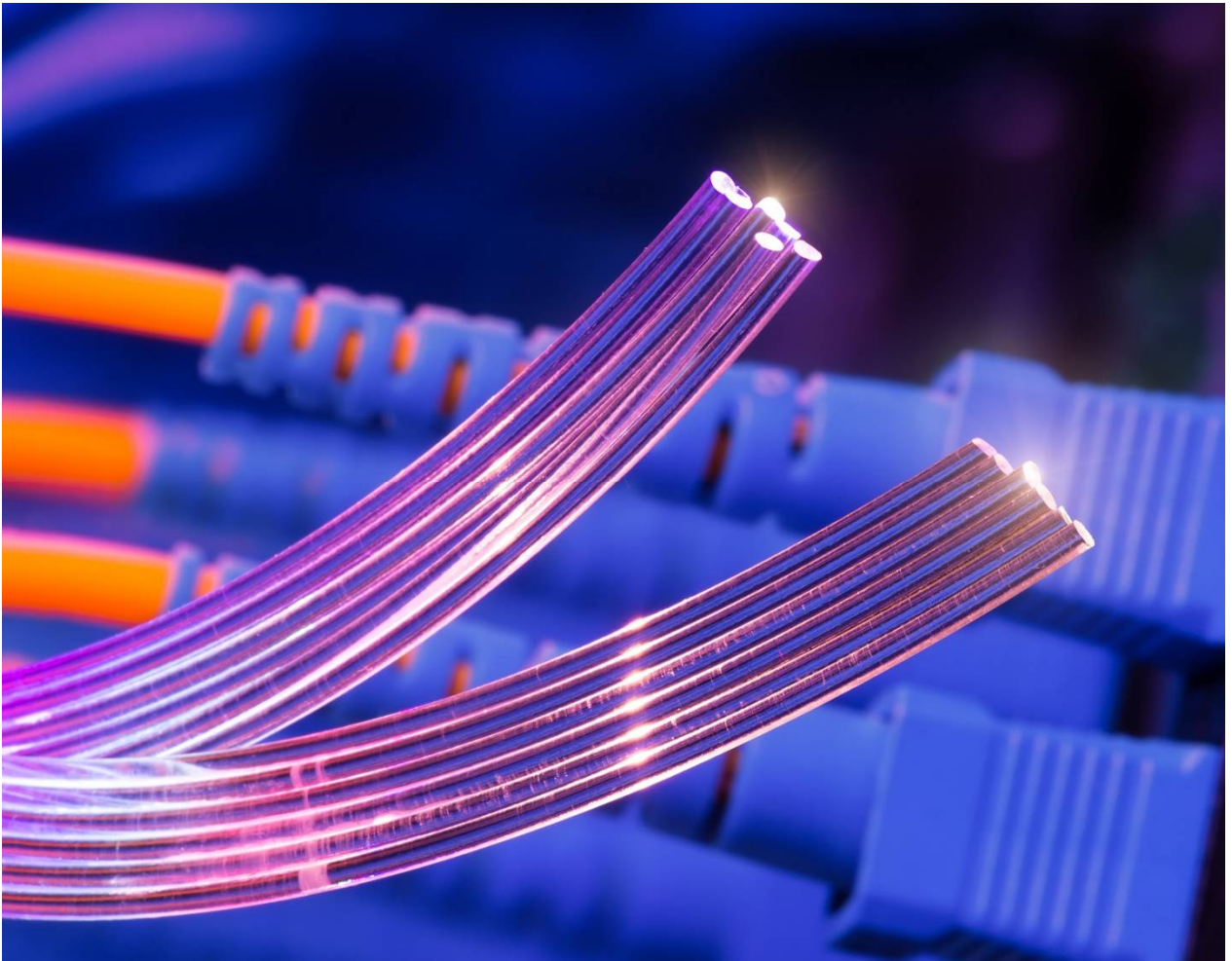


Міністерство освіти і науки
Чернівецький національний університет



Мохунь І.І., Вікторовська Ю.Ю., Галушко Ю.К.

ОПТИЧНІ ТЕХНОЛОГІЇ В ІНФОРМАЦІЙНІЙ ТЕХНІЦІ

Чернівецький національний університет
2022

УДК 535.3, 535.016

ББК: 74.586.81/96-252.4

M89

Друкується за ухвалою Вченої ради
Чернівецького національного університету
імені Юрія Федьковича

M86 Мохунь І.І., Вікторівська Ю.Ю., Галушко Ю.К. Оптичні технології в інформаційній техніці. – Чернівці: Чернів. нац. ун-т, 2021. – 301 с.

Викладені питання волоконно-оптичних ліній і компонентів волоконно-оптичних систем передавання, описано принципи роботи систем з відкритими атмосферними каналами зв'язку

Для студентів спеціальностей 152, Метрологія та інформаційно-вимірвальна техніка; 172, Телекомунікації та радіотехніка.

УДК 535.3, 535.016

ББК: 74.586.81/96-252.4

Відповідальний редактор: Ю.Ю. Вікторівська, к.ф.-м.-н, доц.

Літературний редактор: Г.К. Чорасва

Рецензенти: В.І. Федів, д.ф.-м.-н, проф.

В.М. Катеринчук, д.ф.-м.-н, п.н.с.

ЗМІСТ

ВСТУП	
1. ОПТИЧНИЙ СИГНАЛ І ЙОГО РОЗПОВСЮДЖЕННЯ	
1.1. Основні рівняння	
1.1.1. Рівняння Максвелла	
1.1.2. Матеріальні рівняння	
1.1.3. Хвильове рівняння	
1.2. Зміна фази хвилі при її розповсюдженні	
1.2.1. Фазова затримка	
1.2.2. Фазова затримка, що вноситься тонким оптичним елементом	
1.2.3. Фазова затримка, що вноситься тонкою збираючою лінзою ..	
1.2.4. Спеціальні (сингулярні) хвильові структури	
2. ПОНЯТТЯ ПРО ІНТЕГРАЛЬНЕ ПЕРЕТВОРЕННЯ, АНАЛІЗ СПЕКТРІВ СИГНАЛУ ТА ФІЛЬТРАЦІЮ СИГНАЛІВ	
2.1. Отримання образів сигналів. Мета. Аналіз спектрів	
2.1.1. Фур'є-перетворення	
2.1.2. Деякі властивості фур'є-перетворення	
2.2. Згортка. Розмиття сигналу	
2.3. Віконне фур'є-перетворення	
2.4. Поняття про вейвлет-перетворення	
2.5. Поняття про фільтрацію сигналу	
2.6. Деякі приклади фільтрації	
2.6.1. Фільтрація адитивних завад	
2.6.2. Фільтрація мультиплікативних завад	
2.6.3. Фільтрація постійної складової	
2.6.4. Диференціювання сигналу	
2.7. Розповсюдження оптичної хвилі	
2.7.1. Розповсюдження оптичної хвилі у вільному просторі	
2.7.2. Реалізація Фур'є-перетворення в оптиці і в інтегральній оптиці зокрема	
2.8. Нейронні і нейроноподібні мережі та їх оптична реалізація..	
2.8.1. Структура нейронних мереж	
2.8.2. Алгоритм роботи нейронної мережі. Алгоритм Хопфілда ...	
2.8.3. Перспективи розвитку оптичних нейронних мереж	
2.8.4. Реалізація оптичних нейронних мереж	
2.8.4.1. Оптична нейронна мережа з процесорним ядром у вигляді безопорної голограми	

2.8.4.2.	Оптична нейронна мережа з процесорним ядром у вигляді узгодженого фільтра
2.8.4.3.	Недоліки і переваги обох систем
3.	ОСНОВИ ІНТЕГРАЛЬНОЇ ОПТИКИ
3.1.	Плоский хвилевід. Загальний підхід до фізики розповсюдження хвилі у хвилеводі
3.2.	Оптико-геометричний підхід до фізики плоского хвилеводу
3.2.1.	Дисперсійне рівняння хвилеводу
3.2.3.	Ефективна товщина хвилеводу
3.2.4.	Довжина оптичного “зигзага”
3.2.5.	Кількість мод, які можуть розповсюджуватися у хвилеводі
3.2.6.	Різниця між коефіцієнтами заломлення хвилеводу та оточуючих шарів
3.3.	Реальний хвилевід
3.4.	Дисперсія у хвилевідній системі
3.4.1.	Модова дисперсія
3.4.2.	Хроматична дисперсія
3.4.3.	Поляризаційна дисперсія
3.4.4.	Хвилевід з оптичною трасою обмеженої довжини. Трасова дисперсія
3.4.4.1.	Дисперсійне рівняння для хвилеводу з оптичною трасою обмеженої довжини
3.4.4.2.	Оцінювання впливу трасової дисперсії
3.5.	Розповсюдження хвиль у градієнтному хвилеводі
3.6.	Розповсюдження хвиль у циліндричних хвилеводах
3.6.1.	Рівняння передачі по світловоду
3.6.2.	Типи хвиль у світловодах
3.6.3.	Особливості розповсюдження хвиль у циліндричних хвилеводах з погляду променевого підходу
4.	БАЗОВІ ЕЛЕМЕНТИ ІНТЕГРАЛЬНОЇ ОПТИКИ. ПАСИВНІ ЕЛЕМЕНТИ
4.1.	Елементи введення-виведення (інтегрально-оптичні елементи зв'язку)
4.1.1.	Призмий елемент введення-виведення
4.1.2.	Решітчастий елемент введення-виведення
4.2.	Планарні оптичні елементи
4.2.1.	Зміна напрямку розповсюдження хвилі. Інтегрально-оптичні світлоподільники
4.2.2.	Лінзи Люнеберга
4.2.3.	Геодезична лінза
4.2.4.	Дифракційні лінзи

5. АКТИВНІ ЕЛЕМЕНТИ ІНТЕГРАЛЬНОЇ ОПТИКИ	
5.1. Електрооптичні пристрої	
5.1.1. Модулятори-перемикачі на основі ефекту тунельного перекачування світла або модулятори-перемикачі на зв'язаних хвилеводах	
5.1.2. Модулятори-перемикачі інтерференційного типу	
5.1.3. Електрооптичні модулятори на основі ефекту Брегга	
5.1.4. Електроабсорбційні модулятори	
5.2. Акустооптичні модулятори	
5.3. Магнітно-оптичні модулятори	
5.4. Генерація світла в системах інтегральної оптики	
6. ІНТЕГРАЛЬНА ОПТИКА В ПРИЛАДАХ І ПРИСТРОЯХ ...	
6.1. Датчики фізичних величин та пристрої на основі решітчастих елементів введення-виведення	
6.1.1. Кутовимірвальні датчики	
6.1.2. Хвилевідні фільтри на основі явищ аномального відбивання пропускання	
6.2. Інтегрально-оптичні пристрої обробки інформаційних сигналів. Принципи оптичної хвилевідної обробки сигналів. Методи побудови ОІС для інформаційної техніки	
6.2.1. Типи та основні класи ОІС для обробки інформації	
6.2.2. ОІС для обробки сигналів	
6.2.2.1. Інтегрально-оптичні спектроаналізатори високочастотних сигналів	
6.2.2.2. Інтегрально-оптичні корелятори	
6.3. Аналого-цифрові перетворювачі. Чотирирозрядний АЦП ...	
6.4. ОІС для обчислювальної техніки	
6.5. Приклади побудови логічних елементів	
7. ЕЛЕМЕНТИ ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАВАННЯ	
7.1. Фізичні характеристики оптичного волокна	
7.1.1. Основні елементи оптичного волокна	
7.1.2. Типи і характеристики оптичного волокна	
7.1.2.1. Профілі показника заломлення	
7.1.3. Властивості оптичних волокон як передавального середовища	
7.1.3.1. Поглинання в оптичних волокнах	
7.1.3.2. Хвилевідна дисперсія	
7.1.4. Геометричні параметри волокна	
7.1.4.1. Відносна різниця показників заломлення ядра та оболонки .	
7.1.4.2. Числова апертура волокна	
7.1.4.3. Нормована частота	
7.1.4.4. Хвиля відсічки	
7.1.4.5. Наближена оцінка міжмодової дисперсії багатомодового волокна	

7.1.5.	Характеристики оптичних волокон згідно з рекомендаціями ITU-T	
7.2.	Нелінійні оптичні явища в одномодових волокнах	
7.2.1.	Фазова самомодуляція (ФСМ) та перехресна фазова модуляція (ФКМ)	
7.2.2.	Вимушене комбінаційне (раманське) розсіювання ВКР (SRS) і розсіювання Мандельштама – Бріллюена ВРМБ (SBS)	
7.3.	Одномодові волокна нових типів виробництва компаній LUCENT TECHNOLOGIES CORNIGS	
8.	ОПТИЧНІ КАБЕЛІ	
8.1.	Особливості конструкції оптичних кабелів	
8.2.	Монтаж оптичних кабелів	
8.2.1.	Аналіз втрат, які виникають у процесі монтажу оптичних кабелів зв'язку	
8.2.2.	Методи з'єднання оптичних волокон	
8.2.3.	Клейові з'єднання	
8.2.4.	Механічні з'єднувачі	
8.2.5.	Рознімні з'єднання	
8.2.6.	Типи оптичних роз'ємів	
9.	ПАСИВНІ ОПТИЧНІ ЕЛЕМЕНТИ ВОЛЗ	
9.1.	Волоконно-оптичні відгалужувачі і розгалужувачі	
9.1.1.	Зварні відгалужувачі	
9.1.2.	Відгалужувачі із градієнтною циліндричною лінзою	
9.1.3.	Спектрально-селективні розгалужувачі (мультиплексори /демультиплексори)	
9.1.3.1.	Спектрально-селективні розгалужувачі на базі інтерференційних фільтрів	
9.1.3.2.	Селекція довжин хвиль за допомогою дифракційної ґратки	
9.1.3.3.	Селекція за допомогою решітки Бреґґа і волоконно-оптичної ґратки Бреґґа	
9.1.3.4.	Селекція за допомогою волоконно-оптичного ешелону Майкельсона	
9.1.3.5.	Селекція за допомогою інтерферометра Фабрі – Перо	
9.1.3.6.	Селекція за допомогою інтерферометра Маха – Цандера	
9.1.4.	Оптичні блоки з кількістю входів і виходів більш ніж один .	
9.2.	Волоконно-оптичні перемикачі	
9.2.1.	Електромеханічні перемикачі	
9.2.2.	Термооптичні перемикачі	
9.2.4.	Оптичні ізолятори	
10.	АКТИВНІ ЕЛЕМЕНТИ ВОЛЗ	
10.1.	Джерела випромінювання	
10.1.1.	Світлодіоди	
10.1.2.	Лазерні діоди (ЛД)	

10.1.3.	Фабрі – Перо-лазер	
10.1.4.	Лазери з розподіленим зворотним зв'язком (РЗЗ-лазери) і розподіленим бреггівським відбиванням (РБВ-лазери)	
10.1.5.	Лазерні діоди з зовнішнім резонатором	
10.1.6.	Найбільш важливі характеристики джерел випромінювання для ВОЛЗ	
10.2.	Складові елементи передавального оптоелектронного модуля	
11.	ПРИЙМАЛЬНІ ОПТОЕЛЕКТРОННІ МОДУЛІ. РЕТРАНСЛЯТОРИ, ПІДСИЛЮВАЧІ	
11.1.	Приймальні оптоелектронні модулі (ПРОМ)	
11.1.1.	Функціональний состав ПРОМ	
11.1.2.	P-I-N-фотодіоди	
11.1.3.	Лавинні фотодіоди	
11.1.4.	Технічні характеристики фотоприймачів	
11.2.	Електронні елементи ПРОМ	
11.2.1.	Електронні передпідсилювачі і підсилювачі	
11.2.2.	Вузол вирівнювання	
11.2.3.	Вузол фільтрації	
11.2.4.	Вузол дискримінації	
11.2.5.	Таймер	
12.	ПОВТОРЮВАЧІ І ОПТИЧНІ ПІДСИЛЮВАЧІ	
12.1.	Типи ретрансляторів	
12.1.1.	Повторювачі	
12.1.2.	Оптичні підсилювачі	
12.1.3.	Підсилювачі Фабрі – Перо	
12.1.4.	Підсилювачі на волокні, що використовують брільюєнівське розсіювання	
12.1.5.	Підсилювачі на волокні, що використовують раманівське розсіювання	
12.1.6.	Напівпровідникові лазерні підсилювачі	
12.2.	Підсилювачі на домішковому волокні. Волоконно-оптичні підсилювачі	
12.3.	Інші характеристики ербієвих волоконних підсилювачів	
12.4.	Схеми накачування ербієвого волокна (ВОП)	
13.	СИГНАЛ І СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ	
13.1.	Системи передачі цифрових сигналів	
13.1.1.	Основні поняття і термінологія	
13.2.	Структура систем зв'язку	
13.3.	Способи передачі сигналів	
13.3.1.	Послідовна і паралельна передачі сигналів	
13.3.2.	Синхронна і асинхронна передачі сигналів	
13.3.3.	Поелементна передача сигналів	
13.3.4.	Передача сигналів кодовими комбінаціями	

13.4.	Особливості каналів зв'язку	
13.4.1.	Особливості аналогових каналів зв'язку	
13.4.2.	Особливості цифрових каналів зв'язку	
13.5.	Параметри цифрової системи зв'язку	
14.	ВОЛОКОННО-ОПТИЧНІ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ	
14.1.	Структура волоконно-оптичної лінії зв'язку	
14.2.	Переваги використання оптичних волокон у системах зв'язку	
15.	ПРОЕКТУВАННЯ (ПЛАНУВАННЯ) ВОЛОКОННО-ОПТИЧНОЇ ЛІНІЇ ЗВ'ЯЗКУ	
15.1.	Аналіз смуги пропускання ВОЛЗ	
15.2.	Втрати і обмеження у лініях зв'язку	
16.	СИСТЕМИ ПЕРЕДАВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ	
16.1.	Системи зв'язку плезіохронної цифрової ієрархії	
16.1.1.	Системи зв'язку для ліній зв'язку первинної цифрової ієрархії E1	
16.1.2.	Системи зв'язку для ліній зв'язку вторинної цифрової ієрархії E2	
16.1.3.	Системи зв'язку для ліній зв'язку третинної цифрової ієрархії E3	
16.1.4.	Системи зв'язку цифрової плезіохронної ієрархії E4	
16.2.	Системи і обладнання синхронної цифрової ієрархії	
16.2.1.	Синхронна цифрова ієрархія та мережі	
16.2.2.	Основні сигнали SONET і SDH	
16.2.3.	Структура синхронних сигналів	
16.2.3.1.	SONET	
16.2.3.2.	Фрейми сигналів вищого рівня	
16.2.3.3.	Структура фрейма SDH	
16.2.4.	Апаратура СЦІ (SDH)	
16.2.4.1.	Апаратура SDH компанії LUCENT TECHNOLOGIES	
16.2.4.2.	Апаратура СЦІ виробництва фірми SIEMENS	
17.	МЕТОДИ УЩІЛЬНЕННЯ ІНФОРМАЦІЙНИХ ПОТОКІВ ..	
17.1.	Метод частотного ущільнення (FDM)	
17.2.	Метод часового ущільнення	
17.3.	Модове ущільнення	
17.4.	Ущільнення за поляризацією	
17.5.	Багатохвильове ущільнення оптичних несучих (WDM)	
17.6.	Модель взаємодії WDM з транспортними технологіями	
17.7.	Блок-схема систем з WDM	
17.8.	Вузькосмугові і широкосмугові WDM	
17.9.	Рекомендації ITU-T відносно довжин хвиль у системах WDM	
17.9.1.	Стандартний каналний план і його використання	
17.9.2.	Типові характеристики систем WDM	

17.9.3.	Інші особливості функціонування систем WDM
17.10.	Оптичне часове ущільнення (OTDM)
17.11.	Методи ущільнення каналів за полярністю
18.	БЕЗПРОВІДНИЙ ОПТИЧНИЙ ЗВ'ЯЗОК. ПРИНЦИПИ. ВТРАТИ
18.1.	Безпровідні оптичні системи зв'язку. Основні аббревіатури ..
18.2.	Загальні характеристики. Принципи побудови
18.3.	Преваги FSO-систем
18.4.	Недоліки FSO-систем
18.5.	Області застосування
18.5.	Структура безпровідної оптичної системи зв'язку
18.6.	Фізична модель системи зв'язку
18.7.	Просторове мультиплексування сигналів на основі вихрових пучків
18.7.1.	Деякі відомості про вихрові пучки
18.7.1.1.	Топологічних заряд
18.7.1.2.	Топологічний індекс
18.7.1.3.	Закон збереження топологічного заряду
18.7.2.	Принципи просторового мультиплексування
18.7.3.	Використання вихрових пучків для просторового мультиплексування каналів зв'язку
18.8.	Рівняння системи зв'язку
18.9.	Втрати і завади в атмосферному каналі зв'язку
18.9.1.	Вібраційні завади
18.9.2.	Вплив турбулентності на характеристики оптичного каналу
18.10.	Згасання сигналу в атмосфері
18.10.1.	Модель атмосфери. Згасання сигналу
18.10.2.	Фракції атмосфери, які впливають на загасання сигналу
18.10.3.	Метеорологічна дальність видимості та атмосферні втрати ..
19.	РОЗРАХУНОК ДОСТУПНОСТІ КАНАЛУ FSO-СИСТЕМИ
19.1.	Розрахунок енергетичного бюджету системи – величини максимально допустимого згасання сигналу
19.2.	Встановлення відповідності між допустимим згасанням та критичною (мінімально допустимою) МДВ
19.3.	Розрахунок імовірності виникнення погодних умов, коли МДВ менша, ніж S_{min}
19.4.	Оцінювання метеоумов у Чернівецькому регіоні
19.5.	Розрахунок доступності каналу АОЛЗ у Чернівецькому регіоні
19.6.	Деякі розрахункові та експериментальні дані щодо впливу метеоумов на роботу FSO-систем
20.	ТЕХНІКО-ЕКОНОМІЧНІ ПОКАЗНИКИ ЦИФРОВИХ МЕРЕЖ НА ОСНОВІ АОЛЗ. СУЧАСНИЙ СТАН РИНКУ ..

20.1.	Порівняння фінансових, часових та інших витрат при побудові різних за природою ліній зв'язку
20.2.	Аналіз існуючих рішень і ринка FSO-систем
20.3.	Огляд існуючих рішень
20.4.	FSO-системи, представлені на ринку
20.4.1.	FSO-системи компанії PAV DATA SYSTEMS (Великобританія). Системи серії SkyCell і SkyNet
20.4.2.	Обладнання компанії fSONA Communications (США)
20.4.3.	Обладнання компанії НПК «Катарсис» (Санкт-Петербург, Росія)
20.4.4.	Атмосферні оптичні лінії зв'язку Artolink. ВАТ «Мостком». Виробник: Державний рязанський приладний завод
20.4.4.1.	Деякі загальні відомості
20.4.4.2.	Сфери застосування
20.4.4.3.	Принцип роботи пристрою
20.4.4.4.	Якість та надійність передавання сигналу
20.4.4.5.	Базові моделі і деякі технічні характеристики
20.4.4.6.	Відмінності та особливості обладнання
20.4.4.7.	Встановлення та інсталяція обладнання
20.4.4.8.	Віддалений контроль
20.4.5.	Обладнання компанії «Гранч»
21.	Задачі і практичні завдання до розділів 3-17
	Додаток 1. Розрахунок регенераційної ділянки ВОЛЗ
	Додаток 2. Переведення величини втрат з відсотків до дБ та навпаки
	СПИСОК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

ВСТУП

Однією з головних проблем сучасних інформаційних пристроїв є підвищення швидкості обчислень, обробки інформації, швидкості її передавання. У цьому напрямі безумовно досягнутий великий прогрес, який пов'язаний, насамперед, із вдосконаленням електронних компонентів подібних систем. Водночас, як відомо, існують принципові фізичні обмеження характеристик електронних комплектуючих, які встановлюють певні межі за вагою, розмірами, швидкодією, кількістю паралельних передавальних каналів тощо.

Окрім цього, основну увагу у розвитку інформаційних систем спрямовано на застосування класичних цифрових процесорів, дія яких заснована на так званій архітектурі фон Неймана, яка у тому чи іншому вигляді передбачає послідовність елементарних операцій. Природно, що сучасні комп'ютери володіють як високою швидкістю обробки інформації (наприклад при застосуванні багатоядерних процесорів), так і надвисокою точністю обчислення кінцевого результату (наприклад, 32 знаки після коми).

Водночас, незважаючи на такі вражаючі характеристики застосування, комп'ютери мають допоміжний характер, спрямований на здійснення обчислень (розвантаження людського мозку), що мало пов'язані із кінцевими принциповими рішеннями.

Як відомо, принципи роботи мозку людини побудовані зовсім на інших алгоритмах, а саме на алгоритмах роботи так званих нейронних мереж (НМ), які загалом є не цифровими, а аналоговими комп'ютерами. Елементами таких систем невідмінно є асоціативні запам'ятовуючі пристрої. Кінцева відповідь системи має імовірнісний характер.

Природно, що останнім часом технологіям нейронних мереж із застосуванням традиційних комп'ютерів приділяється багато уваги. У цьому напрямі спроби застосування великої кількості паралельних процесорів наштовхується на ті ж принципові фізичні обмеження електронних систем, що врешті-решт обмежує кількість нейронів у НМ, кількість образів, яка зберігається, тощо. Принципову роль такі обмеження відіграють при створенні систем штучного інтелекту, ефективна робота яких саме і пов'язана із кількістю актів «навчання» НМ, що безпосередньо залежить від кількості нейронів.

Саме така ситуація спонукає до пошуку нових шляхів реалізації НМ, наприклад, застосування оптичних технологій. Адже застосування оптики дає можливість формувати нейронні мережі із кількістю нейронів, яка на 3-4 порядки більша, ніж в електронних аналогах. При цьому швидкість обробки інформації в НМ обмежена лише швидкістю розповсюдження світла.

Саме тому, на наш погляд, перспективи розробки оптичних НМ (навіть у далекому майбутньому) не викликають жодних сумнівів.

Треба зазначити, що розробка відповідних оптичних аналогових комп'ютерів не обмежується лише нейронними мережами. Такі комп'ютери

можуть бути ефективно використані при розв'язку вузькоспеціалізованих задач, наприклад, при аналізі спектрів сигналів, характеристики яких жорстко задаються, розпізнавання певного класу образів, для яких виконуються певні обмеження, наприклад за масштабом, ракурсом, класом образів, тощо. Використання таких спеціалізованих процесорів для певного класу задач може привести до суттєвого зменшення часових витрат, витрат на виготовлення пристроїв і т. ін.

Нарешті, застосування оптичних технологій у сучасному зв'язку фактично не має альтернативи.

Саме у сучасних системах та мережах телекомунікацій волоконно-оптичні лінії передавання (ВОЛП) та волоконно-оптичні системи передавання (ВОСП) знайшли найширше застосування. На їх основі прокладаються як магістральні лінії та будуються системи зв'язку, так і лінії та системи місцевого зв'язку. Волоконно-оптичні лінії передавання все частіше є сновоню для формування локальних обчислювальних мереж тощо. Треба зазначити, що на сьогодні в Україні більшість магістральних ліній зв'язку вже побудовані на базі волоконно-оптичних ліній зв'язку (ВОЛЗ). Волоконний кабель потроху починає замінювати старий мідний і для міжстанційних з'єднань в обласних центрах та великих містах нашої країни.

Викинає природне запитання, чому ж саме ВОЛЗ, які будуються на основі скляних волокон, знайшли таке широке розповсюдження на різних ділянках телекомунікаційних мереж?

Простою і короткою відповіддю на таке запитання може бути наступна. Скло, яке є оптично прозорим середовищем, і є найбільш перспективним середовищем для передавання інформаційного сигналу. Насьогодні вже створені та впроваджені у виробництво ВОСП зі швидкістю передачі до 40 Гбіт/с. Одночасно зі створенням ВОЛЗ для цифрових систем передавання інформації будуються та стрімко розвиваються системи і для аналогового передавання сигналів, наприклад, системи передавання аналогового телевізійного сигналу для системи кабельного телебачення.

Усе вищесказане безпосередньо впливає на питання та їх обсяг, викладені у посібнику.

У посібнику, який не є спеціалізованою монографією, а лише відкриває для читача певні напрямки застосування оптичних технологій, які більш повно і детально викладені в інших джерелах.

Метою посібника є спроба зацікавити студента відповідними оптичними напрямками та надати базові знання і поняття, необхідні при ознайомленні із питаннями застосування оптичних технологій в інформаційній техніці.

Основою даного посібника є спроба просто і зрозуміло викласти фізичні та теоретичні основи оптичних технологій в інформаційній техніці. Зазначимо, що при викладенні теоретичного матеріалу уникалося перевантаження посібника глибокими та детальними математичними викладками. Наприклад, фізичні процеси у хвилеводі детально розглянуті лише для плоского хвилеводу, оскільки основні закономірності зберігаються і для циліндричних волокон.

Фізика активних елементів інтегральної оптики представлена теж дуже коротко, враховуючи те, що окремі елементи детально розглянуті в інших фахових джерелах.

Найбільш детально викладені питання волоконно-оптичних ліній і компонентів волоконно-оптичних систем передавання. Додатково робиться акцент на практичні аспекти застосування елементів ВОСП, регламентацію їх характеристик, яка базується на відповідних рекомендаціях ІТУ-Т.

У посібнику викладені загальні питання формування оптичного поля, просторова (оптична) реалізація перетворення Фур'є, кореляції, згортки, оскільки саме оптичні системи (і інтегрально-оптичні також) дають можливість їх відносно простого виконання та побудови аналогових процесорів, в яких такі операції є базовими. Розглянуті методи обробки сигналів, які можуть бути реалізовані у планарному варіанті.

Значну частину посібника займають принципи роботи систем з відкритими атмосферними каналами зв'язку, які, на нашу думку мають широкі перспективи застосування в майбутньому.

1. ОПТИЧНИЙ СИГНАЛ І ЙОГО РОЗПОВСЮДЖЕННЯ

1.1. Основні рівняння

Електромагнітну хвилю (EMX) можна однозначно описати, якщо встановити залежність електричного та магнітного векторів поля у просторі і часі.

1.1.1. Рівняння Максвелла

Згідно [1-3], рівняння Максвелла мають вид:

$$\operatorname{rot} \vec{H} - \frac{1}{c} \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \frac{4\pi}{c} \vec{j}; \quad (1.1.)$$

$$\operatorname{rot} \vec{E} - \frac{1}{c} \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = 0; \quad (1.2)$$

$$\operatorname{div} \vec{D} = 4\pi \rho; \quad (1.3)$$

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0, \quad (1.4)$$

де \vec{E}, \vec{H} – вектори електричної та магнітної напруженості електромагнітного поля; \vec{D}, \vec{B} – вектори електричної та магнітної індукції; \vec{j} – густина електричного струму; ρ – густина електричного заряду.

У вільному просторі $\vec{j}, \rho = 0$. \vec{D}, \vec{B} – враховують вплив середовища.

1.1.2. Матеріальні рівняння

Якщо $\vec{j} = 0$, то таких рівнянь лише два:

$$\begin{cases} \varepsilon \vec{E} = \vec{D} \\ \mu \vec{H} = \vec{B} \end{cases} \quad (1.5)$$

де ε, μ – діелектрична та магнітна проникності відповідно.

1.1.3. Хвильове рівняння

З рівнянь (1.1-1.4) випливає:

$$\nabla^2 \vec{E} - \frac{\varepsilon \mu}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = 0, \quad (1.6)$$

$$\nabla^2 \vec{H} - \frac{\varepsilon \mu}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial t^2} = 0. \quad (1.7)$$

Швидкість розповсюдження хвилі відповідно $v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon \mu}}$.

Відомо [1-3], що однією з основних оптичних характеристик будь-якого середовища є показник заломлення, який пов'язаний з діелектричною та магнітною проникністю:

$$\sqrt{\varepsilon \mu} = n. \quad (1.8)$$

А оскільки для прозорого середовища (це в основному парамагнетики) $\mu \approx 1$, то $\sqrt{\varepsilon} = n$.

Як наслідок,

$$\nabla^2 \vec{E} - \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = 0. \quad (1.9)$$

Відповідно для вакууму

$$\nabla^2 \vec{E} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = 0. \quad (1.10)$$

Додамо, що в однорідному середовищі в області, яка вільна від струмів та

зарядів, рівності (1.9, 1.10) виконуються для кожного декартового компонента електромагнітного поля \vec{E} .

Розглянемо деяке скалярне поле. Якщо поле є однорідно поляризованим, то таке наближення справедливе. При цьому будемо вважати, що виконується параксіальне наближення. Тоді напруженість електричного поля може бути записана у вигляді:

$$E(\vec{r}, t) = A(\vec{r})\cos[\omega t + \varphi(\vec{r}) + kz]. \quad (1.11)$$

де $\omega = 2\pi\nu$ – кругова частота; ν – частота коливання; $\varphi(\vec{r})$ – просторова фаза, яка визначає форму фронту хвилі; $A(\vec{r}) > 0$ – модуль амплітуди поля; $k = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{\omega}{c}$ – хвильове число; λ – довжина хвилі випромінювання.

Хоча що немає ніяких фізично обґрунтованих заперечень щодо рівності нулю модулю амплітуди в деякій точці простору, будемо вважати його строго більше нуля. Але випадок нульового модулю амплітуди є цікавим і відповідає цілому класу спеціальних хвиль, так званих хвиль із сингулярною фазою, або оптичних вихорів [1-4]. Поверхні, для яких виконується умова $\varphi(\vec{r}) = const$, мають назву *поверхні рівної фази*, або *хвильові поверхні*, або *фронт хвилі*.

Рівність (1.11) можна переписати у вигляді:

$$E(\vec{r}, t) = \text{Re}[U(\vec{r}) \exp(\omega t + kz)], \quad (1.12)$$

де $U(\vec{r}) = A(\vec{r})\exp[j\varphi(\vec{r})]$ – комплексна амплітуда поля.

Можна показати, що для комплексної амплітуди поля, яке реально існує виконується рівність (рівняння Лапласа):

$$\nabla^2 U + n^2 k^2 U = 0. \quad (1.13)$$

Або для вакууму

$$\nabla^2 U + k^2 U = 0. \quad (1.14)$$

Рівняння (1.13, 1.14), як і рівняння (1.9, 1.10), також іноді називають хвильовими рівняннями.

1.2. Зміна фази хвилі при її розповсюдженні

1.2.1. Фазова затримка

Розглянемо деяку хвилю загального вигляду, що падає на порщину x_0 (див. рис. 1.1). Визначимо, яка різниця фаз виникає при подальшому розповсюдженні хвилі до площини x_1 з точок 1_0 та 2_0 . Хід променів з цих точок до точок 1_1 та 2_1 площини x_1 зображений кривими l_1 та l_2 відповідно. У загальному випадку коефіцієнт заломлення середовища, в якому розповсюджується хвиля, є функцією трьох координат.

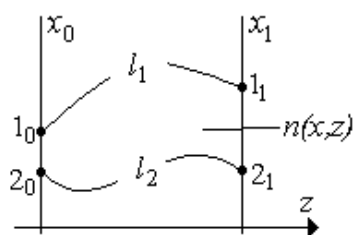


Рис. 1.1

Тоді набігання фази вздовж траєкторії розповсюдження описується виразом:

$$\Phi_m = k \int_{m_0}^{m_1} n(l_s) dl, \quad (1.15)$$

де $m=0,1, s=1,2$.

У випадку, коли $n=const$ (1.15) трансформеться до вигляду:

$$\Phi_m = knl_s = kl_{s \text{ опт}}, \quad (1.16)$$

де $l_{s\text{ опт}} = nl_s$ – так звана оптична довжина.

1.2.2. Фазова затримка, що вноситься тонким оптичним елементом

Оптичний елемент називається тонким (рис. 1.2), якщо при проходженні хвилі через елемент можна нехтувати зміщенням променя з точки (4) в точку (3), тобто величина такого зміщення прямує до нуля. Тут і далі для простоти будемо розглядати одномірний випадок. Тоді фазова затримка, яка вноситься таким елементом, може бути розрахована за таким виразом:

$$\Phi(x_0) = k(n_0 l_{12} + n l_{24}) \tag{1.17}$$

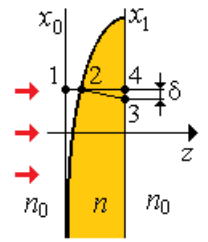


Рис. 1.2

У загальному випадку тонкий елемент окрім фази модулює ще і амплітуду та може бути описаний за допомогою комплексного коефіцієнта пропускання:

$$H(x_0) = A(x_0) \exp[j\Phi(x_0)] \tag{1.18}$$

Тоді поле безпосередньо за елементом $U_{(+)}$ описується виразом:

$$U_{(+)} = U_{(-)} H(x_0) \tag{1.19}$$

1.2.3. Фазова затримка, що вноситься тонкою збираючою лінзою

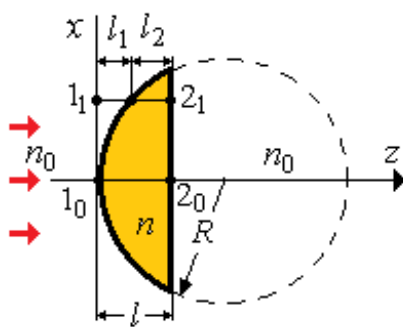


Рис. 1.3

Для визначення фазової затримки, внесеної лінзою (див. рис. 1.3), достатньо розрахувати різницю фаз, якої набуває хвиля вздовж відрізка $1_0 2_0$ (центр лінзи) та довільного відрізка $1_1 2_1$ [5,6].

Фаза, яку набуває хвиля вздовж відрізка $1_0 2_0$, дорівнює:

$$\Phi_0 = knl \tag{1.20}$$

Фаза, яку набуває хвиля вздовж відрізка траси $1_1 2_1$, дорівнює:

$$\Phi_1 = k(n_0 l_1 + n l_2) = k\{n_0 z(x_{1_1}) + n[l - z(x_{1_1})]\} \tag{1.21}$$

Функція $z(x)$ може бути отримана з рівняння кола $x^2 + (z - R)^2 = R^2$. Одним із розв'язків цього рівняння є:

$$z = R - \sqrt{R^2 - x^2} \approx \frac{x^2}{2R} \tag{1.22}$$

Відповідно різниця фаз описується виразом:

$$\Delta\Phi = \Phi_1 - \Phi_0 = \frac{kn_0}{2f} x^2 \tag{1.23}$$

де $f = \frac{R}{n/(n_0-1)}$ – фокусна відстань лінзи.

Таким чином, зважаючи на те, що тонка збираюча лінза не модулює амплітуди хвилі, її можна розглядати як транспарант з пропусканням:

$$L(x) = \exp(-j \frac{kn_0}{2f} x^2) \tag{1.24}$$

1.2.4. Спеціальні (сингулярні) хвильові структури

Звернемося до виразу (1.11). Як бачимо з виразу, жорсткою вимогою, яка повинна виконуватися, є вимога, що модуль амплітуди хвилі $A(\vec{r})$ повинен бути строго більше нуля. Водночас, якщо в деякій точці поля ця величина

набуває нульового значення, то хвиля, для якої це виконується, задовольняє рівняння Максвелла (1.1-1.4), хвильове рівняння (1.6) і т.ін. Інакше кажучи, ніщо не заперечує існування такої хвилі. Комплексна амплітуда такої хвилі U задовольняє рівняння Лапласа (1.13,1.14).

Нагадаємо, що розв'язком цього рівняння є будь-яка аналітична функція, найпростіша з них:

$$U = x \pm jy, \quad (1.25)$$

яка саме дорівнює нулю в точці $x, y = 0$.

Якщо (1.25) записати в традиційні формі:

$$U = \rho e^{\pm j\Phi}, \quad (1.26)$$

де $\rho = \sqrt{x^2 + y^2}$ – модуль амплітуди і $\pm\Phi = \pm \arctan \frac{y}{x}$ – складова фази, яка визначається просторовими координатами. Як випливає з (1.26), модуль амплітуди такої хвилі дійсно прямує до 0, а фаза не визначена за умови, що $x, y \rightarrow 0$. Іншими словами, у точці $x = 0, y = 0$ спостерігається сингулярність фази. Така хвильова структура отримала назву дислокації хвильового фронту або оптичного вихору [3;7].

Варто зазначити, що такі світлові пучки, завдяки властивостям нашого простору, володіють підвищеною стійкістю (порівнянно зі звичайними пучками, наприклад гауссовими) до фізичних збурень різного типу, що може бути використано у системах зв'язку з атмосферним каналом зв'язку. Застосування таких хвильових структур в інформаційній техніці буде розглянуто нижче (див. розділ 20).

2. ПОНЯТТЯ ПРО ІНТЕГРАЛЬНЕ ПЕРЕТВОРЕННЯ, АНАЛІЗ СПЕКТРІВ СИГНАЛУ ТА ФІЛЬТРАЦІЮ СИГНАЛІВ [5,6,8-11]

2.1. Отримання образів сигналів. Мета. Аналіз спектрів

У математиці відомо багато типів перетворень функцій, які у більшості випадків зводяться до отримання певних інтегралів, що залежать від одного або більше параметрів. З практичного погляду, сигналу ставлять у відповідність деяку функцію, яка залежить від часу або просторових координат. Внаслідок перетворення отримуємо образ сигналу, який у більшості випадків має назву спектра сигналу. Виникає запитання, для чого здійснювати над сигналом достатньо складну математичну операцію? Що вона дає? Якщо система, яка здійснює перетворення, не створює завад і здійснює перетворення в повному обсязі, то кількість інформації в сигналі та образі однакова. Здавалося б, немає сенсу в такій операції, якщо б не одне проте! Інформація, яка присутня в сигналі, в образі надається в іншому вигляді, який може бути більш зручним для її аналізу. Більш того, іноді до образу можна застосувати так звану фільтрацію, операцію, яка суттєво змінює початковий образ і дозволяє позбутися надлишковості у сигналі, виділити певну інформацію, позбутися завад тощо.

Найбільш вживаним перетворенням в обробці та аналізі сигналів є перетворення Фур'є.

2.1.1. Фур'є-перетворення

Перед тим, як ввести визначення Фур'є-перетворення, зазначимо, що у зв'язку величина сигналу (величина напруги, струму тощо) задається, як правило, як функція часу. Інакше кажучи, маємо амплітудно-часове представлення сигналу.

Нехай маємо чотири гармонійні сигнали однакової амплітуди, частоти яких 10, 25, 50 та 100 Гц. Такий сигнал, як відомо, можна записати у вигляді

$$x(t) = a \cos(\omega t + \varphi_0), \quad (2.1)$$

де a – амплітуда сигналу; $\omega = 2\pi\vartheta$ – кругова частота; ϑ – «звичайна» частота; $\varphi_0 = \omega t_0$ – початкова фаза сигналу, яка визначається моментом початку передавання сигналу t_0 .

Природно, що сигнали такої достатньо простої структури дуже легко відрізнити один від одного. Водночас, сума таких сигналів

$$x(t) = \cos(2\pi 10t) + \cos(2\pi 25t) + \cos(2\pi 50t) + \cos(2\pi 100t), \quad (2.2)$$

надана на рис. 2.1, значно складніша і вже не піддається такому простому аналізу.

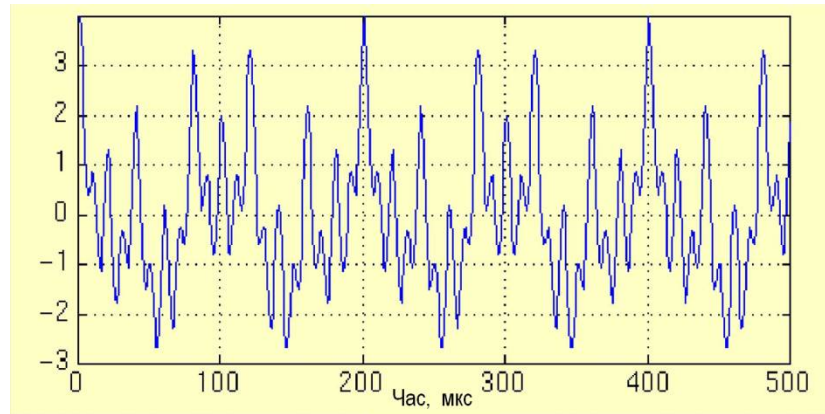


Рис. 2.1

Введемо означення інтегрального Фур'є-перетворення. Під Фур'є-образом сигналу $f(t)$ будемо розуміти такий вираз:

$$\mathfrak{F}(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \exp(-j\omega t) dt, \quad (2.3)$$

де $\omega = 2\pi\vartheta$ – кругова частота, ϑ – звичайна частота.

Фур'є-перетворення будемо також позначати такими виразами:

$$f(t) \xrightarrow{\mathfrak{F}} \mathfrak{F}(\omega), \quad \mathfrak{F}(\omega) = \mathfrak{F}\{f(t)\}. \quad (2.4)$$

Перетворення Фур'є має обернений характер, тобто можна розглядати також обернене Фур'є-перетворення, яке також пов'язує сигнал та його образ:

$$f(x) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathfrak{F}(\omega) \exp(j\omega t) d\omega, \quad (2.5)$$

або

$$\mathfrak{F}(\omega) \xrightarrow{\mathfrak{F}^{-1}} f(t), \quad f(t) = \mathfrak{F}^{-1}\{\mathfrak{F}(\omega)\}. \quad (2.6)$$

Фур'є-образ сигналу дуже часто називають представленням сигналу у частотній площині, або просто частотним представленням сигналу.

Наведемо деякі приклади (з точністю до $1/2\pi$) Фур'є-образів:

Таблиця 2.1 Приклади Фур'є образів функцій

$f(t)$	$\mathfrak{F}(\omega)$
1	$\delta(\omega)$
$\delta(t)$	1
$\exp(j\omega_0 t)$	$\delta(\omega - \omega_0)$
$a + b\cos(\omega_0 t)$	$a\delta(\omega) + \frac{b}{2}\delta(\omega - \omega_0) + \frac{b}{2}\delta(\omega + \omega_0)$
$P_a(t)$	$a \operatorname{sinc}\left(\frac{a\omega}{2\pi}\right)$

Тут у таблиці

$$P_a(t) = \begin{cases} 1, & |t| \leq \frac{a}{2}, \\ 0, & \text{в р.інт.} \end{cases} \quad (2.7)$$

$$\operatorname{sinc}(t) = \frac{\sin \pi t}{\pi t}, \quad (2.8)$$

$\delta(t)$ – дельта-функція. Під цією функцією розуміємо таку величину:

$$\delta(t) = \begin{cases} 1, & t = 0 \\ 0, & t \neq 0 \end{cases} \quad (2.9)$$

яка графічно відображена на рис. 2.2.

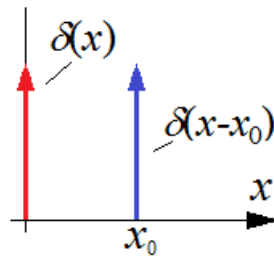


Рис.2.2

Відповідно до таблиці (третій рядок), Фур'є-образ гармонійного сигналу графічно зображено на рис. 2.3.

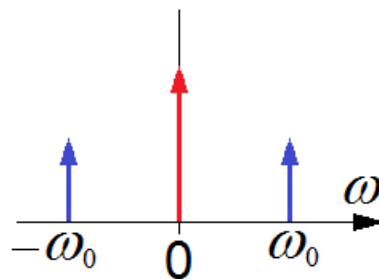


Рис.2.3

Як бачимо з рисунка, Фур'є-образ гармонійного сигналу, або, іншими словами, його частотне представлення характеризується наступним:

1. У Фур'є-образі спостерігаються три різких сплески:

1-ий на нульовій частоті відповідає постійній складовій сигналу;

2-ий і 3-ій симетричні сплески, розташовані в точках + та $-\omega_0$. При цьому $\omega_0 = 2\pi\vartheta_0$, тобто локалізація сплесків визначається частотою гармонійного сигналу.

2. Зазначимо, що сплески в точках + та $-\omega_0$ абсолютно ідентичні. При цьому в загальному випадку можна стверджувати: *для дійсних сигналів частини образу, які відповідають позитивним та негативним частотам, однакові.*

Саме тому для дійсних сигналів достатньо розглядати (аналізувати) образи сигналів лише для додатних ω .

2.1.2. Деякі властивості Фур'є-перетворення

Наведемо деякі важливі властивості Фур'є-перетворення:

1. Лінійність перетворення Фур'є

$$a_1 f_1 + a_2 f_2 + \dots + a_n f_n \xrightarrow{\mathfrak{F}} a_1 \mathfrak{F}_1 + a_2 \mathfrak{F}_2 + \dots + a_n \mathfrak{F}_n, \quad (2.10)$$

де \mathfrak{F}_n – Фур'є-образи функцій f_n відповідно; a_n – коефіцієнти

Для сигналу в якому f_n – гармонійні складові, такі коефіцієнти дійсні та додатні й визначають величину внеску цієї складової в сигнал.

2. Теорема зсуву

$$\exp(j\omega a) \mathfrak{F}(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} f(t - a) \exp(-j\omega t) dt, \quad (2.11)$$

де $\mathfrak{F}(\omega)$ – Фур'є-образ незсунутого сигналу; a – величина зсуву або

$$f(t - a) \xrightarrow{\mathfrak{F}} \exp(j\omega a) \mathfrak{F}(\omega), \quad (2.12)$$

тобто Фур'є-образ зсунутої функції відрізняється від образу незсунутої на експоненціальний множник $\exp(j\omega a)$.

Зазначимо, якщо розглядати величину $M(\omega) = |\mathfrak{F}(\omega)|^2$, яку у зв'язку називають спектром сигналу, то такі величини для зсунутого та незсунутого сигналу абсолютно однакові.

3. Теорема масштабу

$$\frac{1}{a} \mathfrak{F}\left(\frac{\omega}{a}\right) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} f(at) \exp(-j\omega t) dt, \quad (2.13)$$

де $\mathfrak{F}(\omega)$ – Фур'є-образ немасштабованого сигналу; a – коефіцієнт масштабування.

Інший запис цієї теореми такий:

$$(at) \xrightarrow{\mathfrak{F}} \frac{1}{a} \mathfrak{F}\left(\frac{\omega}{a}\right), \quad (2.14)$$

4. Похідна від сигналу, виражена через його Фур'є-образ:

$$\frac{df(t)}{dt} = j \int_{-\infty}^{\infty} \omega \mathfrak{F}(\omega) \exp(j\omega t) d\omega. \quad (2.15)$$

2.2. Згортка. Розмиття сигналу

Під згорткою двох функцій $f_1(t)$ і $f_2(t)$ розуміємо вираз:

$$\psi(\tau) = f_1 \otimes f_2 = \int_{-\infty}^{\infty} f_1(t) f_2(\tau - t) dt. \quad (2.16)$$

У теорії Фур'є-перетворення сформульована так звана теорема згортки, яка має вигляд:

$$\begin{aligned} f_1 f_2 &\xrightarrow{\mathfrak{F}} \mathfrak{F}_1 \otimes \mathfrak{F}_2 \\ \mathfrak{F}_1 \otimes \mathfrak{F}_2 &\xrightarrow{\mathfrak{F}^{-1}} f_1 f_2 \\ f_1 \otimes f_2 &\xrightarrow{\mathfrak{F}} \mathfrak{F}_1 \mathfrak{F}_2 \\ \mathfrak{F}_1 \mathfrak{F}_2 &\xrightarrow{\mathfrak{F}^{-1}} f_1 \otimes f_2 \end{aligned} \quad (2.17)$$

Суть цих співвідношень полягає в наступному. Наприклад, перший вираз читається: Фур'є-образ від добутку двох функцій дорівнює згортці двох Фур'є-образів.

Наведемо ще одне важливе співвідношення:

$$f \otimes \delta = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \delta(\tau - t) dt = f(\tau). \quad (2.18)$$

Нагадаємо геометричний зміст згортки дійсних функцій. Суть його дуже просто зрозуміти з рис. 2.4. Фактично згортка є площею взаємного перекриття функцій $f_1(t)$ і $f_2(t)$. На рис. 2.4, б зображена згортка прямокутного імпульсу шириною a .

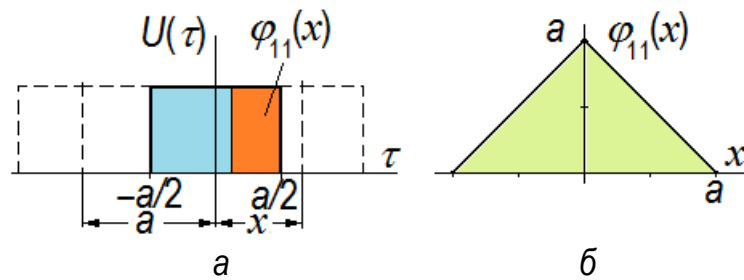


Рис. 2.4

Як бачимо, ширина згортки вдвічі більше, ніж ширина самого імпульсу. Це загальний наслідок.

З цього факту випливає не менш важливий наслідок. *Найменший за розмірами структурний елемент згортки має ширину більшу, ніж ширина найменшого елемента функцій, які згортаються. Інакше кажучи, сигнал $f_1(t)$, згорнутий з деякою функцією $f_2(t)$ (наприклад прямокутним імпульсом шириною a), розмивається і втрачає дрібну структуру. При цьому найменший за розмірами елемент перетвореного сигналу $f_1 \otimes f_2$ стає не вужче, ніж подвійна ширина функції $f_2(t)$.*

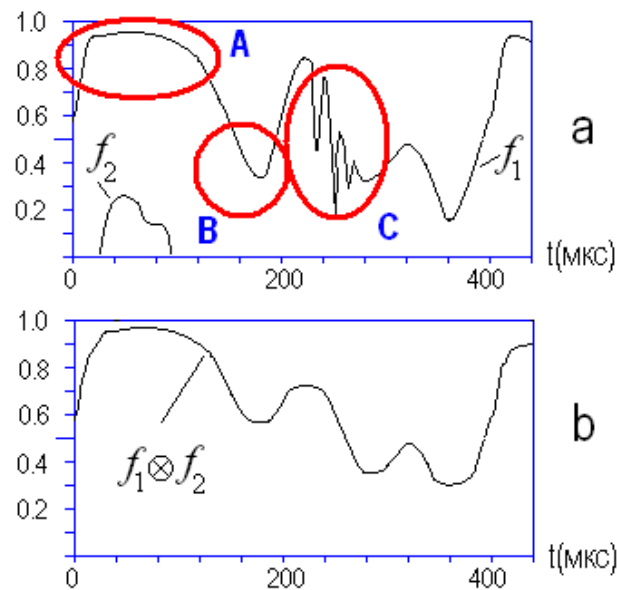


Рис. 2.5.

Цей факт ілюструється рисунком 2.5. Як бачимо, дрібна структура сигналу зникає (регіон C рисунка a). Змінюється, але зберігається структура функції $f_1(t)$ в регіоні типу B , де поперечні розміри елементів порядку ширини функції $f_2(t)$ і лише в регіонах типу A структура перетвореного сигналу залишається практично такою самою, як і в сигналі $f_1(t)$.

Зазначимо те, що лише згортання сигналу з нескінченно вузькою функцією (δ -функцією) не приводить до зміни сигналу (див. співвідношення 2.18)

Повернемося до гармонійних сигналів з різними частотами. При цьому будемо вважати, що вони однакової амплітуди та існують протягом певного проміжку часу Δt .

Спектри таких сигналів (лише додатні частоти) зображено на рис. 2.6. Нижній рисунок – збільшена за масштабом копія верхнього рисунка.

Як бачимо, кожному сигналу відповідає сплеск, позиція якого визначається його частотою. Ширина сплеску залежить від тривалості сигналу Δt . Чим більше Δt , тим вужче ширина сплеску. Природно, що величина сплеску залежить від амплітуди сигналу.

Тепер розглянемо спектр суми цих сигналів, заданих у відповідності до співвідношення 2.2, та зображеної на рисунку 2.1.

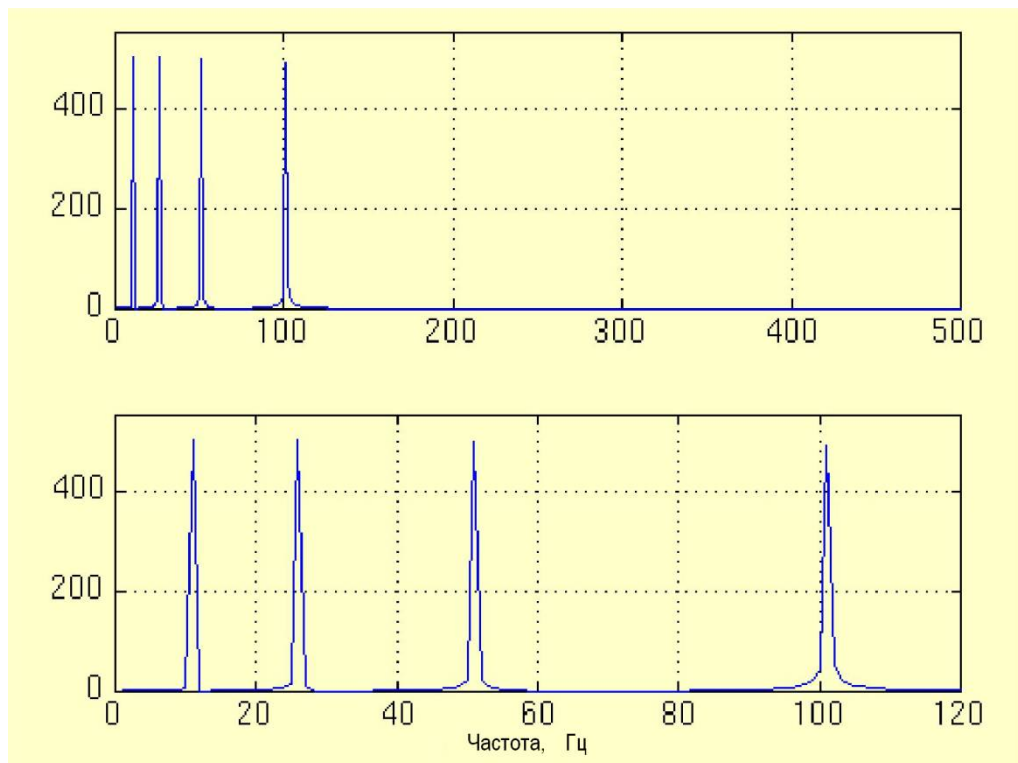


Рис. 2.7

Природно, що внаслідок лінійності Фур'є-перетворення в частотній області будуть також спостерігатися чотири сплески у місцях, які відповідають кожній частоті, і картина спектра сигналу практично така сама, як і в попередньому випадку.

Такі сплески досить просто ідентифікуються як за величиною, так і за розташуванням. Як наслідок, можна зробити однозначний висновок про внесок кожної гармонійної складової в початковий сигнал. Більш того, іноді просто немає альтернативи спектральному аналізу сигналу. Наприклад, відомо, що так звані імітатори можуть досить точно «підробляти» мову, яка належить іншій людині. Якщо кваліфікація імітатора висока, то дуже часто відрізнити кому належить той чи інший фрагмент звукового повідомлення, неможливо. Водночас спектри цих звукових повідомлень розрізняються кардинально.

Ще раз зазначимо, що, на відміну від рис. 2.3. у частотній області сплески, які відповідають різним за частотою складовим сигналам, внаслідок лінійності Фур'є-перетворення та обмеженості часу його існування будуть зображатися не нескінченно вузькими сплесками однакової інтенсивності, а подібно до того, як зображено на рисунку.

Таке розширення сплесків виникає в результаті того, що виконується перше співвідношення виразу (2.17) та того факту, що операція згортки приводить до згладжування та розширення сигналу.

Дійсно, нехай Фур'є-образ сигналу $f(t) \xrightarrow{\mathfrak{F}} \tilde{\mathfrak{F}}(\omega)$. Тоді Фур'є-образ обмеженого в часі сигналу (при довжині інтервалу Δt) може мати такий вигляд:

$$\mathfrak{Z}(\omega) \sim \int_{-\infty}^{\infty} P_{\Delta t}(t) f(t) \exp(-j\omega t) dt. \quad (2.19)$$

Згідно з 2.17, маємо

$$\mathfrak{Z}(\omega) \sim \mathfrak{Z}_p(\omega) \otimes \tilde{\mathfrak{F}}(\omega), \quad (2.20)$$

де $\mathfrak{Z}_p(\omega) = \Delta t \text{sinc}\left(\frac{\Delta t \omega}{2\pi}\right)$.

З 2.20 випливає, що чим більше Δt , тим більше образ обмеженого в часі сигналу наближається до $\tilde{\mathfrak{F}}(\omega)$, оскільки $\mathfrak{Z}_p(\omega)$ наближається до δ -функції. І навпаки, чим менше проміжок часу, коли існує сигнал тим більше згладжується $\mathfrak{Z}(\omega)$. Нарешті, коли інтервал часу стає дуже малим, тобто $\Delta t \rightarrow \delta$, $\mathfrak{Z}(\omega)$ вироджується у функцію з постійною амплітудою, оскільки Фур'є-образ від δ -функції є одиницею. Іншими словами, втрачається абсолютно вся інформація про сигнал.

Тепер розглянемо два випадки:

1. Сигнал є сумою чотирьох сигналів (5, 10, 25 та 50 Гц), які передаються одночасно (рис. 2.8, а) протягом інтервалу часу Δt_1 , починаючи з моменту часу t_0 :

$$x_1(t) = P_{\Delta t_0} \left[t - \left(t_0 + \frac{\Delta t_0}{2} \right) \right] \times \\ \times [\cos(2\pi 5t) + \cos(2\pi 10t) + \cos(2\pi 25t) + \cos(2\pi 50t)] \quad (2.21)$$

Спектр цього сигналу наданий на рис. 2.8, б.

2. Гармонійні сигнали тієї самої частоти, але кожний із них передається у свій проміжок часу

$$x_2(t) = P_{\Delta t_1} \left(t - \frac{\Delta t_1}{2} \right) \cos(2\pi 5t) + \\ + P_{\Delta t_2} \left[t - \left(\Delta t_1 + \frac{\Delta t_2}{2} \right) \right] \cos(2\pi 10t) + \\ + P_{\Delta t_3} \left[t - \left(\Delta t_1 + \Delta t_2 + \frac{\Delta t_3}{2} \right) \right] \cos(2\pi 25t) + \\ + P_{\Delta t_4} \left[t - \left(\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \frac{\Delta t_4}{2} \right) \right] \cos(2\pi 50t) \quad (2.22)$$

Такий сигнал може бути подібним до зображеного на рис. 2.9, а. Спектр цього сигналу наданий на рис. 2.9, б.

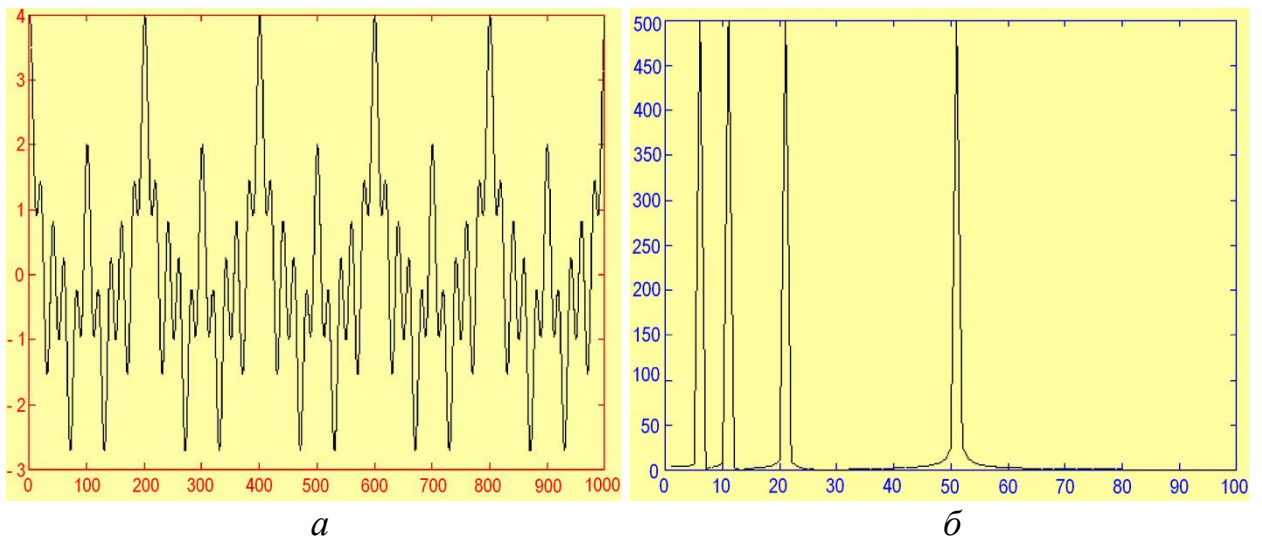


Рис. 2.8

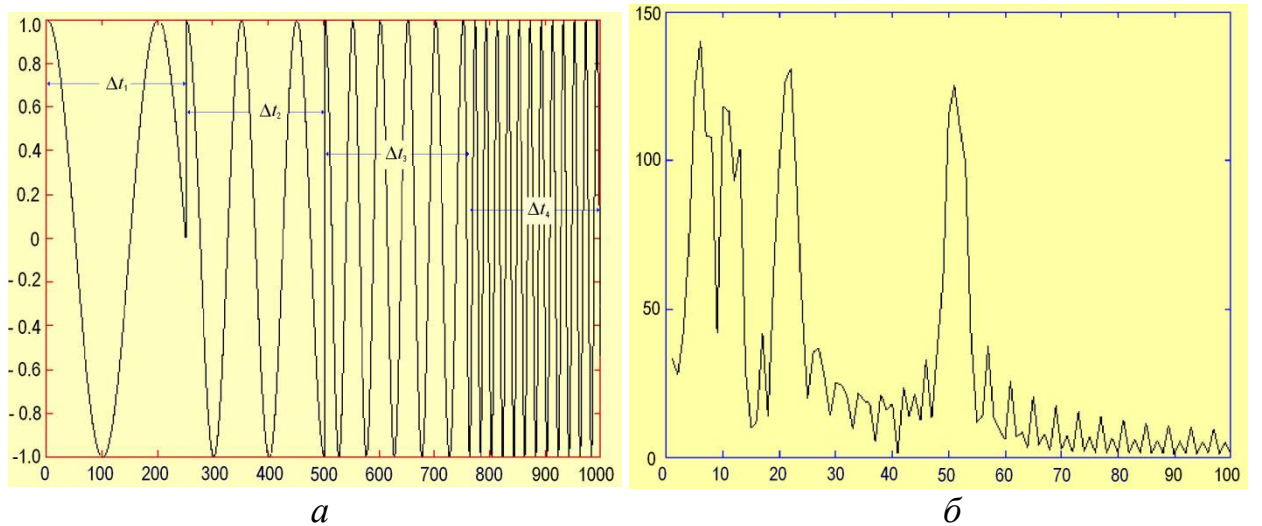


Рис. 2.9

Як бачимо з рисунків 2.8 та 2.9, і в першому, і в другому випадках в точках частотної осі 5, 10, 25 та 50 Гц спостерігаються відповідні максимуми. *Інакше кажучи, характерні ознаки спектрів двох різних сигналів однакові.* Більш того, якщо час на протязі якого існує кожний гармонійний сигнал із різними частотами Δt_1 такий самий, як у попередньому випадку Δt_0 , то внаслідок того, що для Фур'є-перетворення виконується теорема зсуву та це перетворення лінійне, можна стверджувати, що ширина та інтенсивність сплесків така сама.

Інакше кажучи, спектри сигналів, які взяті нами для прикладу і складаються з чотирьох гармонійних, практично однакові незалежно від розташування їх гармонійних складових відносно осі часу.

Чим реально відрізняються ці два сигнали? Відповідь проста. Перший з них – *стаціонарний*, тобто сигнал, характеристики якого не змінюються в часі. Другий не відповідає цьому критерію. У перший період часу передається сигнал із мінімальною частотою, яка потім змінюється на середню і далі – на високу.

Яка причина того, що два спектри дуже схожі? Відповідь така. При Фур'є-

перетворенні сигналу відбувається зміна представлення сигналу – перехід від амплітудно-часового до амплітудно-частотного. Інакше кажучи, за рахунок інтегрування за t і безмежними межами інтеграла у виразі 2.3 відбувається повна втрата інформації про часову поведінку сигналу.

Звідси випливає висновок: очевидно, що Фур'є-перетворення може бути ефективно застосовано насамперед до стаціонарних сигналів. Для аналізу нестационарних сигналів повинно існувати інше перетворення, яке не втрачає інформацію про зміну сигналу в часі.

2.3. Віконне Фур'є-перетворення

Одним із шляхів, який дозволяє певним чином зняти проблему втрати інформації про поведінку сигналу в часі, є застосування так званого віконного перетворення Фур'є [8].

Уявимо собі, що в цілому нестационарний в часі сигнал може бути поділений на ділянки, в межах яких не відбувається зміни характеристик сигналу. Якщо повернутися до нашого прикладу (рис. 2.9, а), то сигнал стаціонарний у періоди 0-250 мкс, 250-500 мкс, 500-750 мкс і 750-1000 мкс.

Тоді якщо впроваджувати Фур'є-перетворення для таких стаціонарних ділянок, то отримаємо образ, який, по-перше, як і звичайне Фур'є-перетворення, буде нести інформацію про частотні компоненти сигналу. По-друге, для різних ділянок стаціонарності спектри будуть різні. Отже, додатково маємо інформацію про часову поведінку сигналу.

Такий алгоритм може бути реалізований, якщо ввести певну віконну функцію, яка характеризується певною шириною і рухається в часі вздовж сигналу. Математично таку операцію можна записати так:

$$\mathfrak{F}_{win}(\tau, \omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) s^*(\tau - t) \exp(-j\omega t) dt, \quad (2.23)$$

де $s(t)$ – віконна функція

Віконна функція може бути різного вигляду (див. рис. 2.10)

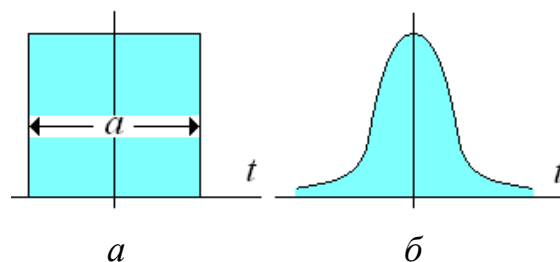


Рис. 2.10

а – віконна функція у вигляді прямокутного імпульсу;
б – «гауссоподібна» віконна функція.

Застосуємо ВПФ до сигналу, зображеному на рис. 2.9, а. Нехай ширина вікна буде сумірною з інтервалом часу, протягом якого існує кожний гармонійний сигнал. Тоді отримаємо результат, подібний до зображеного на рис. 2.11, на якому подані не тільки позитивні, а й негативні частоти.

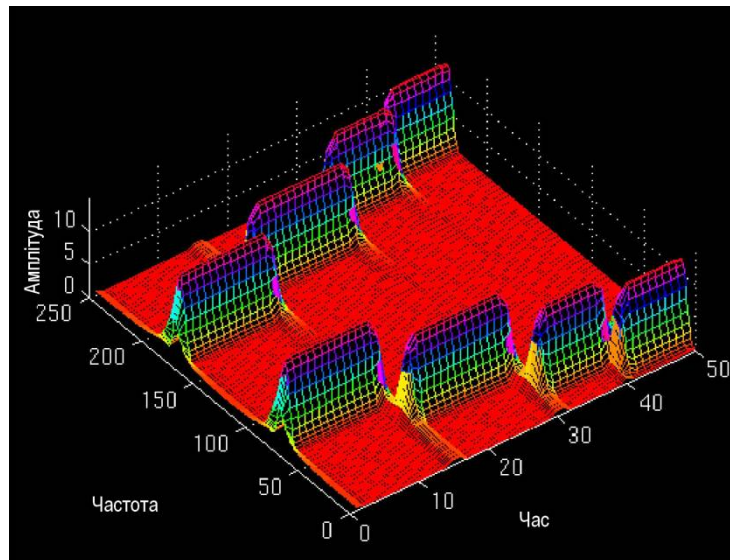


Рис. 2.11

Отже, здавалося б, що проблему роз'язано. Дійсно, чотири сплески свідчать про наявність у сигналі чотирьох частотних компонентів, а їх різна локалізація вздовж осі часу дає можливість встановити, коли такі компоненти з'являються. Інакше кажучи, ВФП забезпечує *частотно-часове перетворення* сигналу.

Разом із тим, ВФП не дає можливості отримати образ, в якому роздільна здатність за частотою і часом були б однаково високі. Для ВФП можна отримати високу роздільну здатність за частотою, але в цьому випадку втрачається інформація про часову поведінку сигналу і навпаки, висока роздільна здатність за часом призводить до втрати інформації про частотні компоненти сигналу. Спрацьовує щось подібне до співвідношення невизначеності Гайзенберга у квантовій механіці.

Спробуємо це пояснити. Очевидно, що роздільна здатність образу за часом залежить від ширини віконної функції. Чим менше ширина цієї функції, тим вище роздільна здатність.

Будемо зменшувати ширину віконної функції. Відповідно в часовому представленні маємо:

$$\tilde{x}(t, \tau) = f(t)s^*(\tau - t). \quad (2.24)$$

Згідно з теоремою згортки, ВПФ можна зобразити у вигляді

$$\mathfrak{Z}_{win}(\tau, \omega) = \mathfrak{Z}(\omega) \otimes \mathfrak{Z}_s(\omega), \quad (2.25)$$

де $\mathfrak{Z}(\omega)$ і $\mathfrak{Z}_s(\omega)$ – Фур'є-образи сигналу та віконної функції відповідно. Тоді, як було зазначено в пункті 2.2, чим менше ширина вікна $s^*(t)$ (граничний випадок $s^*(t) = \delta(t)$), тим «ширше» Фур'є-образ цієї функції і тим більше «розмивається» образ сигналу, тобто втрачається інформація про частотні компоненти сигналу.

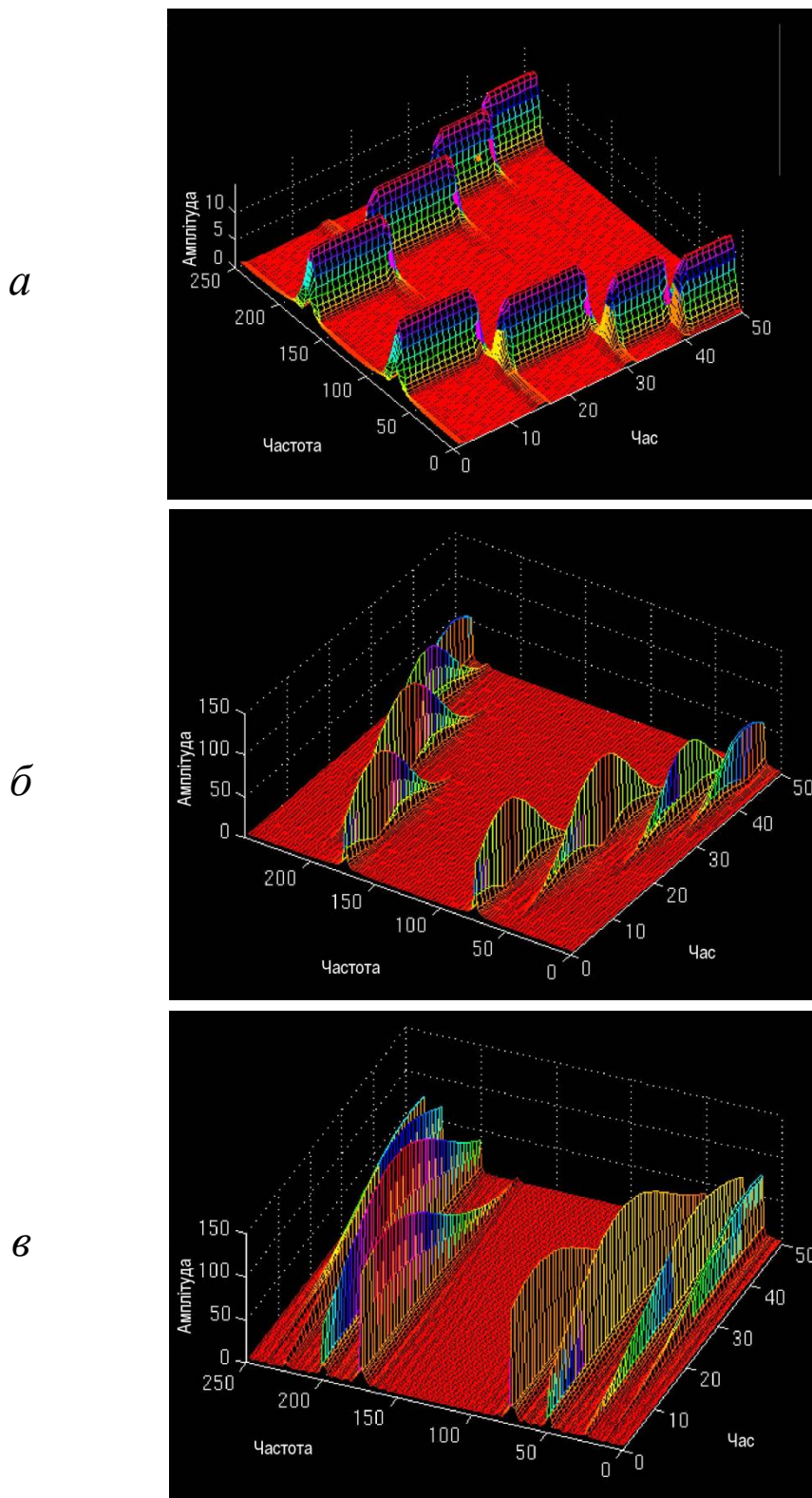


Рис. 2.12. ВПФ для сигналу, зображеному на рис. 2.9, *a* для різних ширин віконної функції.

a – найменша ширина віконної функції; *б* – «середня» ширина віконної функції; *в* – найбільша ширина віконної функції

Абсолютно аналогічно при збільшенні ширини $s^*(t)$ (граничний випадок ширина безмежна) втрачається інформація про часову поведінку сигналу. Цей факт ілюструється рис. 2.12, на якому відображені образи сигналу, що

складається з чотирьох гармонійних сигналів для вікон різної ширини.

Як бачимо з рисунків, при збільшенні ширини вікна збільшується роздільна здатність образу за частотою, проте падає роздільна здатність за часом. З рисунка практично вже неможливо визначити початок моментів часу, коли починається зміна частоти сигналу.

2.4. Поняття про вейвлет-перетворення [8,9,11]

Розв'язати певною мірою проблему одночасної високої роздільної здатності як за частотою, так і за часом може так зване *вейвлет-перетворення*.

За визначенням, неперервне вейвлет-перетворення можна записати у вигляді

$$WL(\tau, s) = \Psi(\tau, s) = \frac{1}{\sqrt{|s|}} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \psi^* \left(\frac{t-\tau}{s} \right) dt, \quad (2.26)$$

де $\psi(t)$ – функція перетворення, яка має назву материнського вейвлета; s – коефіцієнт масштабу або просто масштаб.

Слово «вейвлет» можна перекласти як «маленька хвиля». Під словом «маленька» розуміють те, що така віконна функція має кінцеву ширину. Слово «хвиля» вказує на той факт, що віконна функція – осцилююча функція. Термін материнський означає, що різні за шириною віконні функції, які використовуються у перетворенні, народжуються від однієї й тієї ж базової функції – материнського вейвлета.

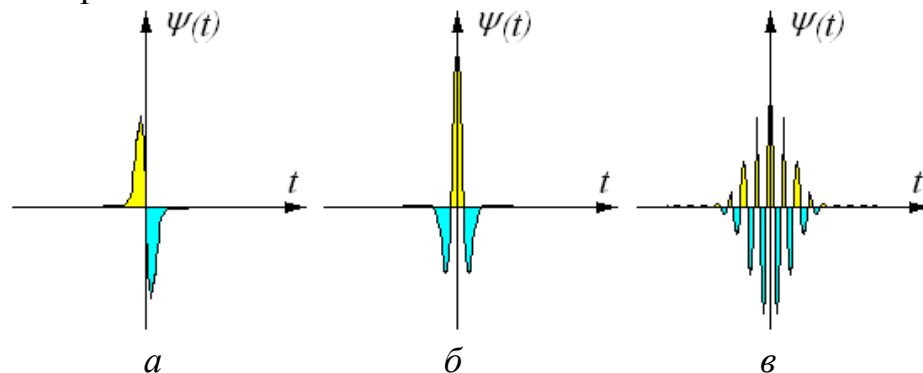


Рис. 2.13

а – *WAVE*-вейвлет; б – *MHAT*-вейвлет (мексиканський капелюх); в – вейвлет Морле

Вейвлети можуть бути різної конфігурації (див. рис. 2.13). Головна вимога до вейвлету така:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \psi(t) dt = 0. \quad (2.27)$$

Оскільки вейвлет – осцилююча біля нуля функція, то геометричне тлумачення виразу 2.27 означає – площа ділянок обмежених позитивними і негативними ділянками вейвлету однакова.

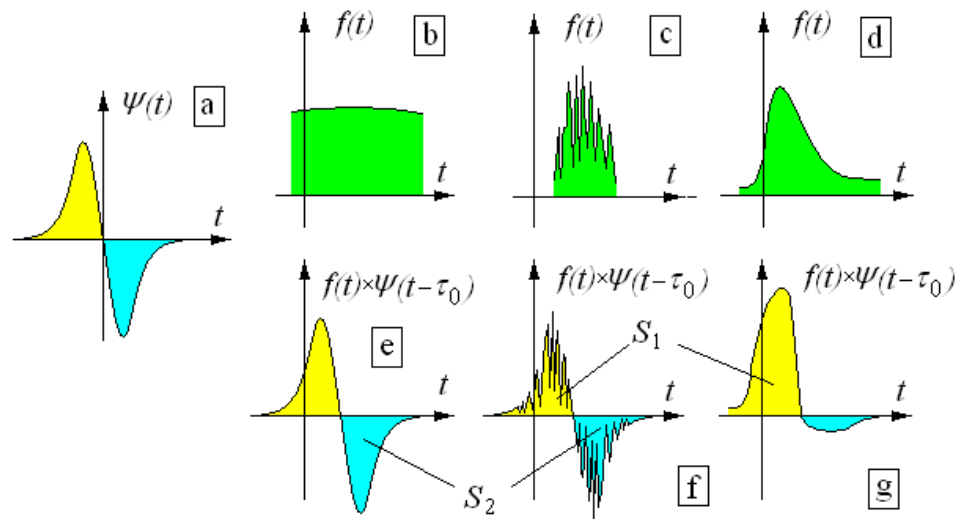


Рис. 2.14. До пояснення ідеї вейвлет-аналізу

a – вейвлет певного масштабу; $b-d$ – ділянки сигналу з різним масштабом флуктуацій; b – ділянка сигналу, де характерний тривалість елементу сигналу значно більша, ніж ширина вейвлету; c – ділянка сигналу, де характерна тривалість елементу сигналу значно менша, ніж ширина вейвлету; d – ширина вейвлету сумірна за розмірами з елементом сигналу; $e-g$ – результати множення вейвлету на сигнал із різним масштабом флуктуацій; S_1, S_2 – позитивна та негативна площі результату множення.

Зазначимо, що для розв’язання конкретної задачі аналізу сигналу існує оптимальна конфігурація вейвлету, вибір якої є далеко не простим.

Якщо звернути увагу на визначення вейвлет-перетворення, то можна побачити, що вейвлет-образ є функцією масштабу. Параметр s може бути як більше, так і менше одиниці, тобто віконна функція стискається або розширюється відповідно до s . Інакше кажучи, для кожного моменту часу існує ціла сукупність образів, отриманих для різних s . Саме завдяки цьому вейвлет-перетворення дає змогу детально проаналізувати поведінку сигналу в часі.

Спробуємо пояснити ідею вейвлет-перетворення, виходячи з наступних міркувань. Згідно з визначенням вейвлет-перетворення, для розрахунку образу необхідно здійснити такі операції:

1. Вибрати величину масштабу s . Відзначимо, що розрахунок образу починається із значення $s=1$. Далі величина s змінюється як у бік більше одиниці («вузькі» вейвлети), так і у бік s менше одиниці («широкі» вейвлети).

2. Зсунути вейвлет з масштабом s на певну τ .

3. Перемножити віконну функцію та сигнал. Природно, що певної величини добутку можна очікувати лише в інтервалі порівнянному з шириною вейвлета.

4. Провести інтегрування добутку.

Нехай ми маємо материнський вейвлет, подібний до зображеного на рис. 2.14, a і для певного τ_0 цей вейвлет займає позицію відносно сигналу таку, як зображено на рис. 2.14, b . Оскільки на ділянці в районі τ_0 сигнал практично постійний, то маємо результат множення віконної функції на сигнал, подібний до зображеного на рисунку рис. 2.14, e . Природно, що в такому випадку

результат інтегрування наближається до нуля. Величина «позитивних» площ $S_1 S_1$ приблизно дорівнює величині «негативних» площ S_2 .

Аналогічний результат ми отримуємо і у випадку, коли вейвлет зсунутий у район сигналу, де він має структуру меншу за масштаб, ніж вейвлет (див. рис. рис. 2.14, с).

І лише у випадку, коли вейвлет знаходиться в околі точки, де сигнал має масштаб флуктуацій, близький до ширини віконної функції, результат інтегрування буде суттєво відрізнятися від нуля. Таким чином, відмінність від нуля образу в певній точці τ для певної величини s свідчить про те, що саме тут сигнал має флуктуацію з аналогічним масштабом.

Продемонструємо ефективність вейлет-перетворення на прикладі сигналу на рис. 2.15. Цей сигнал нестационарний, проте в різні інтервали часу можна виділити стаціонарні ділянки, де частота сигналу постійна:

- 1-ша ділянка – 30 Гц (0-300 мкс),
- 2-га ділянка – 20 Гц (300-600 мкс),
- 3-тя ділянка – 10 Гц (600-800 мкс),
- 4-та ділянка – 5 Гц (800-1000 мкс).

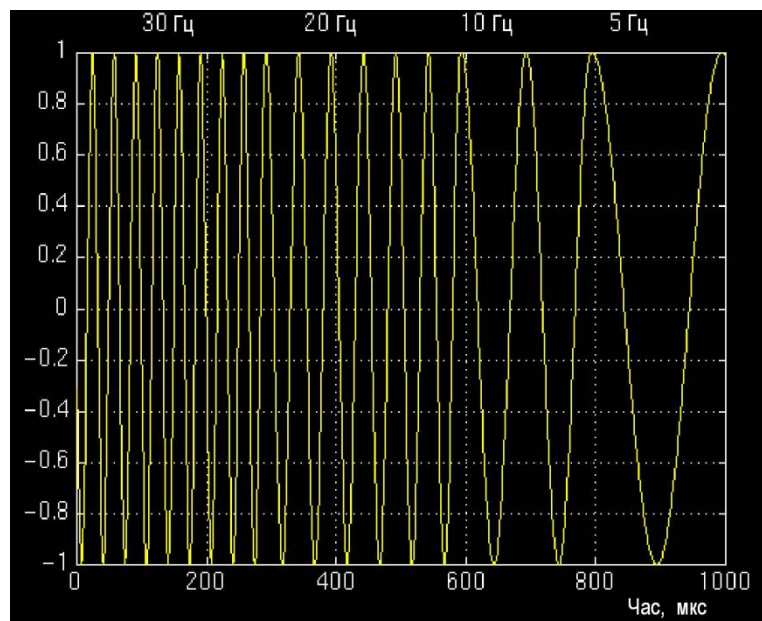


Рис. 2.15. Нестационарний сигнал, який складається з чотирьох стаціонарних ділянок із частотами 30 Гц (0-300 мкс), 20 Гц (300-600 мкс), 10 Гц (600-800 мкс) і 5 Гц (800-1000 мкс)

Взагалі, масштабний параметр вейвлет-перетворення s не можна напряму асоціювати з частотою. Тим не менш, можна стверджувати – чим «дрібніша» структура сигналу, тим більш високі частоти присутні в сигналі. Природно, що для сукупності гармонійних сигналів, які не перекриваються в часі (сигнал на рис. 2.15), аналогія між масштабом флуктуації сигналу і його частотою повна. Фактично масштаб флуктуації сигналу дорівнює половині періоду гармонійного сигналу. Або інакше – масштаб обернено пропорційний до частоти. Отже, аналізуючи вейвлет-образ такого сигналу, можна зробити

однозначний висновок не тільки про стаціонарність (або нестаціонарність) сигналу в певні інтервали часу, а й про зміну масштабу його флуктуацій, тобто зміну частоти.

Цей висновок підтверджується рис. 2.16, на якому наданий вейвлет-образ розглянутого сигналу

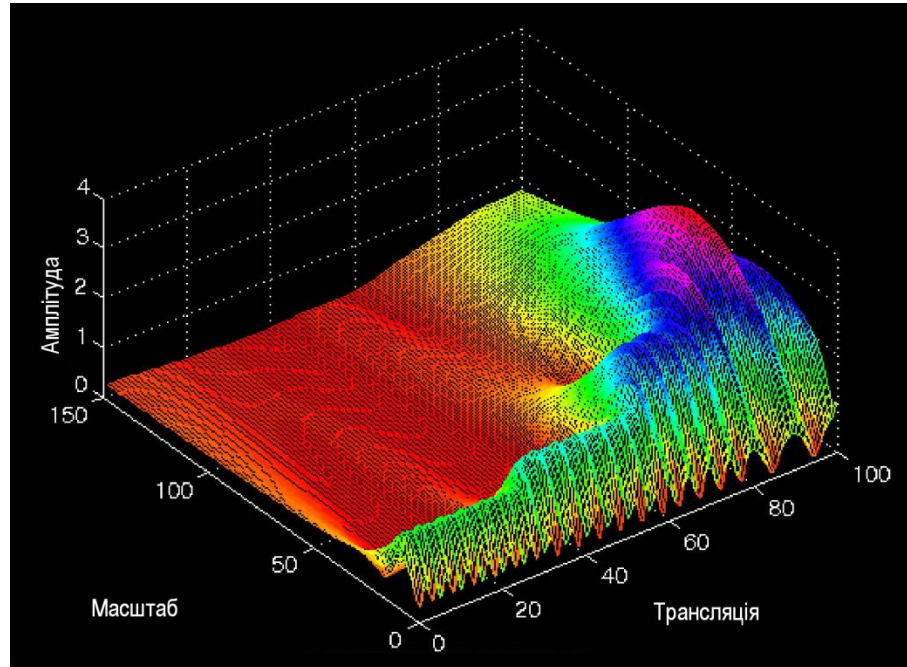


Рис. 2.16. Вейвлет-образ сигналу, зображеного на рис. 2.15

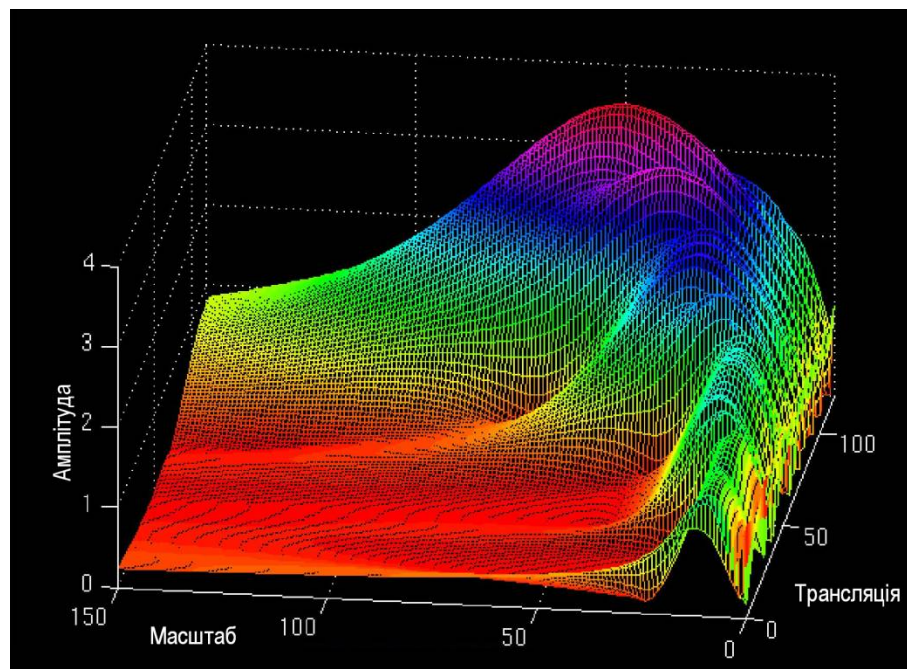


Рис. 2.17

На рис. 2.17. наданий той самий вейвлет-образ, зображений під іншим ракурсом.

Зазначимо, що зсув τ (на рисунку – трансляція) може бути асоційований із часом.

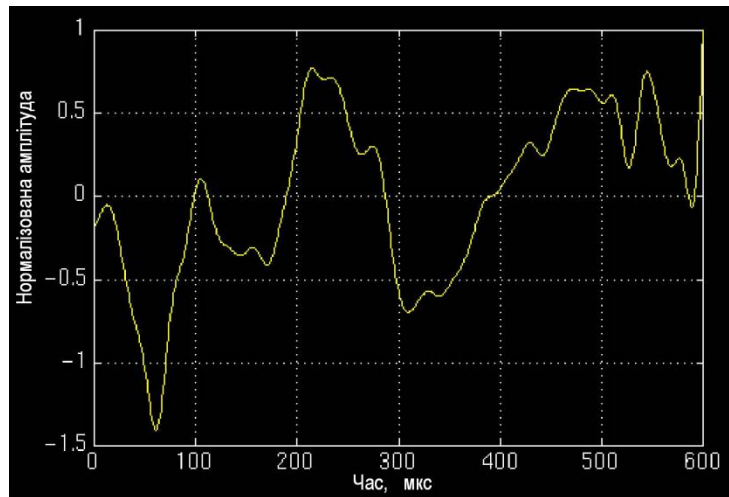


Рис. 2.18

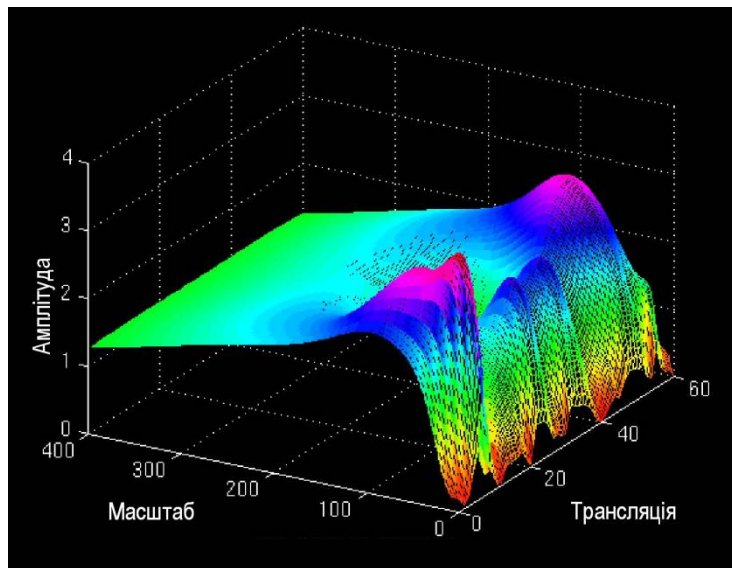


Рис. 2.19

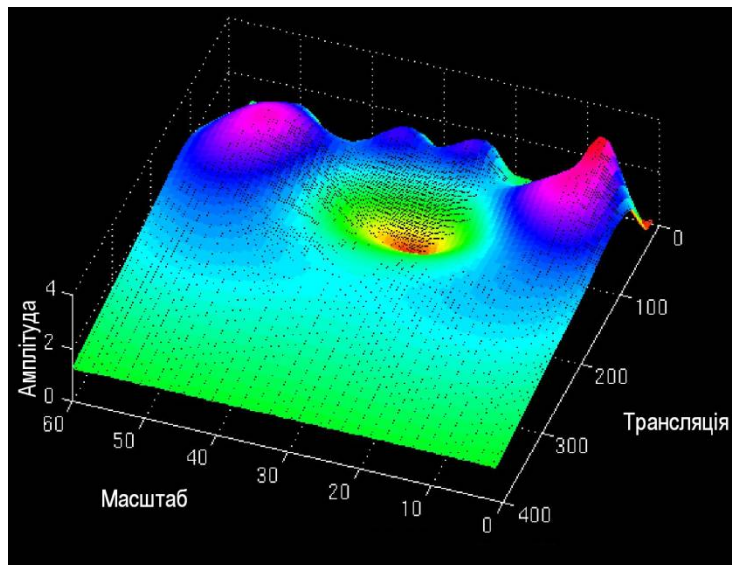


Рис. 2.20

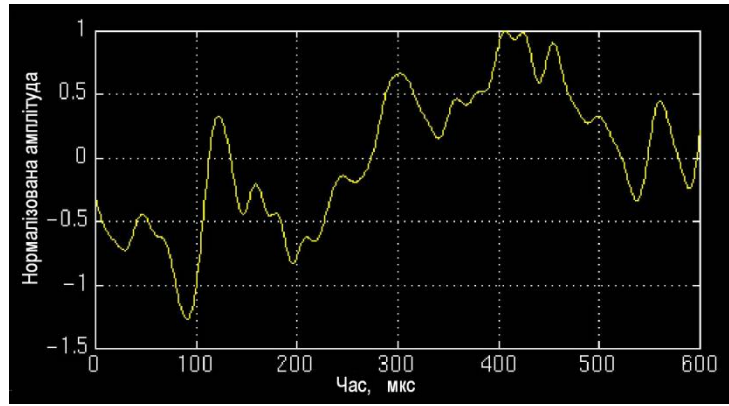


Рис. 2.21

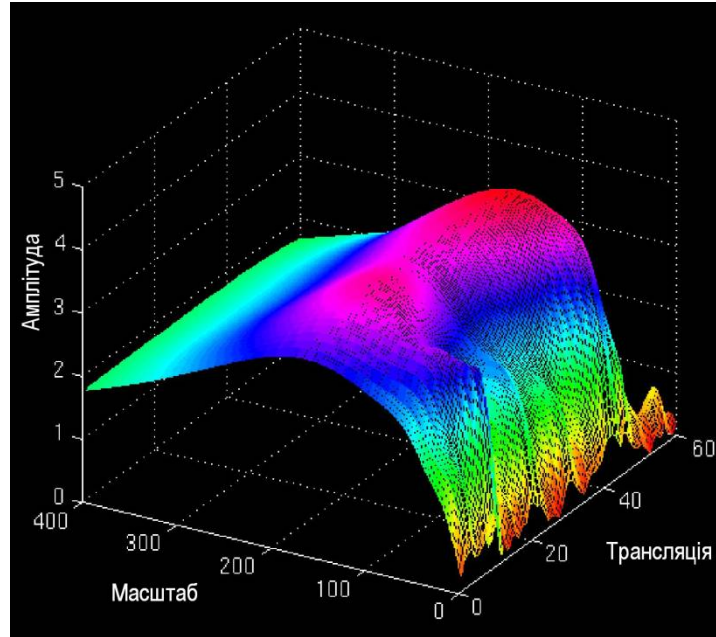


Рис. 2.22

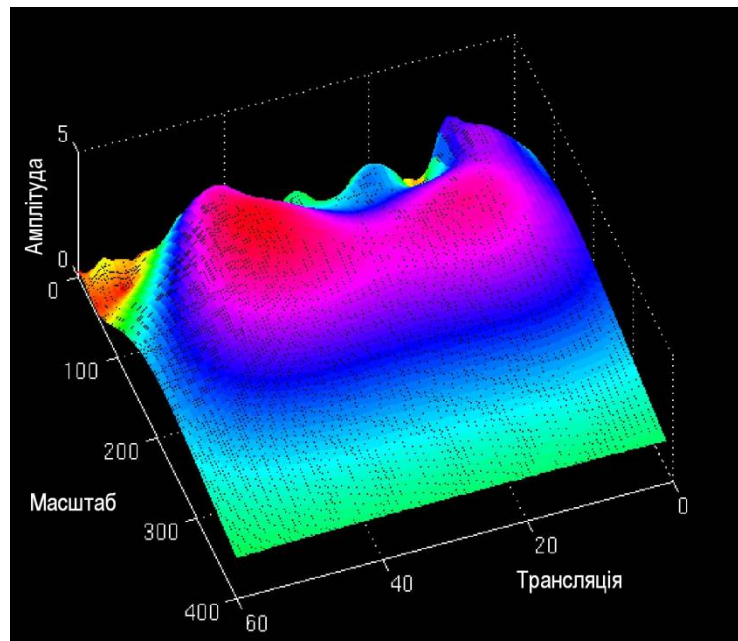


Рис. 2.23

З рисунків добре видно, що спочатку в сигналі спостерігаються найменші масштаби флуктуації (висока частота), які зростають і досягають максимуму в

кінці існування сигналу (частота 5 Гц).

Зауважимо, що вейвлет-перетворення, яке ми розглядали як «альтернативу» ОФП, не позбавлене недоліків. Наприклад, різна роздільна здатність за часом для різних масштабів флуктуації.

Відповідно, для відносно повного аналізу сигналу бажано застосовувати всі три, розглянуті нами перетворення: Фур'є-перетворення, ОФП, та вейвлет-перетворення.

Наведемо приклад реального застосування вейвлет-перетворення.

На рис. 2.18 представлена певна медична характеристика здорової людини. Вейвлет-образ цього сигналу ілюструється рис. 2.19 та рис. 2.20 (вейвлет-образ під іншим ракурсом).

Як бачимо з рисунків 2.19 та 2.20, в області «середніх масштабів» вейвлет-образ характеристики здорової людини має яскраво виражене провалля.

На рис. 2.21 наведена характеристика людини, яка хвора на хворобу Альцгеймера. На рис. 2.22 та 2.23 наведені вейвлет-образи.

Треба зазначити, що, порівнюючи рисунки 2.18 та 2.19, важко зробити висновки про відмінності в медичних характеристиках. Разом з тим, як чітко впливає з рисунків 2.19, 2.20 та 2.22, 2.23, у хворої людини у вейвлет-образі відсутнє провалля в області «середніх масштабів». Інакше кажучи, в цьому випадку саме вейвлет-перетворення дає нам можливість однозначно встановити діагноз хвороби.

2.5. Поняття про фільтрацію сигналу [4-6]

Варто зазначити, що операція фільтрації сигналу, як правило, здійснюється у випадку, коли сигнал наданий в частотному представленні. У загальному випадку процес фільтрації сигналу можна подати у вигляді такого ланцюжка:

1. $f(t) \xrightarrow{\mathfrak{F}} \mathfrak{F}(\omega)$ – трансформація сигналу до частотного представлення.
2. $\tilde{\mathfrak{F}}(\omega) = H(\omega)\mathfrak{F}(\omega)$ – множення Фур'є-образу сигналу на фільтруючу функцію (безпосередньо фільтрація).
3. $\tilde{\mathfrak{F}}(\omega) \xrightarrow{\mathfrak{F}^{-1}} \tilde{f}(t)$ – обернене Фур'є-перетворення, трансформація фільтрованого образу в часове представлення (отримання фільтрованого сигналу).

2.6. Деякі приклади фільтрації

2.6.1. Фільтрація адитивних завад

Відомо, що сигнал з адитивними завадами може бути записаний у вигляді

$$x(t) = f(t) + s_A(t), \quad (2.28)$$

де $s_A(t)$ – адитивна завада

Отже здійснимо першу операцію, отримуємо Фур'є образ від $x(t)$. Завдяки лінійності Фур'є-перетворення маємо:

$$\mathfrak{F}_x(\omega) = \mathfrak{F}(\omega) + S_A(\omega), \quad (2.29)$$

де $\mathfrak{F}(\omega)$ та $S_A(\omega)$ – Фур'є-образи сигналу та завади відповідно

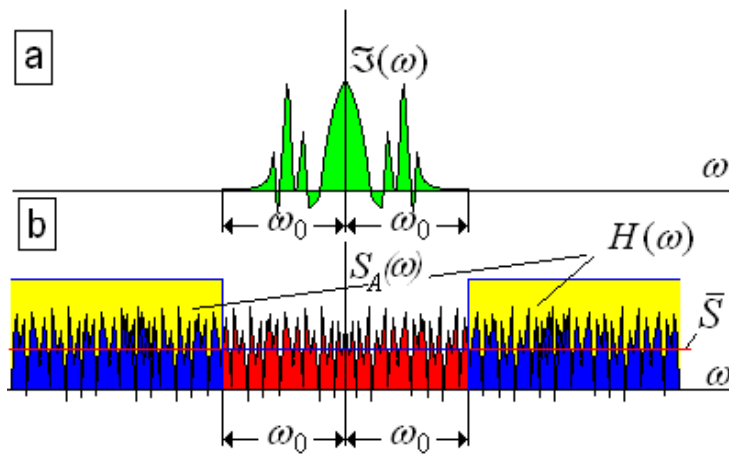


Рис. 2.24

Необхідно азначити, що, як правило, Фур'є-образ сигналу займає смугу частот набагато меншу, ніж завада (див. рис. 2.24). На рис. рис. 2.24, *b* наданий спектр завади, так званого «білого» шуму, який характеризується постійним середнім рівнем інтенсивності \bar{S} для всіх частот від $-$ до $+$ безмежності. Отже, вся енергія шуму рівномірно розподілена вздовж усієї осі частот. Разом із тим, енергія сигналу зосереджена на досить невеликому інтервалі (порівняно із смугою, яку займає завада) $2\omega_0$. Відповідно, якщо застосувати простий смуговий фільтр

$$H(\omega) \begin{cases} 1, & |\omega| \leq \omega_0 \\ 0, & \text{в р. інт.} \end{cases} \quad (2.30)$$

який має одиничне пропускання в інтервалі частот $-\omega_0, \omega_0$ та нульове пропускання за межами цього інтервалу, левову частку енергії завади буде відрізано.

Відповідно після оберненого Фур'є-перетворення маємо сигнал, який наближається до незашумленого сигналу

$$\tilde{x}(t) \rightarrow f(t). \quad (2.31)$$

2.6.2. Фільтрація мультиплікативних завад

Нехай маємо сигнал із мультиплікативними завадами:

$$x(t) = s_M(t)f(t). \quad (2.32)$$

Абсолютно зрозуміло, що простою фільтрацією позбутися такої завади не вдасться, оскільки Фур'є-образ від $x(t)$ є не що інше, як згортка:

$$\mathfrak{F}_x(\omega) = S_A(\omega) \otimes \mathfrak{F}(\omega). \quad (2.33)$$

Отже, перед тим як перейти до процедури фільтрації, зробимо ще одну додаткову операцію – логарифмування сигналу. Тоді замість (2.32) маємо

$$\ln[x(t)] = \ln[f(t)] + \ln[s_M(t)]. \quad (2.34)$$

Таку операцію досить просто здійснити, якщо пропустити сигнал через логарифмічний підсилювач. Як бачимо з 2.34, після логарифмування мультиплікативна завада перетворилася на адитивну.

Тому в подальшому основного впливу таких шумів можна позбутися за допомогою смугового фільтра. Природно, щоб отримати сигнал, який

наближається до $f(t)$, на останньому етапі необхідно пропустити відфільтрований сигнал через експоненціальний підсилювач, що здійснює операцію, обернену до логарифмування $\exp[\tilde{x}(t)] \rightarrow f(t)$.

2.6.3. Фільтрація постійної складової

Нехай маємо сигнал з деякою постійною складовою або зі складовою, що змінюється значно повільніше, ніж сигнал:

$$x(t) = f(t) + a, \quad (2.35)$$

Такої постійної «підставки» досить просто позбутися за допомогою фільтра, який відфільтровує дуже вузьку смугу в області низьких частот.

Дійсно завдяки лінійності Фур'є-перетворення Фур'є-образ від $x(t)$ має вигляд:

$$\mathfrak{F}_x(\omega) = \mathfrak{F}(\omega) + A(\omega). \quad (2.36)$$

При цьому, якщо час існування сигналу був досить тривалим, то $A(\omega) \rightarrow a\delta(\omega)$, оскільки, як випливає з таблиці 2.1, Фур'є-образ від одиниці – дельта-функція. Отже, застосувавши фільтр, який відфільтровує дуже вузьку смугу в області нульових частот (така фільтрація практично не впливає на сам сигнал), та зробивши обернене Фур'є-перетворення, можна позбутися постійної складової в сигналі.

2.6.4. Диференціювання сигналу

Операцію диференціювання сигналу можна також здійснити за допомогою його фільтрації.

Звернемося до виразу (2.5) та продиференціюємо за t ліву і праву частину. Маємо

$$\frac{df}{dt} = \int_{-\infty}^{\infty} (j\omega)\mathfrak{F}(\omega) \exp(j\omega t) d\omega. \quad (2.37)$$

Цей вираз фактично задає алгоритм необхідної фільтрації. Спочатку отримуємо Фур'є-образ сигналу $\mathfrak{F}(\omega)$. На наступному етапі пропускаємо цей образ через фільтр із функцією пропускання

$$H(\omega) = j\omega, \quad (2.38)$$

так званий ЛЧМ-фільтр (фільтр з лінійно модульованою частотою).

Після цього здійснюємо обернене Фур'є-перетворення та отримуємо похідну від сигналу.

На завершення проаналізуємо наслідки такої фільтрації для сигналу заданого послідовністю прямокутних імпульсів (цифрового сигналу). На рис. 2.25 наданий сам сигнал та його похідна. Оскільки геометричне тлумачення похідної є її асоціація з тангенсом нахилу дотичної до огинаючої сигналу, то цілком зрозуміло, що на ділянці 1-2 похідна має нульове значення. У точці 2 вона стрибком змінює свою величину з нуля на $+\infty$. Далі за точкою 2 похідна знову дорівнює нулю. Тобто в околі точки 2 похідна дорівнює дельта-функції. Нарешті, в точці 3, вона має величину $-\infty$. Або, іншими словами, в околі точки 3 похідна – від'ємна дельта-функція.

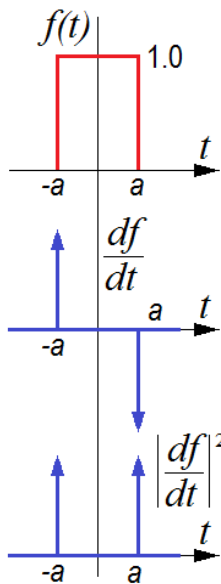


Рис. 2.25

Отже, операція диференціювання, яку можна виконати за допомогою частотної фільтрації при застосуванні її до послідовності прямокутних імпульсів, приводить до заміни цих імпульсів системою дуже коротких за часом сплесків, які виникають на початку та в кінці кожного прямокутного імпульсу.

На рис. 2.26 наведено приклад диференціювання зображення. Як бачимо, таку операцію, застосовану до зображень, які характеризуються постійною яскравістю в певних регіонах і рівень якої змінюється від області до області, можна трактувати як операцію оконтурювання.

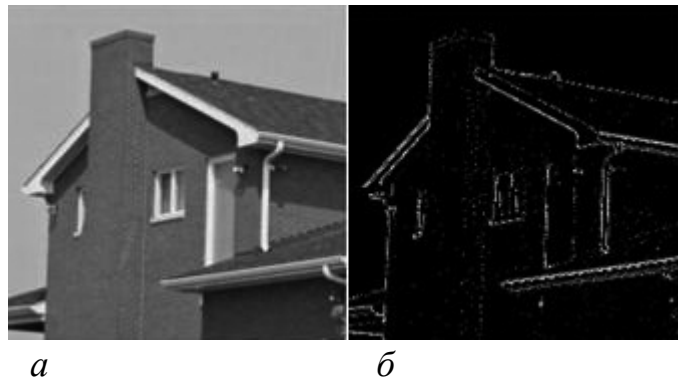


Рис. 2.26

a – початкове зображення; *б* – результат фільтрації

2.7. Розповсюдження оптичної хвилі [1,5,6,9]

2.7.1. Розповсюдження оптичної хвилі у вільному просторі

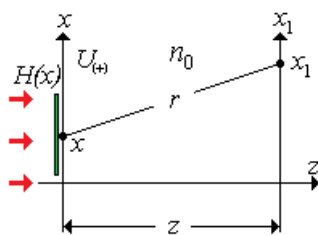


Рис. 2.27

Нехай одинична за інтенсивністю плоска хвиля (рис. 2.27), яка розповсюджується в середовищі з показником заломлення n_0 , освітлює тонкий транспарант із пропусканням (у загальному випадку – комплексним) $H(x)$. Відповідно до (1.19) поле безпосередньо за транспарантом дорівнює:

$$U_{(+)}(x) = H(x) = A(x)e^{j\Phi} \quad (2.39)$$

Тоді можна вважати, що кожна точка поля за транспарантом є точковим джерелом із модулем амплітуди та фазою відповідно до (2.39).

Виберемо довільне точкове джерело, розташоване в точці x . Від такого точкового джерела розповсюджується сферична хвиля, яка у площині x_1 в одновимірному випадку описується комплексною амплітудою:

$$U_{ca} = \frac{1}{\sqrt{r}} H(x) \exp(jkn_0 r) \quad (2.40)$$

де

$$r = \sqrt{z^2 + (x_1 - x)^2}. \quad (2.41)$$

Для двовимірного випадку множник $\frac{1}{\sqrt{r}}$ в (2.41) трансформується в

множник $\frac{1}{r}$.

Поле в точці x_1 є результатом інтерференції всіх таких хвиль, які надійшли з площини x :

$$U(x_1) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{r}} H(x) \exp(jkn_0 r) dx. \quad (2.42)$$

Будемо вважати, що поперечні розміри транспаранта та розміри області у площині x_1 , де проводиться аналіз поля, малі порівнянно з відстанню z між площинами x та x_1 . Тоді r може бути апроксимоване як:

$$r \approx z + \frac{(x_1 - x)^2}{2z}. \quad (2.43)$$

Додамо, що амплітудний множник $\frac{1}{\sqrt{r}}$ може бути апроксимований ще більш грубо $\frac{1}{\sqrt{r}} \approx \frac{1}{\sqrt{z}}$. Відповідно вираз (2.42) перепишеться у вигляді:

$$U(x_1) = \frac{1}{\sqrt{z}} \exp(jkn_0 z) \int_{-\infty}^{\infty} H(x) \exp[j \frac{kn_0}{2z} (x_1 - x)^2] dx. \quad (2.44)$$

Вираз (2.44) іноді називають перетворенням Френеля від функції $H(x)$. Цей вираз описує розповсюдження промодульованої транспарантом $H(x)$ хвилі в області дифракції Френеля.

Зробимо ще одне наближення:

$$\frac{(x_1 - x)^2}{2z} = \frac{1}{2z} (x_1^2 + x^2) - \frac{1}{z} x_1 x \approx -\frac{1}{z} x_1 x. \quad (2.45)$$

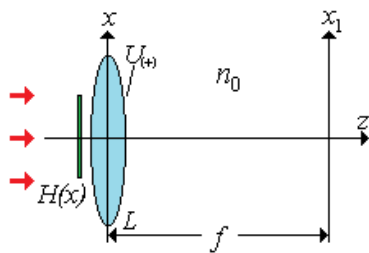
Тоді (2.45) набуває вигляду:

$$U(x_1) = \frac{1}{\sqrt{z}} \exp(jkn_0 z) \int_{-\infty}^{\infty} H(x) \exp(-jwx) dx, \quad (2.46)$$

де $w = \frac{kn_0}{z} x_1$. Вираз (2.46) описує розповсюдження промодульованої транспарантом $H(x)$ хвилі в області дифракції Фраунгофера і є перетворенням Фур'є в координатах $w = \frac{kn_0}{z} x_1$.

2.7.2. Реалізація фур'є-перетворення в оптиці і в інтегральній оптиці зокрема [5,6]

Нехай плоска хвиля (рис. 2.28) освітлює транспарант $H(x)$. Відповідно поле $U_{1(+)}$ зразу ж за транспарантом дорівнює його пропусканню. Впритул до транспаранта розташований об'єктив L із фокусною відстанню f . Після проходження лінзи поле описується комплексною амплітудою [5]:



$$\begin{aligned} U_{2(+)} &= H(x)L(x) = \\ &= H(x) \exp(-j \frac{kn_0}{2f} x^2) \end{aligned} \quad (2.47)$$

На деякій відстані z , згідно з (1.24), поле має такий вигляд:

$$\begin{aligned} U(x_1) &= \frac{1}{\sqrt{z}} \exp(jkn_0 z) \exp(j \frac{kn_0}{2z} x_1^2) \times \\ &\times \int_{-\infty}^{\infty} H(x) \exp[j \frac{kn_0}{2z} x^2 (\frac{1}{z} - \frac{1}{f})] \exp(-j \frac{kn_0}{z} x_1 x) dx. \end{aligned} \quad (2.48)$$

Рис. 2.28

З (2.48) випливає, що при $z=f$, $U(x_1)$ з точністю до квадратичного фазового

множника $\exp(j \frac{kn_0}{2z} x_1^2)$ дорівнює Фур'є-образу від $H(x)$.

Можна показати [6], що для випадку, якщо транспарант розташований на деякій відстані z_0 до лінзи (або навіть позаду неї), поле $U(x_1)$ також пропорційне Фур'є-образу від $H(x)$ і квадратичному фазовому множнику, який зникає лише у випадку, коли $z_0 = f$, тобто коли транспарант розміщений у передній фокальній площині об'єктива. Але у будь-якому випадку інтенсивність поля у площині x_1 завжди дорівнює спектру потужності від $H(x)$

$$I(x) = \left| \mathfrak{F}\left(\frac{kn_0}{f} x_1\right) \right|^2. \quad (1.49)$$

Зрозуміло, що вищезазначені співвідношення залишаються актуальними і для систем інтегральної оптики, а планарні фокуруючі елементи реалізують одновимірне перетворення Фур'є.

А от операції згортки та кореляції, як впливає з виразів (2.17), можуть реалізуватися на основі операції множення та перетворення Фур'є.

2.8. Нейронні і нейроподібні мережі та їх оптична реалізація [12-15]

2.8.1. Структура нейронних мереж

Основне призначення нейронної (або нейроподібної) мережі (НМ) пов'язане із завданням розпізнавання образів [12?]. При цьому використовується асоціативний принцип розпізнавання, а кінцеве рішення про належність певного образу до того чи іншого класу, відповідь на питання „ТАК” або „НІ” приймається на імовірнісній основі. Базуючись на даному трактуванні, загалом алгоритм роботи НМ зводиться до порівняння за асоціативними ознаками образу, що аналізується, з образом, який зберігається в НМ. Тобто певною мірою НМ може бути інтерпретована як асоціативно-запам'ятовуючий пристрій (АЗП). При подаванні на вхід такого АЗП певного образу (або його частини) відбувається його порівняння з образом, що зберігається в мережі, та на її виході формується образ (або сигнал, що відповідає образу), найбільш близький до вхідного сигналу. Такі дії НМ можливі лише в тому випадку, коли в НМ попередньо «записується» певна кількість еталонних образів, які відповідають тому класу, до якого належить вхідний образ. Процес запису образів в НМ має назву навчання мережі. Отже, чим більше образів цього класу записано до

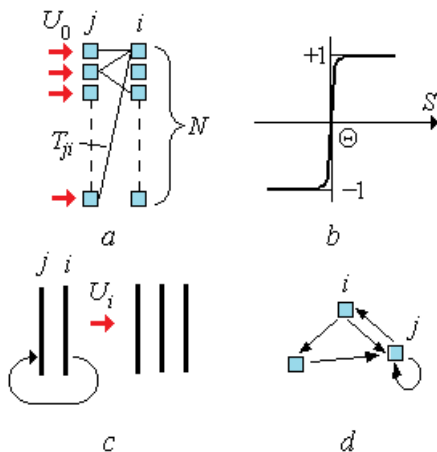


Рис. 2.29. До структури нейронної мережі

a – два шари НМ з N елементами в кожному шарі; U_0 – вхідний сигнал; T_{ij} – зв'язок між елементами першого та другого шару НМ; b – схема функціонування елемента НМ; c – структура шарів НМ; d – можлива конфігурація шарів НМ

мережі, тим більше імовірність правильного розпізнавання вхідного образу.

На рис. 2.29, а зображена деяка структура (мережа), яка складається з шарів j та i , які в свою чергу складаються з N елементів. Зазначимо, що в загальному випадку в кожному шарі може бути різна кількість елементів. Нехай на таку мережу поступає сигнал:

$$U_0 = \sum_j^N U_j, \quad (2.50)$$

де U_j – елементарний сигнал, що поступає на j -й елемент 1-го шару.

Таку мережу будемо називати нейронною (або нейроподібною), якщо мережа має такі властивості [14?]:

1. У залежності від величини вхідного сигналу S вихідний сигнал (реакція) елемента (нейрона) може приймати значення лише $+1$ або -1 (див. рис. 2.29, б). У дійсності вихідні сигнали (стани) можуть бути і іншими або з ними можуть бути асоційовані інші рівні вихідного сигналу, наприклад 0 та 1 . У будь-якому випадку елемент спрацьовує як пороговий, тобто при досягненні вхідного сигналу певного значення Θ вихідний сигнал елемента стрибком змінює своє значення.

2. Вхідний сигнал на i -му елементі 2-го шару визначається співвідношенням

$$U_{0i} = \sum_{j=1}^N T_{ji} U_j(t), \quad (2.51)$$

де T_{ji} – визначає зв'язок між нейронами j та i першого та другого шарів НМ.

Тоді вихідний сигнал з i -го нейрона може бути таким:

$$\begin{cases} U_i(t+1) = NL\{U_{0i}(t)\} = +1, & U_{0i} = \sum_{j=1}^N T_{ji} U_j(t) > \Theta \\ U_i(t+1) = NL\{U_{0i}(t)\} = -1, & U_{0i} = \sum_{j=1}^N T_{ji} U_j(t) \leq \Theta \end{cases} \quad (2.52)$$

де $U_i(t+1)$ – умовне позначення стану елемента після впливу на нього вхідного сигналу, яке вказує, що існує певний час релаксації нейрона; NL – нелінійний оператор, який забезпечує стрибкоподібну зміну вихідного сигналу; Θ – порогове значення вхідного сигналу, яке, зазвичай, однакове для всіх нейронів.

Виходячи з виразу (2.52) та рисунка 2.29, а технічну модель нейрона можна уявити собі як певний пристрій, який містить:

- *суматор*, який об'єднує сигнали, що надходять з попереднього шару;
- *нелінійний оператор*;
- *розподільвач*, який через міжз'єднання передає результат обробки або на наступний шар, або на вихід системи.

Зазначимо, що можливий варіант, коли вихідний сигнал із виходу i -го шару знову ж подається на вхід j -го, тобто утворюється ланка додатнього або від'ємного зворотного зв'язку (рис. 2.29, с). При цьому шари мережі виділяються досить умовно. Насправді, такий поділ НМ на шари не завжди можливий, оскільки зв'язки між нейронами можуть мати випадковий характер і відповідно „архітектура” НМ має вигляд, подібний до зображеної на рис. 2.29, d.

2.8.2. Алгоритм роботи нейронної мережі. Алгоритм Хопфілда

Перед процесом навчання $T_{ji}=0$, тобто всі зв'язки мають нульове значення.

Отже, для функціонування НМ необхідно задати цим зв'язкам конкретні значення, тобто потрібно виконати операцію навчання мережі. Суть цієї операції полягає в тому, що на вхід мережі подається M (M -кратне навчання) сигналів $U^{(m)}$. При цьому значення довільного зв'язку T_{ji} встановлюються згідно з рівнянням:

$$T_{ji} = \sum_{m=1}^M U_i^{(m)} U_j^{(m)}. \quad (2.53)$$

При цьому

$$\begin{cases} U_i^{(m)} U_j^{(m')} = +1 & U_i^{(m)} = U_j^{(m')} \\ U_i^{(m)} U_j^{(m')} = -1 & U_i^{(m)} \neq U_j^{(m')} \end{cases}. \quad (2.54)$$

При поданні на вхід НМ сигналу можливі дві ситуації:

1. НМ „скочується” до одного з образів, що зберігаються в її пам'яті, тобто на виході мережі генерується цей образ.
2. НМ виходить у режим автоколивань, тобто на виході формується змінний у часі періодичний сигнал. Мережа „не може” визначитися, який образ їй запропоновано.

На вхід мережі подається сигнал $\hat{U}^{m_0}(t)$. Тоді на виході i -го шару НМ формується сигнал:

$$\dot{U}_i^{m_0}(t+1) = NL\{\sum_{j=1}^N T_{ji} \hat{U}_j^{m_0}(t)\}. \quad (2.55)$$

Згідно з рівнянням (2.53) маємо:

$$\dot{U}_i^{m_0}(t+1) = NL\{\sum_{j=1}^N \sum_{m=1}^M U_i^{(m)} U_j^{(m)} \hat{U}_j^{m_0}(t)\}. \quad (2.56)$$

Нехай образ \hat{U}^{m_0} найбільш близький до образу U^m , що зберігається в пам'яті мережі. Тоді

$$\dot{U}_i^{m_0}(t+1) = NL\{\sum_j^N U_i^{m_0} U_j^{m_0} \hat{U}_j^{m_0} + \sum_{j=1}^N \sum_{m \neq m_0}^M U_i^{(m)} U_j^{(m)} \hat{U}_j^{m_0}\}. \quad (2.57)$$

Нехай N_{m_0} – кількість бітів, що збігаються в образах \hat{U}^{m_0} і U^m . Тоді (2.57) за виконання умов (2.54) трансформується до вигляду:

$$\dot{U}_i^{m_0}(t+1) = NL\{N_{m_0} U_i^{m_0} - (N - N_{m_0}) U_i^{m_0} + \sum_{j=1}^N \sum_{m \neq m_0}^M [U_j^{(m)} \hat{U}_j^{m_0}] U_i^{(m)}\} \quad (2.58)$$

або

$$\dot{U}_i^{m_0}(t+1) = NL\{(2N_{m_0} - N) U_i^{m_0} + \sum_{j=1}^N \sum_{m \neq m_0}^M [U_j^{(m)} \hat{U}_j^{m_0}] U_i^{(m)}\}. \quad (2.59)$$

Другий доданок у фігурних дужках прямує до нуля, оскільки образи \hat{U}^{m_0} та U^m різні. Відповідно кількості – та + одиниць, що утворюються при множенні $U_j^{(m)}$ та $\hat{U}_j^{m_0}$, приблизно рівні за статистикою. Результат внеску цього доданка у вихідний сигнал незначний і формує так званий шум мережі.

Кінцеве значення виразу (2.59) залежить від співвідношення $2N_{m_0}$ та N , а також дії („настройки”) нелінійного оператора NL , величини порогового значення Θ , яке визначає перехід вихідних нейронів у стан – або +1. Враховуючи це, можна стверджувати, що при повторному поданні сигналу $\dot{U}_i^{m_0}$ на вхід мережі вона або „скотиться” до образу U^{m_0} , який буде формуватися на виході НМ, або буде знаходитися у стані автоколивань (не зможе сформувати на виході жодного образу, що зберігається в пам'яті).

Друга ситуація відбувається коли поріг Θ встановлюється невиправдано високим. Це призводить до того, що навіть при великій різниці $2N_{m_0}$ і N ($2N_{m_0} - N \rightarrow 0$) на виході нейрона формується -1 . При цьому не є оптимальним і низький поріг Θ , оскільки в такому випадку НМ буде прямувати до хибного образу.

Ще раз зазначимо, що якість (імовірність правильного) розпізнавання образу пов'язана з кількістю актів навчання мережі M , тобто суттєво залежить від кількості образів одного класу, які зберігаються в пам'яті НМ.

2.8.3. Перспективи розвитку оптичних нейронних мереж

Можна показати, що кількість образів, що можуть бути ефективно записані до пам'яті нейронної мережі, визначається співвідношенням:

$$M \approx 0,15N. \quad (2.60)$$

Отже кількість нейронів у шарі мережі N визначає її потужність та роздільну здатність [15?].

Кількість вхідних нейронів НМ називається коефіцієнтом об'єднання K_u . Кількість вихідних нейронів називають коефіцієнтом розгалуження K_s . Відповідно максимальна кількість зв'язків $K_T \max$ між нейронами дорівнює $K_u K_s$. У реальному випадку кількість зв'язків K_T менша, ніж ця величина, оскільки в мережі додатково реалізуються так звані порожні зв'язки ($T_{ji}=0$).

У більшості випадків для нормальної роботи мережі K_o і K_p повинні мати величину, близьку до $10^3 \div 10^6$. Відповідно

$$10^3 \div 10^6 < K_T < 10^6 \div 10^{12} \quad (2.61)$$

З літератури відомо [??], що найкращі варіанти НМ, що побудовані на електронній основі, мають $K_T \sim < 10^3$. Цей факт зумовлений тим, що кожен нейрон є мікропроцесором певного типу і відповідно кожен нейрон потребує програмної підтримки, основною з яких є комутація оброблених даних. При цьому час обробки та енергетичні затрати катастрофічно зростають при збільшенні кількості нейронів у мережі.

Враховуючи те, що результат обробки сигналу в НМ має імовірнісний характер, перспективним напрямом їх побудови є формування мережі як аналогового процесора, елементи якого працюють незалежно і автономно, а „комутація” вихідних сигналів здійснюється автоматично. У цьому сенсі оптичні реалізації НМ мають беззаперечні переваги перед іншими типами аналогових нейронних мереж. Ці переваги зумовлені такими міркуваннями:

1. Вхідний сигнал, що формується як певне зображення, може мати надзвичайно велику кількість елементів, яка обмежується лише роздільною здатністю оптичної системи. Саме ця кількість $n \times n$ визначає кількість нейронів в шарі (K_u, K_s) і може сягати величини $10^6 \div 10^8$ в тривимірному та $n \sim 10^3 \div 10^4$ у планарному варіантах.

2. В оптичних мережах стандартна цифра, яка визначає кількість зв'язків $KT \sim n^3$ (тривимірний варіант) та $KT \sim n^3$ (планарний варіант). Отже, кількість зв'язків, що може бути утворена в тривимірному варіанті, має величину $10^9 \div 10^{12}$ та в планарному відповідно $10^{9/2} \div 10^6$.

3. Швидкість обробки сигналів в оптичній мережі обмежується лише швидкістю розповсюдження світла через оптичну систему.

2.8.4. Реалізація оптичних нейронних мереж

2.8.4.1. Оптична нейронна мережа з процесорним ядром у вигляді безопорної голограми

Нехай в оптичну систему (рис. 2.30, а) подається поле U_0 , яке умовно поділене на поля U_1 та U_2 . Тоді у фокальній площині об'єктива L_1 сформується поле:

$$U(x_f) = \mathfrak{F}\{U_1 + U_2\} = \mathfrak{F}_1 + \mathfrak{F}_2, \quad (2.62)$$

де $\mathfrak{F}_1, \mathfrak{F}_2$ – Фур'є-образи полів U_1 та U_2 відповідно.

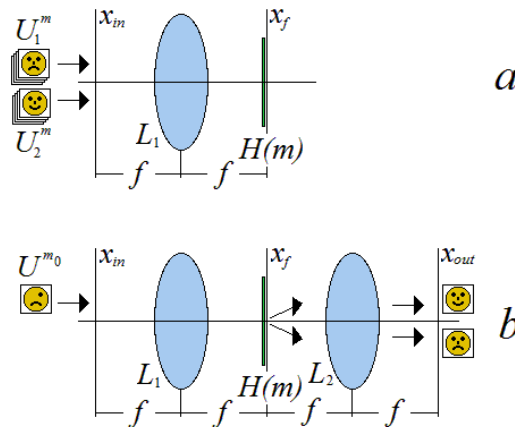


Рис. 2.30

Інтенсивність поля у площині x_f описується співвідношенням:

$$I(x_f) = |U(x_f)|^2 = |\mathfrak{F}_1|^2 + |\mathfrak{F}_2|^2 + \mathfrak{F}_1^* \mathfrak{F}_2 + \mathfrak{F}_1 \mathfrak{F}_2^*. \quad (2.63)$$

Нехай в площині x_f розміщений фоточутливий матеріал (ФЧМ), зміна локальних параметрів якого (наприклад почорніння) відбувається пропорційно до інтенсивності падаючого світла. Тоді можна вважати, що в цій площині записується транспарант $H(x_f)$ з пропусканням $\sim I(x_f)$. Аналогічно на одне місце ФЧМ може бути записано декілька розподілів інтенсивності, що відповідають різним вхідним полям. Отже, в кінцевому випадку пропускання транспаранту може бути описане виразом

$$H(x_f) = \sum_m^M I^{(m)} = \sum_m^M \{ |\mathfrak{F}_1^m|^2 + |\mathfrak{F}_2^m|^2 + \mathfrak{F}_1^{m*} \mathfrak{F}_2^m + \mathfrak{F}_1^m \mathfrak{F}_2^{m*} \}. \quad (2.64)$$

Такий процес запису транспаранту може бути названий як процес «навчання» системи.

Окреслимо ще кілька припущень:

1. Вхідні поля U_1^m та U_2^m мають відносно дрібну структуру.
2. Поля U_k^i та U_l^j абсолютно різні, якщо $i \neq j$ і навіть $k=l$.

Тоді справедливим є співвідношення

$$\begin{cases} \varphi_{kl} = U_k^i * U_l^j \rightarrow \delta(x_m), & \begin{cases} i = j \\ k = l. \end{cases} \\ \varphi_{kl} = U_k^i * U_l^j \rightarrow 0, & i \neq j \end{cases} \quad (2.65)$$

Нехай на вхід системи подається поле U^{m_0} (рис. 2.30, b), близьке до будь-

якого образу, наприклад U_1^m , записаного в системі. Тоді кореляційна функція

$$\varphi = U_1^m * U^{m_0} = \alpha \delta(x_m) \quad (2.66)$$

де $\alpha < 1$, не дорівнює нулю.

Поле в площині x_ϕ описується виразом:

$$U(x_f) = \mathfrak{I}^{m_0} H(x_f) = (\mathfrak{I}^{m_0} \mathfrak{I}_1^{m*}) \mathfrak{I}_1^m + (\mathfrak{I}^{m_0} \mathfrak{I}_1^{m*}) \mathfrak{I}_2^m + R^{m,m_0}, \quad (2.67)$$

де R^{m,m_0} об'єднує всі інші доданки.

Розташуємо після транспаранту $H(x_f)$ (рис. 2.30, b), ще один оптичний каскад з об'єктивом L_2 , який віддалений від транспаранта на величину фокусної відстані. Тоді (з зазначенням, що не відбувається відокремлення прямого та оберненого Фур'є-перетворення) в його задній фокальній площині поле є Фур'є-образом від поля $U(x_f)$:

$$U(x_{out}) = \mathfrak{I}\{(\mathfrak{I}^{m_0} \mathfrak{I}_1^{m*}) \mathfrak{I}_1^m\} + \mathfrak{I}\{(\mathfrak{I}^{m_0} \mathfrak{I}_1^{m*}) \mathfrak{I}_2^m\} + \mathfrak{I}\{R^{m,m_0}\}. \quad (2.68)$$

Кожний із доданків (2.68) є Фур'є-перетворенням від добутку трьох функцій і при застосуванні теорем про Фур'є-перетворення добутку двох функцій та теорем про згортку та кореляцію може бути обчислений за такою схемою:

$$\mathfrak{I}\{(\mathfrak{I}_k \mathfrak{I}_p^*) \mathfrak{I}_q\} = \mathfrak{I}\{(\mathfrak{I}_k \mathfrak{I}_p^*)\} \otimes U_q = (U_k * U_p) \otimes U_q. \quad (2.69)$$

Результат такої операції для третього доданка згідно з (2.65) прямує до 0, оскільки при цьому отримуються так звані кросс-кореляційні функції (кореляційні функції різних величин (друге рівняння співвідношення)). Цей доданок формує шум системи (аналогічно другому доданку в (2.67)).

1-ий та 2-ий доданки формують поле, яке описується виразом:

$$U(x_m) = \alpha [\delta(x_m) \otimes U_1^m + \delta(x_m) \otimes U_2^m] + \text{шум}. \quad (2.70)$$

Звідси отримуємо

$$U(x_m) = \alpha [U_1^m + U_2^m] + \text{шум}, \quad (2.71)$$

ослаблене в α разів зображення полів U_1^m та U_2^m . $U(x_{out})$ можна знову подати на вхід системи за допомогою використання просторово-часових модуляторів, цифрового комп'ютера та додаткових світлоподільвачів. Це призведе до відповідного перерозподілу інтенсивності між полями U_1^m, U_2^m та шумовим компонентом: шумовий компонент зменшиться. Крім цього, на виході системи можна встановити нелінійний пристрій, якій додатково буде проводити підсилення корисного сигналу та зменшувати шумову компоненту. Отже, дію такої системи можна розглядати як дію, аналогічну дії нейтронної мережі. Так само як НМ система з безопорною голограмою працює як АЗП і скочується до певного образу, що записаний на безопорній голограмі.

2.8.4.2. Оптична нейронна мережа з процесорним ядром у вигляді узгодженого фільтра

В оптичну систему (рис. 2.31, а) подається поле U_0 , яке є сукупністю полів U^m . При цьому кожний наступний вхідний образ зсувається у вхідній площині на величину Δ_m :

$$\Delta_m = (m - 1)\Delta. \quad (2.72)$$

З (2.72) випливає, що перший вхідний образ відцентрований відносно осі системи.

Тоді поле U_0 має вигляд:

$$U_0 = \sum_m^M U^m [x_m - (m - 1)\Delta]. \quad (2.73)$$

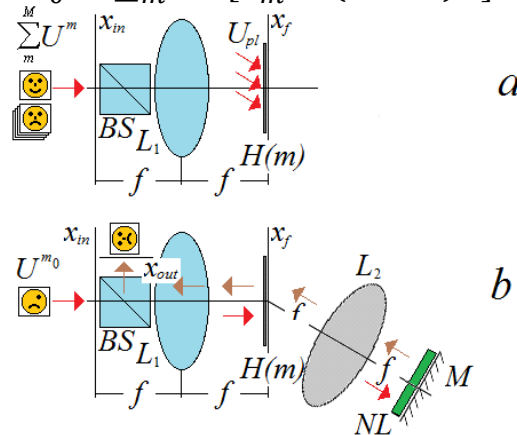


Рис. 2.31

Враховуючи теорему зсуву, поле у фокальній площині об'єктива L_1 опишеться виразом:

$$U(x_f) = \sum_m^M \exp\left\{-j \frac{k}{2f} (m - 1)\Delta x_f\right\} \mathfrak{F}^m. \quad (2.74)$$

Нехай в площину x_f спрямовано паралельний пучок – плоску хвилю P під кутом α до осі системи. У такому випадку розподіл інтенсивності в цій площині буде мати вигляд:

$$\begin{aligned} I(x_f) &= |U(x_f) + P|^2 = |U(x_f)|^2 + |P|^2 + \\ &+ \sum_m^M \exp\left\{j \frac{k}{2f} (m - 1)\Delta x_f\right\} \mathfrak{F}^{m*} \exp(jkx_f \sin \alpha) + \\ &+ \sum_m^M \exp\left\{-j \frac{k}{2f} (m - 1)\Delta x_f\right\} \mathfrak{F}^m \exp(-jkx_f \sin \alpha) \end{aligned} \quad (2.75)$$

Далі відбувається фіксація отриманого розподілу на фотоносій. Отже, як і в попередньому випадку, проводиться своєрідна операція навчання, при якій сукупність образів заноситься до пам'яті системи.

Нехай на вхід системи подається поле U^{m_0} (рис. 2.31, b), близьке до будь-якого образу, наприклад U_1^m , записаного в системі. При цьому:

1. Образ, що подається центрований відносно осі системи.
2. Виконуються вимоги до полів, сформульовані вище, і як наслідок виконуються співвідношення (2.65, 2.66).

Поле у площині x_f описується виразом

$$\begin{aligned}
 U(x_f) &= \mathfrak{I}^{m_0} H(x_f) = \\
 &= \mathfrak{I}^{m_0} \mathfrak{I}^{m^*} \exp \left\{ j \frac{k}{2f} (m-1) \Delta x_f \right\} \exp(jkx_f \sin \alpha) + R^{m, m_0}, \quad (2.76)
 \end{aligned}$$

де R^{m, m_0} об'єднує всі інші доданки.

Перший доданок в (2.76) може бути трансформований до вигляду:

$$U_1 = \mathfrak{I}^{m_0} \mathfrak{I}^{m^*} \exp(jk\delta_{m_0} x_f) \quad (2.77)$$

де $\delta_{m_0} = \frac{1}{2f} (m_0 - 1) \Delta + \sin \alpha$.

Додамо після транспаранта $H(x_f)$ (рис. 2.31, б) ще один оптичний каскад з об'єктивом L_2 , який розташований на фокусній відстані від транспаранта, але його оптична вісь за напрямком збігається з напрямком розповсюдження плоскої хвилі P . Тоді експонентний множник у (2.77) можна трактувати як дію пропускання транспаранта типу призма (клин), який встановлений безпосередньо за $H(x_f)$ і який просто розвертає відновлене поле на певний кут, що задається нахилом паралельного пучка P та зсувом образу U^{m_0} в початковому полі U_0 . Тоді у площині, перпендикулярній до оптичної осі каскаду, поле буде описуватися виразом:

$$\begin{aligned}
 U(x_f) &= \mathfrak{I}^{m_0} H(x_f) = \\
 &= \mathfrak{I}^{m_0} \mathfrak{I}^{m^*} \exp \left\{ j \frac{kx_f}{2f} (m-1) \Delta \right\} \exp(jkx_f \sin \alpha) + R^{m, m_0}. \quad (2.78)
 \end{aligned}$$

Після оберненого Фур'є-перетворення вихідне поле у площині Z має вигляд:

$$U(Z) = \alpha \delta[Z - (m_0 - 1)\Delta] + \text{шум}. \quad (2.79)$$

Отже, у цій площині формується кореляційний пік (яскрава пляма), зсунута відносно нульового положення на величину, що відповідає номеру еталонного образу.

Саме у цій площині встановлюється дзеркало, яке розвертає пучок в зворотному напрямку, та додатковий нелінійний елемент NL . Перетворення поля, яке виконує цей елемент, якісно ілюструється рис. 2.32.

Зазначимо, що вираз (2.79) виконується лише у певному наближенні. Отже, автокореляційна функція має ту чи іншу товщину (рис. 2.32, а) і за розмірами більшу, ніж діаметр плями розсіювання оптичного каскаду з лінзою L_2 . Дія нелінійного елемента, на який попадає поле $U(Z)$, зводиться до нелінійного підсилення інтенсивності $I(Z) = |U(Z)|^2$. Крива чутливості елемента NL надана на рис. 2.32, б.

Таким чином, після дії нелінійного елемента відбуваються такі зміни сигналу:

1. Підсилюється максимум інтенсивності сигналу.
2. Звужується ширина автокореляційної плями (до розмірів плями розсіювання, рис. 2.32, с).
3. Практично зникає шумовий

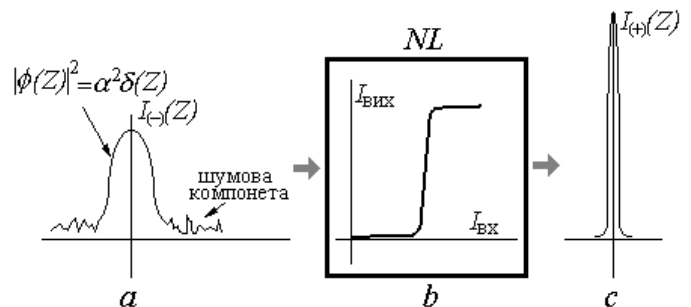


Рис. 2.32

компонент.

У цьому випадку можна вважати, що в точці з координатою $x_{out} = (m_0 - 1)\Delta$ площини Z з'являється точкове джерело, випромінювання якого після проходження об'єктива L_2 формує паралельний пучок, який у площині x_f описується комплексною амплітудою:

$$U_{pl}(x_f) = P \exp \left\{ j \frac{k}{2f} (m_0 - 1) \Delta x_f \right\}. \quad (2.80)$$

Тоді відновлене з $H(x_f)$ поле має вигляд:

$$U_r(x_f) = \mathfrak{S}^{m_0} + \sum_{m \neq m_0}^M \exp \left\{ -j \frac{k}{2f} (m - m_0) \Delta x_f \right\} \mathcal{F}^m + R. \quad (2.81)$$

Відповідно таке поле після проходження світлоподілювача D сформує на осі системи образ U^{m_0} .

2.8.4.3. Недоліки і переваги обох систем

1. Друга система характеризується більш низьким рівнем шумів і зберігає відтворення асоціативного образу лінійне за інтенсивністю, навіть при використанні нелінійного елемента.
2. Кількість образів, що зберігається у такій системі, обмежена розмірами вхідної площини, у той час як у системі з безпорною голограмою дане обмеження відсутнє.

3. ОСНОВИ ІНТЕГРАЛЬНОЇ ОПТИКИ [9,16,17]

3.1. Плоский хвилевід. Загальний підхід до фізики розповсюдження хвилі у хвилеводі [9,16]

Будемо розглядати саме плоский хвилевід, оскільки саме для цього випадку досить легко отримати достатньо строгі розв'язки відповідних хвильових рівнянь. Для випадку циліндричного хвилеводу (оптичне волокно) це зробити не так легко. Але основні фізичні закономірності розповсюдження оптичної хвилі в оптичному волокні практично ті самі, що й у плоскому хвилеводі.

Розглянемо тришарову структуру (рис. 3.1). Виконується умова $n_w > n_s > n_p$. Шари n_p, n_w, n_s (середовища I, II та III відповідно) умовно будемо називати *покривним шаром*, *хвилеводом* та *підкладенкою* відповідно.

Всі шари нескінченні в площині x, z . Величина h – товщина хвилеводу. Шари n_p та n_s нескінченної товщини. Отже, якщо в системі можливі які-небудь відбивання світла, то вони відбуваються лише на границях середовищ n_p, n_w та n_w, n_s .

Уявімо собі, що в напрямку z поширюється

плоска хвиля, поляризація якої збігається з віссю y (ТЕ-хвиля). Вибір ТЕ-хвилі не є принциповим. Можна розглядати і ТМ-хвилю. Будь-яке інше коливання можна розглядати як суперпозицію ТЕ- і ТМ-коливань. *Константа розповсюдження*, яка визначає швидкість розповсюдження хвилі у хвилеводі, дорівнює β . Тоді хвильове рівняння для такої хвилі має вигляд:

$$\nabla^2 E_y - \frac{n_i^2}{c^2} \frac{\partial^2 E_y}{\partial t^2} = 0, \quad (3.1)$$

де $i = p, w, s$, відповідає коефіцієнту заломлення в кожному середовищі.

Відповідно розв'язок (3.1) має вигляд:

$$E_y = \tilde{U}_y(x) \exp[j(\omega t - \beta z)]. \quad (3.2)$$

Природно, що у відповідності до закону збереження енергії та інтуїтивної вимоги (незатухаюча хвиля може розповсюджуватися лише у хвилеводі) \tilde{U}_y в загальному вигляді запишеться так:

$$\tilde{U}_y = \begin{cases} A \exp(-qx), & 0 \leq x \leq \infty \text{ (I)} \\ B \cos(rx) + C \sin(rx), & -h \leq x \leq 0 \text{ (II)} \\ D \exp[p(x+h)], & -\infty \leq x \leq -h \text{ (III)} \end{cases} \quad (3.3)$$

де A, B, C, D, q, r, p – деякі константи. (3.3) констатує той факт, що у хвилеводі існує деяке коливання, а в покривному шарі та підкладенки коливання затухають за експоненціальним законом. Швидкість затухання визначається постійними q, p .

Похідні від \tilde{U}_y у середовищах I, II, III визначаються співвідношеннями:

$$\frac{\partial \tilde{U}_y}{\partial x} = \begin{cases} -qA \exp(-qx), & \text{(I)} \\ -rB \sin(rx) + rC \cos(rx), & \text{(II)} \\ pD \exp[p(x+h)], & \text{(III)} \end{cases} \quad (3.4)$$

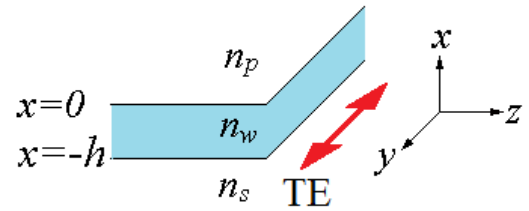


Рис. 3.1

Внаслідок неперервності \tilde{U}_y та її похідної $\frac{\partial \tilde{U}_y}{\partial x}$ на границях середовищ n_p, n_w та n_w, n_s з (3.3) і (3.4) випливає наступне:

При $x = 0$ (границя середовища I і II):

$$\begin{cases} A = B \\ -qA = rC \end{cases}$$

відповідно

$$A = B = -\frac{r}{q}C = C', C = -\frac{q}{r}C', \quad (3.5)$$

При $x = -h$ (границя середовища II і III):

$$C' \cos(rh) - \frac{q}{r} \sin(rh) = D.$$

Отже, враховуючи (3.5), (3.3) перепишеться у вигляді:

$$\tilde{U}_y = \begin{cases} C' \exp(-qx), & 0 \leq x \leq \infty \text{ (I)} \\ C' [\cos(rx) - \frac{q}{r} \sin(rx)], & -h \leq x \leq 0 \text{ (II)} \\ C' [\cos(rh) - \frac{q}{r} \sin(rh)] \exp[p(x+h)], & -\infty \leq x \leq -h \text{ (III)} \end{cases} \quad (3.6)$$

На відміну від (3.3), у (3.6) замість чотирьох констант A, B, C, D (як виявилось, пов'язаних між собою) маємо лише одну константу для всіх типів хвиль C' , яку можна не враховувати при нормуванні амплітуд цих хвиль (наприклад до одиниці).

Отже, не з'ясованим є лише явний вигляд констант q, r, p .

Нагадаємо, що оператор ∇^2 у нашому випадку (при умові, що $\frac{\partial^2}{\partial y^2} = 0$) має вигляд $\nabla^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}$. Підставимо (3.6) спочатку в (3.2), а потім у (3.1). Константа C' у всіх рівняннях скоротиться. Скоротяться також всі експоненціальні члени, оскільки $\frac{\partial \exp(t)}{\partial t} = \exp(t)$ та вони знаходяться як з правого, так і з лівого боку, всіх рівнянь.

Отже, для області I маємо:

$$q^2 - \beta^2 = -\frac{n_p^2}{c^2} \omega^2. \quad (3.7)$$

Враховуючи, що $k = \frac{\omega}{c}$ (3.7) набуває вигляду:

$$q = (\beta^2 - n_p^2 k^2)^{1/2}. \quad (3.8)$$

Для області II маємо:

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial x} &\sim -r \sin(rx) - \frac{q}{r} \cos(rx); \\ \frac{\partial^2}{\partial x^2} &\sim -r^2 [\cos(rx) - \frac{q}{r} \sin(rx)]; \\ \frac{\partial^2}{\partial z^2} &\sim -(-j\beta)^2 [\cos(rx) - \frac{q}{r} \sin(rx)]; \\ \frac{\partial^2}{\partial t^2} &\sim -(j\omega)^2 [\cos(rx) - \frac{q}{r} \sin(rx)]. \end{aligned} \quad (3.9)$$

Звідки випливає:

$$r = (n_w^2 k^2 - \beta^2)^{1/2}. \quad (3.10)$$

Для області II маємо:

$$p = (\beta^2 - n_s^2 k^2)^{1/2}. \quad (3.11)$$

Отже, з точністю до C' і β поле визначено у всіх трьох областях через відомі параметри. При цьому постійна C' може бути ігнорована. Залишилося визначити лише явний вигляд постійної розповсюдження β .

З умови неперервності похідних на границях середовищ структури при $x = -h$ з (3.4 і 3.6) маємо співвідношення для перших похідних:

$$\tan(rh) = \frac{r}{r^2 - qp} (q + p) \quad (3.12)$$

Якщо в (3.12) підставити q, r, p з (3.8, 10, 11), то (3.12) буде рівнянням від однієї невідомої β . З цього трансцендентного рівняння бачимо, що розповсюдження хвилі в системі можливо лише для певних дискретних β , які задовольняють (3.12).

Рівняння (3.12) називають *дисперсійним рівнянням* хвилеводу. Хвилі, які відповідають цим β_m , називають *модами* хвилеводу.

Для ТМ-коливання можна отримати аналогічне рівняння:

$$\tan(rh) = \frac{r}{r^2 - \bar{q}\bar{p}} (\bar{q} + \bar{p}), \quad (3.13)$$

где $\bar{q} = \frac{n_w^2}{n_p^2} q$, $\bar{p} = \frac{n_w^2}{n_s^2} p$.

3.2. Оптико-геометричний підхід до фізики плоского хвилеводу [9,17]

3.2.1. Дисперсійне рівняння хвилеводу

Знову розглянемо тришарову структуру (рис. 3.2), для якої виконується умова $n_w > n_s > n_p$.

Уявімо, що у хвилеводі розповсюджується деяка плоска хвиля під кутом Θ_w до нормалі до поверхні хвилеводу. Природно, що виконується інваріант Снелліуса:

$$\begin{cases} n_w \sin \Theta_w = n_p \sin \Theta_p \\ n_w \sin \Theta_w = n_s \sin \Theta_s \end{cases} \quad (3.14)$$

звідки для кута Θ_w маємо:

$$\begin{cases} \Theta_w = \sin^{-1} \left(\frac{n_p}{n_w} \sin \Theta_p \right) \\ \Theta_w = \sin^{-1} \left(\frac{n_s}{n_w} \sin \Theta_s \right) \end{cases} \quad (3.15)$$

Швидкість розповсюдження будь-якої хвилі в середовищі хвилеводу однакова для будь-якого Θ_w . Але, якщо розглядати розповсюдження хвилі вздовж осі z , то її швидкість (константа розповсюдження) залежить від цього кута (для різних Θ_w маємо різні оптичні шляхи та різні фазові затримки в межуючи середовищах). Константа розповсюдження хвилі може бути описана співвідношенням:

$$\beta = kn_w \sin \Theta_w. \quad (3.16)$$

Величина

$$n_f = n_w \sin \Theta_w \quad (3.17)$$

має назву *ефективного показника заломлення*.

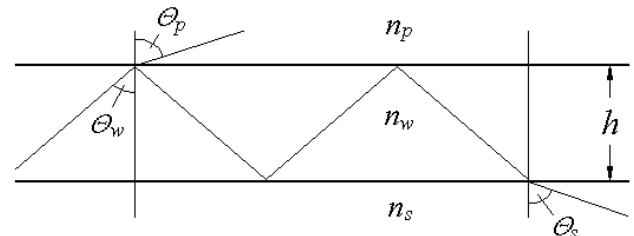


Рис. 3.2

Для кутів $\Theta_{wp} > \sin^{-1} \frac{n_p}{n_w}$ і $\Theta_{ws} > \sin^{-1} \frac{n_s}{n_w}$, як відомо, спостерігається повне внутрішнє відбивання. Отже, світлова хвиля, яка розповсюджується під кутом $\Theta_w > \Theta_{wp}$ (оскільки $\Theta_{wp} > \Theta_{ws}$) не залишає середовища хвилеводу. Зауважимо, що при відбиванні хвилі від границі розділу, хвиля набуває додаткового зсуву по фазі (так звана *поправка Гауса-Хенхена*):

Для ТЕ-моди:

$$\tan \Phi_{wi} = \frac{(n_w^2 \sin^2 \Theta_w - n_i^2)^{1/2}}{n_w \cos \Theta_w}. \quad (3.18)$$

Для ТМ-моди:

$$\tan \Phi_{wi} = \frac{n_w^2}{n_i^2} \frac{(n_w^2 \sin^2 \Theta_w - n_i^2)^{1/2}}{n_w \cos \Theta_w}. \quad (3.19)$$

де $i=p,s$.

Наявність таких фазових зсувів з точки зору геометричної оптики можна пояснити лише в один спосіб. Хвиля на границі розділу відбивається не зразу, а занурюється на певну відстань у середовище, яке межує з хвилеводом (див. рис. 3.3).

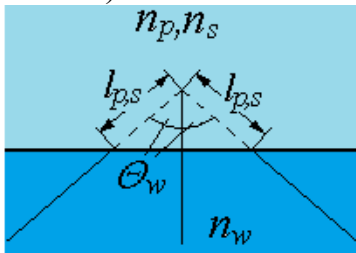


Рис. 3.3

абсолютно когерентна, тобто довжина та час когерентності необмежені.

2. Фронт хвилі також необмежений у просторі.

У такому випадку коливання в будь-якій точці хвилеводу є суперпозицією необмеженої кількості багатократно відбитих від границь хвилеводу хвиль, які взаємодіють між собою. Ці хвилі можуть підсилювати одна одну або гасити, якщо розповсюджуються у фазі або в протифазі. Коли кути Θ_w такі, що коливання підсилюються, то кажуть, що виконується умова *самоузгодження*.

Умова самоузгодження виконується, якщо виконується співвідношення (див. рис. 3.4):

$$n_w(l_{1,2,3} - l_{1,2'}) = m\lambda \text{ або } kn_w(l_{1,2,3} - l_{1,2'}) = 2m\pi. \quad (3.20)$$

Відзначимо, що у (3.20) не враховані затримки, які виникають на границях між середовищами.

З рисунка випливає, що:

$$l_{1,2,3} = \frac{2h}{\cos \Theta_w} \text{ та } l_{1,2'} = \frac{h}{\cos \Theta_w} (1 - \cos 2\Theta_w) \quad (3.21)$$

Якщо врахувати фазові зсуви, які виникають при повному внутрішньому

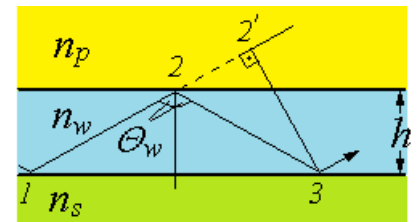


Рис. 3.4

відбиванні, то в кінцевому вигляді умова самоузгодження має таку форму:

$$2kn_w h \cos \Theta_w - 2\Phi_{w,s} - 2\Phi_{w,p} = 2m\pi. \quad (3.22)$$

Вираз (3.22) також як і (3.12) називають *дисперсійним рівнянням*. Це трансцендентне рівняння розв'язки якого дають набір кутів Θ_w в інтервалі $\sin^{-1} \frac{n_s}{n_w}, \frac{\pi}{2}$. Цей набір кутів визначає кути плоских хвиль, які можуть розповсюджуватися у хвилеводі, а також відповідні їм ефективні показники заломлення та константи розповсюдження, тобто визначає характеристики хвилевідних мод.

3.2.3. Ефективна товщина хвилеводу

Як стверджувалася раніше, хвиля, яка розповсюджується у хвилеводі занурюється в середовища покривного шару та підкладенки. Отже, шар, в якому відбувається хвилевідний процес має більшу товщину ніж геометрична товщина хвилевідного шару. Будемо називати товщину хвилевідної структури h_f , в якій передається 90 відсотків енергії хвилі (стандартний критерій), *ефективною товщиною хвилеводу*. Знайдемо цю величину.

Звернемося до рисунку 3.5.

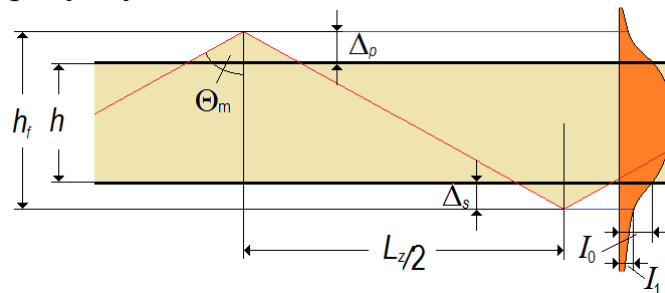


Рис. 3.5

Знайдемо відстані, на яких інтенсивність ТЕ-хвилі в зонах I і III зменшується в 10 разів. Для цього використаємо 1-ше та 3-тє рівняння співвідношення (3.3). Для простоти будемо використовувати трохи іншу умову. А саме будемо вважати, що амплітуда поля в зонах I і III зменшується в e разів (інтенсивність падає приблизно у 8 разів).

Отже, відстані Δ_p і Δ_s можна знайти з співвідношень:

$$\begin{cases} \tilde{U}_p \sim \exp(-q\Delta_p) = e^{-1} \\ \tilde{U}_s \sim \exp(-p\Delta_s) = e^{-1} \end{cases} \quad (3.23)$$

З (3.23) випливає:

$$\begin{cases} \Delta_p = \frac{1}{q} = \frac{1}{k} (n_f^2 - n_p^2)^{-1/2} \\ \Delta_p = \frac{1}{p} = \frac{1}{k} (n_f^2 - n_s^2)^{-1/2} \end{cases} \quad (3.24)$$

$$h_f = h + \frac{1}{k} \left[(n_f^2 - n_p^2)^{-1/2} + (n_f^2 - n_s^2)^{-1/2} \right]. \quad (3.25)$$

Зауважимо, що величини Δ_p і Δ_s , та як наслідок, ефективна товщина h_f (як і відповідні модові характеристики) залежать не тільки від параметрів хвилеводу підкладенки, покривного шару, але й від довжини хвилі ($\Delta_{p,s} \sim \lambda$).

На рисунку 3.6 наведено якісну структуру типів коливань, які реалізуються в хвилевідній структурі для різних констант розповсюдження. У відповідності

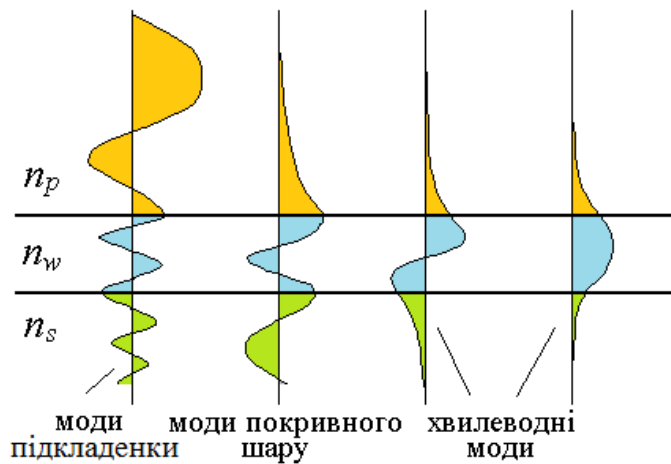


Рис. 3.6

до величини цієї константи умовно розрізняють *моди покривного шару, підкладки та хвилевідні моди*. Ілюстрація наведена для випадку коли показник заломлення підкладки більше, ніж показник заломлення покривного шару ($n_s > n_p$).

Отже, безпосередньо у хвилеводі можуть існувати лише окремі типи коливань –

хвилевідні моди. Кути, під якими вони розповсюджуються, визначаються з дисперсійного рівняння. В деякому сенсі можна стверджувати, що процес розповсюдження хвилі має *зигзагоподібний* характер.

При цьому:

1. Чим менше номер моди, тим більший кут $\Theta_{w,s}$ їй відповідає.
2. Чим менше номер моди, тим менше вона занурюється в навколишнє середовище.
3. Чим більше номер моди, тим вона менш потужна (якщо коефіцієнт поглинання хвилеводу невеликий). Мода з номером 0 є *головною модою* і вона найбільш потужна.

3.2.4. Довжина оптичного “зигзагу”

Застосовуючи оптико-геометричний підхід можна вважати, що хвиля в хвилеводі розповсюджується зигзагоподібно, приникаючи в межуючі середовища на відстані Δ_p і Δ_s . Виходячи з простих геометричних міркувань (див. Рис. 3.7) маємо довжину оптичного зигзагу:

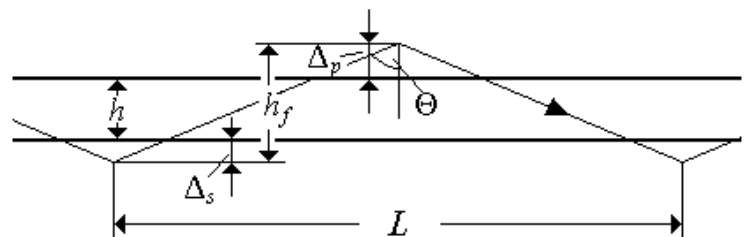


Рис. 3.7

$$L = 2h_f \tan \Theta \quad (3.26)$$

Або враховуючи, що $n_f = \sin \Theta_w$:

$$L = \frac{n_f}{(n_w^2 - n_f^2)^{1/2}} 2 \left\{ h + \frac{1}{k} \left[\frac{1}{(n_f^2 - n_p^2)^{1/2}} + \frac{1}{(n_f^2 - n_s^2)^{1/2}} \right] \right\}. \quad (3.27)$$

3.2.5. Кількість мод, які можуть розповсюджуватися у хвилеводі [18]

Розрізняють випадки *симетричного* ($n_p = n_s$) та *асиметричного* ($n_p \neq n_s$) хвилеводу.

Для випадку симетричного хвилеводу ($n_p = n_s = n$):

$$M < \frac{2h}{\lambda} (n_w^2 - n^2)^{1/2} + 1. \quad (3.28)$$

Для дуже асиметричного хвилеводу ($n_s \gg n_p$):

$$M < 0.5 + \frac{2h}{\lambda} [2n_w(n_w - n_s)]^{1/2} \quad (3.29)$$

Виникає питання – чи для будь-якої товщини хвилеводу можуть розповсюджуватися хвилевідні моди? З аналізу дисперсійного рівняння випливає, що при збільшенні товщини хвилеводу кількість мод зростає. Інше питання – чи будуть розповсюджуватися моди в дуже тонкому хвилеводі ($h \rightarrow 0$)?

Звернемося до рівняння (3.12):

$$\tan(rh) = \frac{r}{r^2 - qp} (q + p),$$

яке для малих h трансформується у вираз:

$$h \approx \frac{q+p}{r^2 - qp} \quad (3.30)$$

а) Симетричний хвилевід.

Для симетричного хвилеводу воно має вигляд:

$$h \approx \frac{2p}{r^2 - p^2} \quad (3.31)$$

Враховуючи (3.10) та (3.11) маємо

$$h = \frac{2(\sin^2 \Theta_w - \frac{n_s^2}{n_w^2})^{1/2}}{kn_w(\cos^2 \Theta_w - \sin^2 \Theta_w + \frac{n_s^2}{n_w^2})} \quad (3.32)$$

З (3.32) випливає, що для будь-якої товщини та довжини хвилі λ (в тому числі при $h \rightarrow 0$ буде існувати хоча б одна хвилевідна мода. Зауважимо, що при $h \rightarrow 0$ $\sin \Theta_w \rightarrow \frac{n_s}{n_w}$. Іншими словами (див.

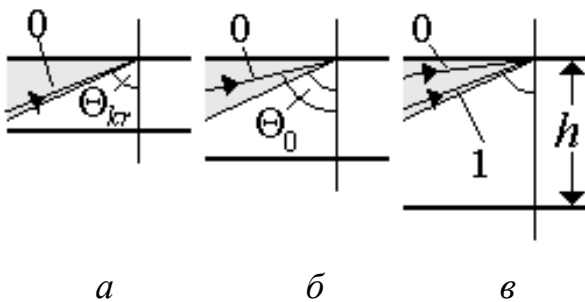


Рис. 3.8

Рис. 3.8 а) кут розповсюдження моди наближається до критичного кута Θ_{kr} (кута повного внутрішнього відбивання). Таким чином, При збільшенні товщини хвилеводу кут розповсюдження нульової моди збільшується (рис. 3.8 б). Нарешті при певній частоті з'являється 1-ша мода

(рис. 3.8 в) і т.д.

Б) Несиметричний хвилевід.

Для хвилеводу такого типу рівняння (3.31) перетвориться до виразу:

$$h = \frac{1}{kn_w} \frac{(\sin^2 \Theta_w - \frac{n_s^2}{n_w^2})^{1/2} + (\sin^2 \Theta_w - \frac{n_p^2}{n_w^2})^{1/2}}{\cos^2 \Theta_w - (\sin^2 \Theta_w - \frac{n_s^2}{n_w^2})^{1/2} (\sin^2 \Theta_w - \frac{n_p^2}{n_w^2})^{1/2}} \quad (3.33)$$

Природно, що при зменшенні товщини хвилеводу h чисельник (3.33) теж зменшується. Проте чисельник ніколи не досягає нульової величини, оскільки $n_s \neq n_p$. Отже існує деяка товщина h_{kr} несиметричного хвилеводу, така, що для даної довжини хвилі λ в структурах з меншою товщиною хвилевідний процес не відбувається.

З того ж виразу випливає, що існує критична довжина хвилі λ_{kr} , така, що при збільшенні λ і даній товщині структури h хвилеводний процес також не спостерігається.

Зауважимо, що мінімальної величини чисельник досягає при $\Theta_w = \Theta_{kr}$ (виконанні умови повного внутрішнього відбивання на нижній границі):

$$(\sin^2 \Theta_w - \frac{n_s^2}{n_w^2})^{1/2} = 0 \quad (3.34)$$

Саме в цьому випадку з'являється 0-ва (головна) мода хвилеводу і рівняння (3.33) набуває вигляду:

$$\frac{h_{kr}}{\lambda_{kr}} \approx \frac{1}{2\pi} \frac{(n_s^2 - n_p^2)^{1/2}}{n_w^2 - n_s^2} \quad (3.35)$$

Співвідношення (3.35) може бути використане для оцінки h_{kr} і λ_{kr} .

Зауважимо, що, чим менше товщина хвилеводу, тим глибше хвилевідні моди проникають в середовища покривного шару та підкладенки. Саме цим фактом можна пояснити неможливість хвилевідного процесу в дуже тонкому асиметричному хвилеводі. Образно (не строго) кажучи, в такій структурі, при дуже малих h завдяки несиметричному розподілу поля вздовж осі x максимум розподілу енергії хвилі виштовхується з хвилеводу та хвилеводний процес припиняється.

3.2.6. Різниця між коефіцієнтами заломлення хвилеводу та оточуючих шарів [18]

Виникає питання – якою повинна бути різниця між коефіцієнтами заломлення, щоб утворився хвилеводний процес?

Зрозуміло, що для симетричного хвилеводу для існування головної, 0-ї моди достатньо будь-якої різниці між коефіцієнтами заломлення. У загальному випадку для симетричного хвилеводу має місце співвідношення:

$$\Delta n = n_w - n > \frac{m_0^2 \lambda^2}{4h^2(n_w + n)}, \quad (3.36)$$

де m_0 – максимальний номер моди, яка може існувати у хвилеводі.

Аналогічні співвідношення можуть бути записані для випадків, коли різниця між показниками заломлення:

1. мала $n_w \approx n$:

$$\Delta n = n_w - n > \frac{m_0^2 \lambda^2}{8h^2 n_w}, \quad (3.37)$$

2. і навпаки значна $n_w \gg n$:

$$\Delta n = n_w - n > \frac{m_0^2 \lambda^2}{4h^2 n_w}, \quad (3.38)$$

де $m_0 = 0, 1, 2, \dots$ – номер хвилевідної моди.

Для асиметричного хвилеводу ($n_s \gg n_p$, $n_w \rightarrow n_s$) подібна умова має вигляд:

$$\Delta n = n_w - n_s > \frac{(2m_0+1)^2 \lambda^2}{32h^2 n_w} \quad (3.39)$$

Можна зробити такі оцінки. Для асиметричного хвилеводу товщиною близькою до довжини хвилі та n_w порядку 2 Δn складає величину близьку до 0.01.

3.3. Реальний хвилевід [19,20]

Розгляд процесів, які протікають у хвилеводній системі проводився нами, виходячи з припущень, що довжина хвилеводу нескінченна, матеріал хвилеводного шару абсолютно прозорий, а границі між середовищами – ідеальні.

Зараз будемо вважати, що:

1. Коефіцієнт поглинання хвилеводу хоч і малий, але не дорівнює 0;
2. Довжина його кінцева;
3. Границі хвилеводу (для простоти хоча б одна) промодульовані слабкою синусоїдальною решіткою з певним періодом.

Зауважимо, що розгляд хвилеводних процесів при виконанні 3-ої умови дає потім можливість перейти до спотвореної границі загального типу, оскільки довільну модуляцію границі можна розглядати як суперпозицію синусоїдальних ґраток із певним розподілом глибини та періодів.

Звернемося до рисунка 3.9. Для того, щоб у хвилеводній системі встановилося поле, яке не залежить від z , направимо з боку покривного шару на решітку плоску хвилю з амплітудою A_0 . Тоді в системі встановиться певний енергетичний баланс.

Оскільки середовище хвилеводу має певне поглинання, то коефіцієнт заломлення (в тому числі й ефективний коефіцієнт заломлення) стає комплексною величиною:

$$\tilde{n}_w = n_w + j\tau, \quad (3.40)$$

де n_w – дійсна частина показника заломлення (безпосередньо “показник заломлення”), τ – коефіцієнт поглинання.

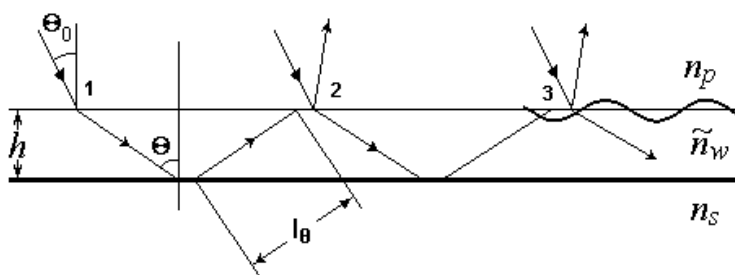


Рис. 3.9

Можна показати, що у випадку, коли τ не дуже велике, хвилевідні властивості структури та її параметри (спектр мод, ефективна товщина та ін.) визначаються саме величиною n_w .

Нагадаємо, що у відповідності до закону Бугера вплив поглинання на амплітуду хвилі описується співвідношенням:

$$A(l) = A_0 e^{-l\tau}, \quad (3.41)$$

де l – довжина шляху, що пройшла хвиля в середовищі.

Згідно з формулою решітки кут дифракції визначається формулою:

$$n_w \sin \Theta = n_p \sin \Theta_0 + \frac{m\lambda}{T}, \quad (3.42)$$

де m – номер дифракційного порядку.

Введемо деяку величину – амплітудну дифракційну ефективність, що показує, яка доля амплітуди хвилі, що провзаємодіяла з решіткою, спрямовується в напрямку певного дифракційного порядку. Отже, амплітуда хвилі після взаємодії з решіткою в напрямку m -го дифракційного порядку описується виразом:

$$A_m^i = A \begin{cases} T_m \\ R_m \end{cases}, \quad (3.43)$$

де A – амплітуда хвилі до взаємодії з решіткою, $i=r,t$ засвідчує відбита або пропущена хвиля утворилася після дифракції початкової хвилі на решітці. T_m, R_m – амплітудна дифракційна ефективність решітки на пропускання та на відбивання відповідно.

Отже, будемо вважати, що в точці 1 (точці введення випромінювання у хвилевід) до взаємодії з решіткою амплітуда хвилі у хвилеводі має величину A_0 . Після введення у хвилевід комплексна амплітуда описується формулою:

$$U_1 = A_0 T_m, \quad (3.44)$$

При цьому, не втрачаючи загальності вважаємо, що фаза хвилі у точці один дорівнює 0, оскільки визначальною є не абсолютна фаза коливання, а різниця фаз між коливаннями в різних точках. У точці 2 перед взаємодією хвилі з решіткою (після відбивання її від нижньої границі) комплексна амплітуда має вигляд:

$$U_{2(-)} \sim \tilde{\tau} A_0 T_m e^{j\Phi_m}, \quad (3.45)$$

де $\tilde{\tau} = \exp(-2\tau l_\Theta)$ – ослаблення амплітуди хвилі за рахунок розповсюдження між точками 1,2, $l_\Theta = \frac{h}{\cos \Theta}$, Φ_m – набіг фази за рахунок дифракції і взаємодії з

нижньою границею. З виразу $n_f = n_w \sin \Theta$ випливає, що $\cos \Theta = \sqrt{1 - \frac{n_f^2}{n_w^2}}$.

Тоді

$$\tilde{\tau} = \exp\left(-\frac{2\tau h n_w}{\sqrt{n_w^2 - n_f^2}}\right). \quad (3.46)$$

У точці 2 після взаємодії комплексна амплітуда визначається низкою факторів:

1. Підсиленням хвилі за рахунок додаткової енергії ззовні (з боку покривного шару).

2. Виведенням випромінювання за рахунок дифракції хвилі в покривний шар T'_m .

3. Дифракційною ефективністю решітки на відбивання в 0-й порядок R_0 .

4. Різницею фаз $\Delta\Phi_\Theta$ між хвилею підживлення та хвилі, що розповсюджується у хвилеводі.

Відзначимо, що різниця фаз $\Delta\Phi_\Theta$ рівна 0, якщо напрямок дифрагованої з покривного шару хвилі і хвилі, яка розповсюджується по хвилеводу, збігається із напрямком розповсюдження хвилеводної моди (з умови самоузгодження фази хвилеводної моди в точках (1) і (2) однакові).

В решті решт комплексна амплітуда в точці 2 дорівнює:

$$U_{2(+)} = A_0 T_m (1 + \tilde{\tau} R_0 e^{j\Delta\Phi_\Theta}). \quad (3.47)$$

Відповідно в точці 3 маємо:

$$U_{3(+)} = A_0 T_m (1 + \tilde{\tau} R_0 e^{j\Delta\Phi_\Theta} + \tilde{\tau}^2 R_0^2 e^{j2\Delta\Phi_\Theta}). \quad (3.48)$$

У точці N :

$$U_{N(+)} = A_0 T_m \sum_{k=0}^N (\tilde{\tau} R_0 e^{j\Delta\Phi_\Theta})^k. \quad (3.49)$$

(3.49) це геометрична прогресія з показником $\tilde{\tau} R_0 e^{j\Delta\Phi_\Theta}$ за модулем менше одиниці ($\tilde{\tau} R_0 < 1$).

При $N \rightarrow \infty$ її сума може бути обчислена за формулою $s = \frac{a_0}{1-q}$. Кінцевий вираз набуває вигляду:

$$U = \frac{A_0 T_m}{1 - \tilde{\tau} R_0 e^{j\Delta\Phi_\Theta}}. \quad (3.50)$$

Як було зауважено вище, $\Delta\Phi_\Theta = 0$ для Θ , які збігається з напрямком на хвилеводні моди. Відповідно, найбільш несприятливі умови розповсюдження для хвилі, для якої $\Delta\Phi_\Theta = \pi$ (складання хвиль у протифазі). Будемо називати такі напрямки напрямками на антимоди.

Порівняємо амплітуди хвиль, які розповсюджуються в напрямках на моди і антимоди. Врахуємо той факт, що $e^{j0} = 1$, і $e^{j\pi} = -1$. Тоді відношення таких амплітуд буде описуватися виразом:

$$\gamma = \frac{U_m}{U_{am}} = \frac{1 + \tilde{\tau} R_0}{1 - \tilde{\tau} R_0}. \quad (3.51)$$

При відсутності решітки та абсолютному пропусканні середовища хвилеводу $\tilde{\tau} R_0 = 1$. Відповідно $\gamma \rightarrow \infty$. Отже, дійсно в нескінченно довгому абсолютно прозорому хвилеводі з ідеальними границями розповсюджуються лише хвилевідні моди. Водночас для $\tilde{\tau} R_0 = 0.95$ $\gamma = 39$, $\tilde{\tau} R_0 = 0.8$ $\gamma = 9$. У неідеальному хвилеводі можуть існувати всі типи коливань, навіть коливання, які відповідають розповсюдженню хвилі в найбільш несприятливих напрямках. Можна показати, що це твердження справедливе також для хвилеводів кінцевої довжини. На рисунку 2.3.2 наведений якісний розподіл амплітуди для двох перших мод хвилеводу для різних величин параметра $\tilde{\tau} R_0$.

Зауважимо, що розподіл амплітуди наведений на рисунку 3.10 дуже подібний до відповідного розподілу в інтерферометрі Фабрі-Перо в залежності від коефіцієнтів відбивання плоскопаралельних пластин. Звідси випливає, що плоский хвилевід можна розглядати як тонкий резонатор із нескінченними стінками. Або навпаки до аналізу процесів, які відбуваються в інтерферометрі Фабрі-Перо, можна застосовувати модовий підхід інтегральної оптики.

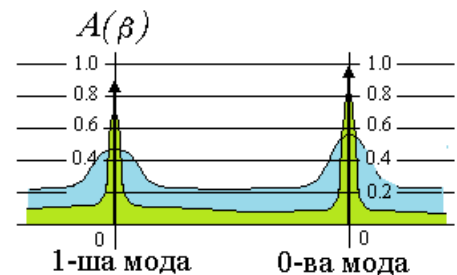


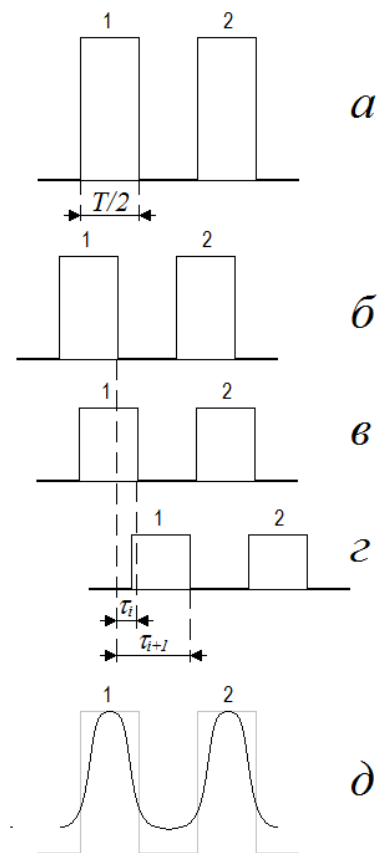
Рис. 3.10

Зауважимо, що у випадку кінцевої довжини хвилеводу (навіть при відсутності поглинання та спотворення границь) спектр розповсюдження хвилеводних мод стає подібним до спектру зображеному на рис. 3.10. Виникнення цього «розширення» хвилеводних мод стає зрозумілим, якщо врахувати той факт, що умова самоузгодження (3.22) на практиці виконується з певною точністю, наприклад, згідно з критерієм Релея, з точністю до $\pm\pi/2$. Природно, що при невеликій довжині хвилеводу кількість зигзагів, яку здійснює хвилеводна мода також мала. Як наслідок дисперсійне рівняння з точністю до $\pm\pi/2$ виконується для досить широкого інтервалу кутів $\Delta\Theta$. Враховуючи, що різниця фаз між хвилями, які точно розповсюджуються в напрямках на хвилеводні моди та близькими до них кутами буде наростати при збільшенні кількості зигзагів (збільшенні довжини хвилеводу) можна стверджувати, що інтервал кутів $\Delta\Theta$ для якого буде спостерігатися значна інтенсивність хвиль буде зменшуватися і при нескінченно довгому хвилеводі інтенсивність хвиль $J(\Theta)$ як функція кута Θ перетворюється на систему δ -функцій
$$J(\Theta) \rightarrow \sum_{m=0} J_m \delta(\Theta - \Theta_m),$$
 характерну для ідеального хвилеводу.

Зробимо ще одну ремарку. Як стверджувалося вище 0-ва (головна) мода є самою потужною з мод, які розповсюджуються у хвилеводі. У реальній інтегрально-оптичній структурі це не завжди так. Дуже часто складається на практиці, що коефіцієнт пропускання хвилеводного шару значно нижче, ніж відповідні коефіцієнти покривного шару і підкладенки (наприклад, повітря та оптичне скло). Нагадаємо, що моди хвилеводу з більш високим номером глибше занурюються в середовища, які межують з хвилеводом. Отже, частка енергії, яка переноситься цими модами всередині хвилеводу, нижча, ніж у головній моді. Природно, що у хвилеводі з втратами така мода буде поглинатися скоріше, ніж моди з більш високим номером, і найпотужнішими будуть моди, параметри яких найбільш збігаються з умовою відсічки.

3.4. Дисперсія у хвилеводній системі

Найчастіше явище дисперсії у хвилеводній системі розглядають в оптиці світловодів, оскільки воно значним чином впливає на характеристики інформації, яка передається волоконно-оптичним каналом. Проте фізика цього явища в планарному світловоді та ж сама. Отже,



Руйнування форми імпульсів у хвилеводі з модовою дисперсією
a – імпульси (1) і (2) до проходження хвилеводу зі значною дисперсією,
b-c – затримки імпульсів, які переносяться різними модами хвилеводу
d – розмиття результуючого імпульсу.

розглянемо це явище для планарного хвилеводу. Насамперед, розділяють *хроматичну та міжмодову (модову) дисперсії*.

3.4.1. Модова дисперсія [9,21-27]

Явище *модової дисперсії* притаманне багатомодовим хвилеводам. Геометричні довжини шляхів, вздовж яких розповсюджуються різні моди хвилеводу різні. Окрім цього різні моди по різному заглиблюються до межуючих із хвилеводом середовищ. Це приводить до того, що кожна мода має свою константу розповсюдження. Як наслідок, до кінця оптичної траси хвилі приходять в різні часи. Іншими словами спостерігається дисперсія швидкостей (або фаз) хвилеводних мод.

Якщо довжина хвилеводу незначна, то різницею у затримках різних мод можна нехтувати. Інша ситуація виникає у волоконно-оптичних лініях зв'язку, довжина яких може сягати десятків і навіть сотень кілометрів. Тоді такі часові затримки між модами стають достатньо великими, у порівнянні із періодом зміни інформаційного сигналу. Це приводить до руйнування форми імпульсів, які передаються по хвилеводним каналам, оскільки інформаційний сигнал переноситься всіма модами хвилеводу (див. рис. 3.11).

3.4.2. Хроматична дисперсія [3,21-27]

Уявімо собі, що у хвилеводі розповсюджується поліхроматична хвиля. Ця ситуація відповідає реальному випадку, оскільки кожне джерело випромінювання має кінцеву напівширину спектра випромінювання. Процес розповсюдження такої хвилі можна розглядати як процес розповсюдження набору монохроматичних хвиль. Природно, що кожна така хвиля розповсюджується вздовж хвилеводу зі своєю константою розповсюдження, оскільки ця характеристика залежить від довжини хвилі. Окрім цього показники середовищ хвилеводу, підкладенки та покривного шару залежать від довжини хвилі. Спостерігається, так зване, явище дисперсії показника заломлення. На рисунку 3.12 наведена якісна залежність показника заломлення від частоти світлових коливань.

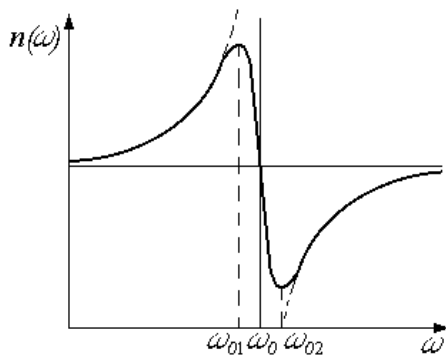


Рис. 3.12

За винятком інтервалу частот ω_{01}, ω_{02} показник заломлення зростає із збільшенням частоти (зменшується із зростанням довжини хвилі). Як відомо, залежність такого типу має назву *нормальної дисперсії*. В інтервалі частот ω_{01}, ω_{02} дисперсія показника заломлення називається *аномальною*. У фізиці волоконно-оптичних ліній зв'язку залежність $n = f(\omega)$ називають *матеріальною хроматичною дисперсією*. Така назва вводить для того, щоб відрізнити такий тип дисперсії від інших, що спостерігаються у хвилеводних системах.

Зауважимо, що аналізуючи дисперсійне рівняння, можна зробити

висновок, що у випадку поліхроматичного випромінювання у хвилеводі, навіть в одномодовому (в традиційному розумінні цього терміну), розповсюджується набір монохроматичних мод. Кожна така мода має свою константу розповсюдження, яка визначається показником заломлення для цієї довжини хвилі та умовою самоузгодження (кутом нахилу її до площини хвилеводу). Як наслідок ці хвилі в кожній точці хвилеводу мають свою фазу або, іншими словами, мають в кожній точці різні часові затримки, які визначаються ефективним показником заломлення. Це явище отримало назву *хроматичної дисперсії хвилеводної системи*. Якщо довжина хвилеводу незначна, то різницею в затримках монохроматичних хвиль, що виникають у наслідок явища хроматичної дисперсії в принципі можна нехтувати. Проте на великих відстанях часова різниця між хвилями різної довжини може бути значною. Це як і у випадку модової дисперсії призводить до руйнації імпульсів, які передаються хвилеводними каналами (див. рис. 3.11). Особливо це актуальне в сучасному зв'язку, коли довжина оптичних кабелів вимірюється кілометрами, а частота сигналу, який передається, гігагерцами. В ВОСП хроматична дисперсія, за звичай, характеризується коефіцієнтом хроматичної дисперсії $D(\lambda)$ в одиницях з розмірністю (пс/(нм км)), який визначає нормовані (по довжині хвилі) затримки сигналу, що виникають для даної довжини хвилі в кабелі довжиною 1 км. Про методи зменшення впливу хроматичною дисперсії на характеристики сигналів, що передаються по волокну ми будемо говорити при вивченні характеристик сучасних світловодів.

3.4.3. Поляризаційна дисперсія [25,26]

Ще один тип дисперсії може бути розглянутий у хвилеводній системі, якщо врахувати поляризаційні ефекти. Дійсно, як було показано вище ТЕ- і ТМ-коливання у хвилеводі характеризуються різними дисперсійними рівняннями. Як наслідок ТЕ- і ТМ-хвилі, що розповсюджуються у хвилеводі мають різні константи розповсюдження. Уявимо собі, що у хвилеводі розповсюджується хвиля з еліптичною поляризацією. Така хвиля може бути представлена як суперпозиція ТЕ- і ТМ-хвиль. З цього факту випливає, що поляризаційний стан результуючої хвилі буде постійно змінюватися по мері розповсюдження її вздовж хвилеводу, оскільки різниця фаз між ТЕ- і ТМ-хвилями буде постійно змінюватися внаслідок різних констант розповсюдження. Це явище отримало назву *поляризаційної дисперсії*. Необхідно відзначити, що якщо така хвиля переносить інформаційний сигнал, то, як і в попередніх випадках, імпульси на виході хвилеводної структури будуть розмиватися. Проте треба враховувати той факт, що у волоконно-оптичних лініях зв'язку вплив поляризаційної дисперсії на форму імпульсу, як правило, значно менше, ніж вплив модової і хроматичної дисперсій.

3.4.4. Хвилевід з оптичною трасою обмеженої довжини. Трасова дисперсія

3.4.4.1. Дисперсійне рівняння для хвилеводу з оптичною трасою обмеженої довжини

Будемо вважати, що границі інтервалу кутів, в межах якого може існувати хвилеводна мода, визначаються рівнем спадання інтенсивності хвилі до

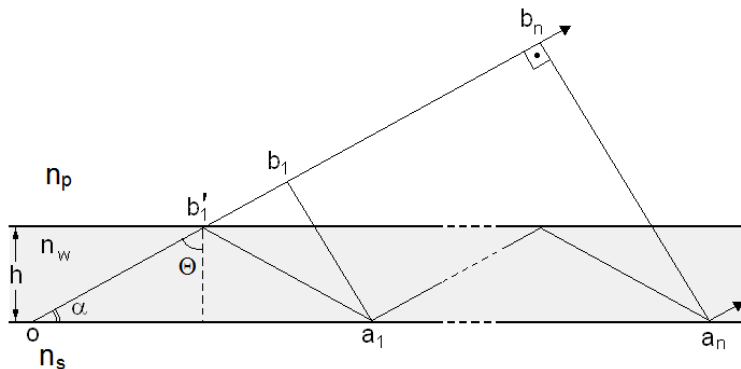


Рис. 3.13

половини максимального значення цієї величини для хвилі, що розповсюджується під оптимальним кутом, який є розв'язком дисперсійного рівняння ідеального хвилеводу.

При цьому відхилення фази деякої хвилі від фази ідеальної хвилі будемо вважати незначним, якщо воно за критерієм Релея не перевищує $\frac{\pi}{2}$.

Знову розглянемо (рис. 3.13) трехшарову структуру (з хвилеводним шаром товщиною h), для якої виконується умова:

$$n_w > n_s > n_p. \quad (3.52)$$

де n_w, n_s, n_p – показники заломлення хвилеводного шару, підкладки і покривного шару відповідно.

Уявимо, що у хвилеводі розповсюджується деяка плоска хвиля під кутом Θ_w до нормалі до поверхні хвилеводу. При цьому довжина хвилеводу така, що хвиля у процесі розповсюдження може здійснювати n «зигзагів».

Природно, що, як і у випадку ідеального хвилеводу, хвилеводний процес може виникати лише в ситуації, коли виконується умова повного внутрішнього відбивання на нижній границі, оскільки $n_s > n_p$:

$$\Theta_w > \Theta_{kr} = \sin^{-1} \frac{n_s}{n_w}. \quad (3.53)$$

Відзначимо, що при відбиванні хвилі від границі розділу, хвиля кожний раз набуває, додатковий зсув фаз (поправка Гауса-Хенхена, співвідношення (3.18) і (3.19)).

З умови повного внутрішнього відбивання не впливає ніяких фізичних обмежень на кути, під якими може розповсюджуватися хвиля у хвилеводі, якщо $\Theta_w > \Theta_{kr}$. Проте:

1. Хвиля, яка розповсюджується у хвилеводі, абсолютно когерентна, тобто довжина і час когерентності не обмежені.

2. Фронт хвилі також необмежений у просторі.

У такому випадку, коливання у довільній точці хвилеводу є суперпозицією необмеженої кількості, багатократно відбитих від границь хвилеводу хвиль, які взаємодіють між собою. Ці хвилі, як і у випадку ідеального хвилеводу, можуть підсилювати одна одну, або гасити, якщо розповсюджуються у фазі або в протифазі. Коли кути Θ_w такі, що коливання підсилюються, то кажуть, що виконується умова самоузгодження.

Відзначимо, що на відміну від ідеального хвилеводу, де аналіз проводився

лише для одного зигзагу, в нашому випадку необхідно розглядати всі n зигзагів.

Тоді відповідна умова самоузгодження має вигляд (див. рис. 3.13):

$$n_w[l_{ob'_1 a_1} - l_{ob_n}] - 2\Phi_b/k = m\lambda, \text{ або } kn_w[l_{ob'_1 a_1} - l_{ob_n}] - 2\Phi_b = 2m\pi, \quad (3.54)$$

де l_i – відповідні геометричні довжини, Φ_b – сумарний фазовий зсув, який виникає при всіх відбиттях хвилі від границь хвилеводу і межуючих середовищ, $m = 0, 1, 2, \dots$.

З рисунку випливає, що:

$$l_{ob'_1 a_1} = \frac{2h}{\cos \Theta_w} \text{ и } l_{ob_n} = \frac{nh}{\cos \Theta_w} (1 - \cos 2\Theta_w). \quad (3.55)$$

Якщо брати до уваги фазові зсуви, які виникають при однократній взаємодії хвилі з границями, то в решті решт умова самоузгодження має таку форму:

$$n(2kn_w \cos \Theta_w - 2\Phi_{w,s} - 2\Phi_{w,p}) = 2m\pi. \quad (3.56)$$

Вираз (3.56) і є *дисперсійним рівнянням для хвилеводу з оптичною трасою обмеженої довжини*. Це трансцендентне рівняння, розв'язки якого дають набір кутів в інтервалі $\sin^{-1} \frac{n_s}{n_w} < \Theta_w < \pi/2$. Цей набір кутів визначає кути плоских хвиль, які можуть розповсюджуватися у хвилеводі, а також відповідні до них ефективні показники заломлення і константи розповсюдження, тобто визначають характеристики хвилеводних мод.

Відзначимо, що за критерієм Релея фази двох хвиль вважаються однаковими, якщо їх різниця не перевищує $\pi/2$. Тоді співвідношення (3.56) також повинно виконуватися в межах такої ж точності.

Виходячи з цього співвідношення (3.56) для реального хвилеводу з оптичною трасою обмеженої довжини трансформується до вигляду:

$$n(2kn_w \cos \Theta_w - 2\Phi_{w,s} - 2\Phi_{w,p}) = 2m\pi \pm \delta. \quad (3.57)$$

Або поділивши праву і ліву частини на n і пере позначив m/n на l отримуємо

$$2kn_w \cos \Theta_w - 2\Phi_{w,s} - 2\Phi_{w,p} = 2l\pi \pm \frac{\delta}{2n}. \quad (3.58)$$

де $l=0, 1, 2, \dots, n$ – кількість зигзагів, які здійснює хвиля, що розповсюджується під кутом Θ_w вздовж оптичної траси хвилеводу, $\delta \leq \pi/2$ допустима фазова похибка.

Відзначимо, що вираз (3.58) дуже подібний до дисперсійного рівняння ідеального хвилеводу за винятком останнього члена. При $n \rightarrow \infty$ (3.58) переходить в традиційне дисперсійне рівняння.

Проаналізуємо рівняння (3.58):

1. Очевидно, що максимальне відхилення кутів розповсюдження хвилі Θ_{1w} і Θ_{2w} від кутів, які відповідають хвилеводним модам Θ_l , що отримані при розв'язку дисперсійного рівняння для ідеального хвилеводу, досягається для фазової похибки $\delta = \pm\pi/2$. Тод інтервал кутів, в якому можуть існувати плоскі хвилі може бути визначений як різниця кутів Θ_{1w} і Θ_{2w} :

$$\Delta\Theta_l = |\Theta_{1w} - \Theta_{2w}|. \quad (3.59)$$

2. Достатньо просто показати, що у такому випадку, внаслідок інтерференційного додавання інтенсивність хвиль з «граничними» кутами розповсюдження Θ_{1w} і Θ_{2w} вдвічі менше ніж у відповідної моди ідеального хвилеводу.

3. Різниця кутів $\Delta\Theta_l = |\Theta_{1w} - \Theta_{2w}|$ можна покласти у відповідність

різницю констант розповсюдження:

$$\Delta\beta_l = kn_w |\sin \Theta_{1w} - \sin \Theta_{2w}|, \quad (3.50)$$

яка приводить до явища, подібного до модової дисперсії. Це явище будемо називати *трасовою дисперсією*.

4. Очевидно, що на відміну від модової дисперсії вплив, якої збільшується при збільшенні довжини оптичної траси, трасова дисперсія буде впливати тим менше, чим довше хвилевід.

3.4.4.2. Оцінка впливу трасової дисперсії

1. Аналіз будемо проводити для хвилеводного шару з кварцового скла (оптичне волокно). Показник заломлення хвилеводу можна визначити за формулою Селлмейєра [20].

$$\varepsilon = 1 + \frac{a_1 \lambda^2}{\lambda^2 - l_1^2} + \frac{a_2 \lambda^2}{\lambda^2 - l_2^2} + \frac{a_3 \lambda^2}{\lambda^2 - l_3^2} \quad (3.51)$$

де

$$\begin{aligned} a_1 &= 0,69616630, & l_1 &= 0,068404300, \\ a_2 &= 0,40794260, & l_2 &= 0,11624140, \\ a_3 &= 0,89747940, & l_3 &= 9,8961610. \end{aligned}$$

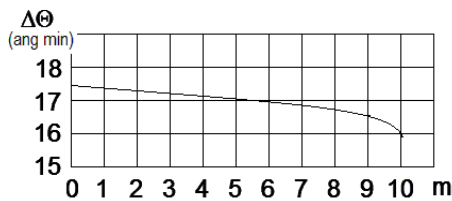


Рис. 3.14. Напівширина кутового інтервалу існування хвилеводних мод для одного хвилеводного зигзагу у кварцовому багатомодовому волокні. Діаметр ядра 50 мкм, $\lambda=1.55$ мкм

му
мкм,
На першому етапі «напівширини» можуть хвилеводні моди у довжиною оптичної бути корисними при конструюванні оптичних інтегральних схем (ОІС).

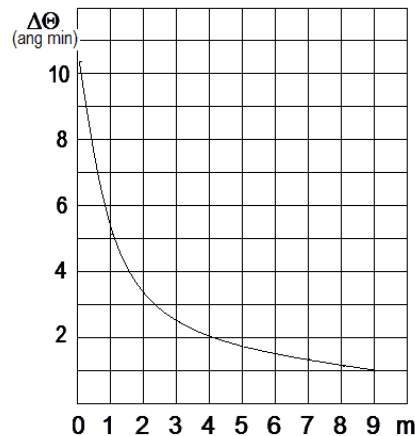
Рисунок 3.14 ілюструє зміну кутового інтервалу, в якому можуть розповсюджуватися хвилеводні моди у кварцовому багатомодовому хвилеводі, якщо здійснюється лише один хвилеводний зигзаг.

Як бачимо з рисунку, кутовий інтервал $\Delta\Theta$ зменшується по мері збільшення номера моди. Проте довжина зигзагу у мод з різним номером різна. Чим менше

2. Різниця між показником заломлення ядра і оболонки Δn складає величину 0.001 – 0.01.

3. В якості «тестових» волокон використаємо стандартні волокна із діаметром ядра 10 мкм (одномодове волокно) і 50 мкм (багатомодове волокно).

4. Довжини хвиль випромінювання, за допомогою якого збуджується волокно, відповідають так званим 1-му, 2-му і 3-му вікнам прозорості



стандартного кварцового волокна. Відповідно $\lambda=0.9$ мкм і $\lambda=1.55$ мкм. проведемо оцінки інтервалу кутів, в якому розповсюджуватися хвилеводах з невеликою траси. Такі оцінки можуть

Рис. 3.15. Зміна кутового інтервалу $\Delta\Theta$ для різних мод на однаковій довжині. Довжина близько до 16 мм. Діаметр ядра хвилеводу 50 мкм. Довжина хвилі випромінювання $\lambda=0.9$ мкм.

номер моди, тим більше довжина зигзагу.

Рисунок 3.15 ілюструє зміну кутового інтервалу $\Delta\theta$ для різних мод на однаковій довжині оптичної траси порядку 16 мм, для волокна з діаметром ядра рівним 50 мкм. Довжина хвилі випромінювання $\lambda=0.9$ мкм.

Природно, що на довжині хвилеводу вкладається різна кількість зигзагів, які відповідають різним модам. Зокрема саме з цього $\Delta\theta$ швидко зменшується при збільшенні номера моди.

На рисунку 3.16 наведена зміна величини $\Delta\theta$ в залежності від довжини хвилі випромінювання для головної моди багатомодового хвилеводу та одного хвильового зигзагу.

Як бачимо з рисунку, із збільшенням довжини хвилі випромінювання $\Delta\theta$ зростає практично лінійно.

Враховуючи, що інтегральна оптика є теоретичною основою волоконно-оптичних ліній зв'язку, оцінемо вплив трасової дисперсії на швидкість передавання сигналу у відносно

коротких волокнах. Оскільки величина $\Delta\theta$ значно менше, ніж кутова відстань між модами, то як наслідок, вплив трасової дисперсії набагато менше ніж вплив міжмодової дисперсії. Саме тому тому для оцінок використаємо стандартний одномодовий хвилевід із діаметром ядра 10 мкм.

Для порівняння були розраховані часові затримки, які виникають внаслідок впливу хроматичної дисперсії для джерела випромінювання зі спектральною шириною 2 нм. Відповідні константи розповсюдження розраховувалися з

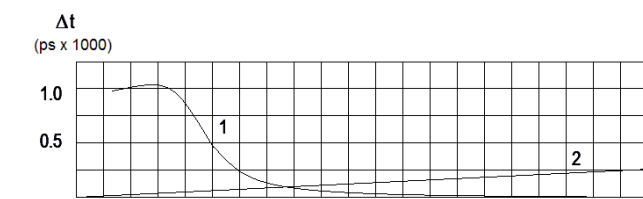


Рис. 3.17. Часові затримки, які виникають у волокні внаслідок трасової і хроматичної дисперсії. Діаметр ядра волокна – 10 мкм. $\lambda=1.55$ мкм. 1 – вплив трасової дисперсії; 2 – вплив хроматичної дисперсії.

розв'язків рівняння 3.58 при зміні центральної довжини хвилі на ± 1 нм і при умові $l, \delta = 0$.

Результати розрахунків ілюструються рисунком 3.17.

Як бачимо з рисунку на відміну від часової затримки, яка викликана хроматичною дисперсією, що лінійно збільшується по мірі збільш

величення довжини оптичної траси (крива 2), часові затримки, що викликані трасовою дисперсією (крива 1) на оптичних трасах більше ніж 10 см зменшуються практично до нуля.

При цьому навіть при високих швидкостях передавання вплив хроматичної дисперсії починає проявлятися на довжинах ліній зв'язку, які мають довжину декількох кілометрів.

Звідси випливає, що *трасова дисперсія практично не впливає на сигнал, який передається у волокні, і є актуальною винятково для пристроїв*

внєгральнохустройств інтегральної оптики.

3.5. Розповсюдження хвиль у градієнтному хвилеводі [9,28]

Залежність зміни показника заломлення вздовж перетину хвилеводу називають *профілем показника заломлення*. До цього моменту хвилеводи, які розглядалися мали чітко визначені межі між середовищем хвилеводу та підкладенкою, хилеводу і покривним шаром. При цьому передбачалося, що величина показника заломлення в межах одного середовища є сталою. Такі хвилеводи, зокрема, світловоди називають хвилеводами із ступінчастим профілем показника заломлення (див. рис. 3.17 а). Проте більшість хвилеводів не відповідає такому припущенню (див. рис. 3.17 б). По перше, як правило, не існує чіткої границі між середовищами (у всякому разі на обох границях. Наприклад, дифузійні хвилеводи). По друге, часто спостерігається зміна показника заломлення в межах одного середовища, зокрема у хвилевідному шарі. Такі хвилеводи отримали назву *градієнтних*.

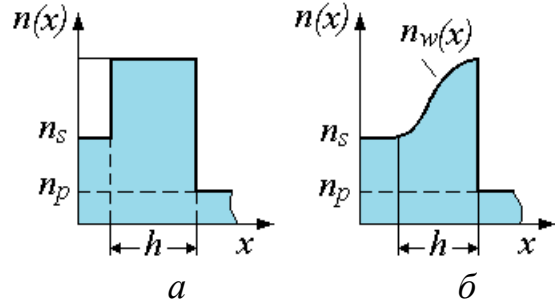


Рис. 3.17

Розглянемо особливості розповсюдження хвиль у градієнтному хвилеводі. Типовий приклад поведінки профілю показника заломлення, наданий на рис.

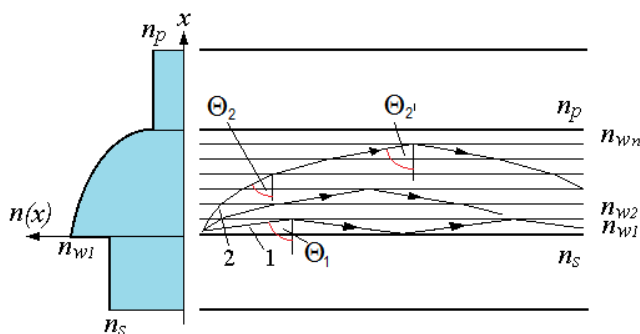


Рис. 3.18

3.18. Розіб'ємо хвилевідний шар на нескінченно тонкі шари, в межах яких величину показника заломлення можна вважати сталою.

Будемо вважати, що у хвилеводі можуть розповсюджуватися декілька хвилевідних мод, зокрема мода нижчого порядку (1) та мода вищого порядку (2). Виходячи з інваріанту

Снелліуса та аналізу поведінки профілю показника заломлення, можна стверджувати, що для моди (1) умова повного внутрішнього відбивання буде наступати для шару, який розташований ближче до підкладенки, ніж у випадку розповсюдження моди (2). Таке твердження є справедливим, оскільки для цієї моди "початковий" кут розповсюдження θ_2 (кут між нормаллю до хвильового фронту та нормаллю до поверхні хвилевода) в шарі, що безпосередньо межує з підкладенкою менше кута θ_1 для моди (1). Відповідно, як впливає з рисунка різниця між ефективними товщинами для мод вищого і нижчого порядків градієнтного хвилеводу більша, ніж у випадку хвилеводу з ступінчастим профілем показника заломлення. Образно кажучи, у градієнтному хвилеводі моди нижчого порядку "притиснуті" до границі хвилеводу та підкладенки. Таким чином, хвилевідні моди нижчого порядку розповсюджуються через шар середовища, для якого середній показник заломлення більше ніж відповідна

величина, розрахована для всього хвилевідного шару. Отже, швидкість розповсюдження її в середовищі хвилеводу менше ніж відповідна середня швидкість. Тому не дивлячись на те, що геометричний шлях для такої моди значно менше, ніж для аналогічної величини для мод вищого порядку, можна підібрати профіль показника заломлення таким чином, що в кінцевій точці хвилеводу моди (1) і (2) будуть мати однакові часові затримки. Подібні міркування лягли в основу розробки оптичних волокон в яких хроматична дисперсія зведена до мінімуму. Проте, ретельно це питання буде розглянуто при вивченні фізичних характеристик оптичних волокон.

3.6. Розповсюдження хвиль в циліндричних хвилеводах.[7-11]

3.6.1. Рівняння передачі по світловоду

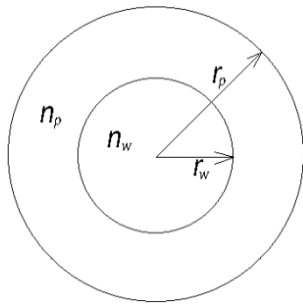


Рис. 3.19

$2r_w$ – діаметр ядра світловоду, $2r_p$ – діаметр оболонки

Розглянемо волоконний світловід без втрат двухшарової конструкції, який наведений на рис. 3.19.

Для опису поведінки електромагнітного поля в серцевині ($0 < r < r_w$) і в оболонці ($r_w < r < r_p$) необхідно використовувати різні функції. Виходячи з фізичної суті процесів, функції всередині ядра при $r=0$ повинні бути кінцевими, а в оболонці описувати спадаюче поле.

Для визначення основних параметрів світловодів (критичної частоти, константи розповсюдження, та ін.) використаємо основні рівняння електродинаміки – рівняння Максвелла (1.1 – 1.4), які для діелектричних хвилеводів мають вигляд [1,2]:

$$\begin{cases} \operatorname{rot} \vec{H} = j\omega \varepsilon \vec{E} \\ \operatorname{rot} \vec{E} = -j\omega \mu \vec{H} \\ \operatorname{div} \vec{H} = 0 \\ \operatorname{div} \vec{E} = 0 \end{cases} \quad (3.52)$$

де ε, μ – діелектрична і магнітна проникливості, ω – кругова частота.

Рівняння Максвелла справедливі для будь-якої системи координат. Для направляючих систем ці рівняння найбільш часто застосовують в циліндричній системі координат, ось z якої спрямовують вздовж оптичної осі світловоду.

Для вирішення інженерних задач електродинаміки необхідно знати повздовжні складові полів E_z і H_z . Їх можна отримати таким чином. Перетворимо перше з рівнянь Максвелла до вигляду (візьмемо rot від лівої і правої частини):

$$\operatorname{rot} \operatorname{rot} \vec{H} = -j\omega \varepsilon \operatorname{rot} \vec{E}. \quad (3.53)$$

Використаємо співвідношення [14]:

$$\operatorname{rot} \operatorname{rot} \vec{H} = \operatorname{grad} \operatorname{div} \vec{H} - \nabla^2 \vec{H}. \quad (3.54)$$

Тоді, враховуючи, що $\operatorname{div} \vec{H} = 0$, отримуємо

$$-\nabla^2 \vec{H} = -j\omega \varepsilon (j\omega \mu \vec{H}) \text{ або } \nabla^2 \vec{H} + \omega^2 \varepsilon \mu \vec{H} = 0 \text{ або} \\ \nabla^2 \vec{H} + k^2 \vec{H} = 0, \quad (3.55)$$

де $k = \omega \sqrt{\varepsilon \mu}$ – хвильове число світловоду.

Аналогічно з другого рівняння Максвелла можна отримати

$$\nabla^2 \vec{E} + k^2 \vec{E} = 0. \quad (3.56)$$

Звідси випливає, що повздовжні електромагнітні складові векторів E_z і H_z задовольняють рівнянням

$$\begin{cases} \nabla^2 E_z + k^2 E_z = 0 \\ \nabla^2 H_z + k^2 H_z = 0 \end{cases} \quad (3.57)$$

де ∇^2 – оператор Лапласа $\nabla^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}$, або в циліндричній системі координат $\frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2}{\partial \varphi^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}$

Тоді для повздовжніх складових E_z і H_z в циліндричній системі координат отримаємо диференціальні рівняння другого порядку:

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 E_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 E_z}{\partial \varphi^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial z^2} + k^2 E_z = 0 \\ \frac{\partial^2 H_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial H_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 H_z}{\partial \varphi^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial z^2} + k^2 H_z = 0 \end{cases} \quad (3.58)$$

Припустимо, що напруженість електромагнітного поля в напрямку осі z змінюється за експоненціальному закону, тобто $A = A_0 e^{-\gamma z}$, де A – будь-яка складова векторів \vec{E} або \vec{H} ; $\gamma = \alpha + j\beta$ – константа розповсюдження. Тоді перша і друга похідні визначається як $\frac{\partial A}{\partial z} = -\gamma A_0 e^{-\gamma z} = -\gamma A$; і $\frac{\partial^2 A}{\partial z^2} = \gamma^2 A$.

Для z -компоненти електричного поля E_z маємо $\frac{\partial^2 E_z}{\partial z^2} = \gamma^2 E_z$. Аналогічно для магнітного поля $\frac{\partial^2 H_z}{\partial z^2} = \gamma^2 H_z$

Підставляючи отримані значення до системи (3.58), отримаємо

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 E_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 E_z}{\partial \varphi^2} + \gamma^2 E_z + k^2 E_z = 0 \\ \frac{\partial^2 H_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial H_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 H_z}{\partial \varphi^2} + \gamma^2 H_z + k^2 H_z = 0 \end{cases} \quad (3.59)$$

Введемо позначення $g^2 = \gamma^2 + k^2$ – поперечне хвильове число світловоду. Тоді для ядра світловоду маємо

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 E_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 E_z}{\partial \varphi^2} + g_w^2 E_z = 0 \\ \frac{\partial^2 H_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial H_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 H_z}{\partial \varphi^2} + g_w^2 H_z = 0 \end{cases} \quad (3.60)$$

де $g_w = \sqrt{k_w^2 - \beta^2}$ (без врахування згасання) – поперечне хвильове число ядра; $k_w = kn_w$ – хвильове число серцевини з показником заломлення n_w .

Розв'язок рівнянь (3.60) для ядра треба виразити через циліндричні функції першого роду – функції Бесселя, які мають кінцеві значення при $r=0$. Тому можна написати

$$\begin{cases} E_{zw} = A_n J_n(g_w r) e^{jn\varphi} e^{-\gamma z} \\ H_{zw} = B_n J_n(g_w r) e^{jn\varphi} e^{-\gamma z} \end{cases} \quad (3.61)$$

де A_n і B_n – постійні інтегрування.

Використавши рівняння (3.53), розглянемо зв'язок між поперечними і повздовжніми компонентами поля. Зокрема, для складової E_r маємо

$$\begin{aligned} j\omega\varepsilon_w E_r &= \frac{1}{r} \frac{\partial H_z}{\partial \varphi} - \frac{\partial H_\varphi}{\partial z} \\ -j\omega\mu_w H_\varphi &= \frac{1}{r} \frac{\partial E_r}{\partial r} - \frac{\partial E_z}{\partial r} \end{aligned} \quad (3.62)$$

Візьмемо похідну від другого виразу по ∂z

$$-j\omega\mu_w \frac{\partial H_\varphi}{\partial z} = \frac{\partial^2 E_r}{\partial z^2} - \frac{\partial^2 E_z}{\partial z \partial r} \quad (3.63)$$

Враховуючи, що $\frac{\partial^2 E_r}{\partial z^2} = \gamma^2 E_r$, а $\frac{\partial E_z}{\partial z} = -\gamma E_z$, то $\frac{\partial^2 E_z}{\partial z \partial r} = -\gamma \frac{\partial E_z}{\partial r}$.

Тоді

$$-j\omega\mu_w \frac{\partial H_\varphi}{\partial z} = \gamma^2 E_r + \gamma \frac{\partial E_z}{\partial r} \quad \text{або} \quad \frac{\partial H_\varphi}{\partial z} = -\frac{1}{j\omega\mu_w} (\gamma^2 E_r + \gamma \frac{\partial E_z}{\partial r}). \quad (3.64)$$

Підставимо даний вираз в рівняння для E_r . Отримуємо

$$\begin{aligned} j\omega\varepsilon_w E_r &= \frac{1}{j\omega\mu_w} (\gamma^2 E_r + \gamma \frac{\partial E_z}{\partial r} + \frac{j\omega\mu_w}{r} \frac{\partial H_z}{\partial \varphi}) \quad \text{або} \\ -k^2 E_r - \gamma^2 E_r &= \gamma \frac{\partial E_z}{\partial r} + \frac{j\omega\mu_w}{r} \frac{\partial H_z}{\partial \varphi}. \end{aligned} \quad (3.65)$$

В решті решт отримуємо

$$E_r = -\frac{1}{g_w^2} (\gamma \frac{\partial E_z}{\partial r} + \frac{j\omega\mu_w}{r} \frac{\partial H_z}{\partial \varphi}). \quad (3.66)$$

Аналогічно можна встановити зв'язок між повздовжніми і іншими поперечними компонентами поля

$$\begin{cases} E_\varphi = \frac{1}{g_w^2} (-\frac{\gamma}{r} \frac{\partial E_z}{\partial \varphi} + j\omega\mu_w \frac{\partial H_z}{\partial r}) \\ H_r = \frac{1}{g_w^2} (\frac{j\omega\varepsilon_w}{r} \frac{\partial E_z}{\partial \varphi} - \gamma \frac{\partial H_z}{\partial r}) \\ H_\varphi = -\frac{1}{g_w^2} (j\omega\varepsilon_w \frac{\partial E_z}{\partial \varphi} + \frac{\gamma}{r} \frac{\partial H_z}{\partial r}) \end{cases} \quad (3.67)$$

Використавши рівняння (3.59) візьмемо відповідні похідні.

Тоді вирази для поперечних складових електричного і магнітного полів в сердцевині, полагаючи, що $\gamma = \beta$, мають вигляд (множник не пишемо):

$$\begin{cases} E_{rw} = -\frac{1}{g_w^2} [A_n \beta g_w J'_n(g_w r) - B_n \frac{\omega\mu_w n_w}{r} J_n(g_w r)] \\ H_{rw} = -\frac{1}{g_w^2} [A_n \frac{\omega\varepsilon_w n_w}{r} J_n(g_w r) - B_n \beta g_w J'_n(g_w r)] \\ E_{\varphi w} = \frac{j}{g_w^2} [-A_n \frac{\beta n_w}{r} J_n(g_w r) - B_n \omega\mu_w g_w J'_n(g_w r)] \\ H_{\varphi w} = -\frac{1}{g_w^2} [A_n \omega\varepsilon_w g_w J'_n(g_w r) + B_n \frac{\beta n_w}{r} J_n(g_w r)] \end{cases} \quad (3.68)$$

Для оболонки маємо аналогічну систему рівнянь:

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 E_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 E_z}{\partial \varphi^2} + g_p^2 E_z = 0 \\ \frac{\partial^2 H_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial H_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 H_z}{\partial \varphi^2} + g_p^2 H_z = 0 \end{cases} \quad (3.69)$$

де $g_p = \sqrt{\beta^2 - k_p^2}$ (без врахування згасання) – поперечне хвильове число оболонки світловоду; $k_p = \omega \sqrt{\varepsilon_p \mu_p} = k n_p = \frac{2\pi}{\lambda} n_p$ – хвильове число оболонки із показником заломлення n_p .

Для розв'язку даних рівнянь, виходячи з умови, що при $r_p \rightarrow \infty$ поле повинно прямувати до нуля, треба використовувати циліндричні функції третього роду – функції Ганкеля:

$$\begin{cases} E_{zp} = C_n H_n^{(1)}(g_p r) e^{jn\varphi} e^{-\gamma z} \\ H_{zp} = D_n H_n^{(1)}(g_p r) e^{jn\varphi} e^{-\gamma z} \end{cases} \quad (3.70)$$

де C_n, D_n – постійні інтегрування.

Тоді для поперечних складових поля в оболонці можна написати такі співвідношення:

$$\begin{cases} E_{rp} = -\frac{1}{g_w^2} [jC_n \beta g_p H_n^{(1)'}(jg_p r) + D_n \frac{\omega \mu_p n_p}{r} H_n^{(1)}(jg_p r)] \\ H_{rp} = \frac{1}{g_p^2} [C_n \frac{\omega \varepsilon_p n_p}{r} H_n^{(1)}(jg_p r) - jD_n \beta g_p H_n^{(1)'}(jg_p r)] \\ E_{\varphi p} = \frac{1}{g_p^2} [jC_n \frac{\beta n_w}{r} H_n^{(1)'}(jg_p r) - D_n \omega \mu_p g_p H_n^{(1)}(jg_p r)] \\ H_{\varphi p} = \frac{1}{g_p^2} [C_n \omega \varepsilon_p g_p H_n^{(1)'}(jg_p r) + D_n \frac{\beta n_p}{r} H_n^{(1)}(jg_p r)] \end{cases} \quad (3.71)$$

Постійні інтегрування A_n, B_n, C_n, D_n можуть бути визначені, якщо використати граничні умови. Використаємо умови рівності тангенційних складових напруженостей електричних і магнітних полів на поверхні розділу серцевина-оболонка (при $r=r_w$):

$$\begin{aligned} E_{zw}(r_w) &= E_{zp}(r_w) \\ H_{zw}(r_w) &= H_{zp}(r_w) \\ H_{\varphi w}(r_w) &= H_{\varphi p}(r_w) \end{aligned} \quad (3.72)$$

Після того як знайдемо постійні інтегрування підставимо їх до рівнянь, і після відповідних перетворень отримуємо таке трансцендентне рівняння:

$$\left[\frac{\mu_w J_n'(g_w r_w)}{g_w J_n(g_w r_w)} - \frac{j\mu_p H_n^{(1)'}(jg_p r_w)}{g_p H_n^{(1)}(jg_p r_w)} \right] \left[\frac{\omega^2 \varepsilon_w J_n'(g_w r_w)}{g_w J_n(g_w r_w)} + \frac{j\omega^2 \varepsilon_p H_n^{(1)'}(jg_p r_w)}{g_p H_n^{(1)}(jg_p r_w)} \right] = n_w^2 \beta^2 \left[\frac{1}{g_w^2 r_w} + \frac{1}{g_p^2 r_w} \right] \quad (3.73)$$

Отримані рівняння дають можливість визначити невідомі постійні і знайти структуру поля в ядрі і оболонці волоконного світловоду. В загальному випадку рівняння мають низку розв'язків, кожному з яких відповідає певна структура поля, яка має назву моди світловоду.

3.6.2. Типи хвиль у світловодах

В світловодах можуть існувати два типи хвиль: симетричні E_{0m}, H_{0m} несиметричні дипольні EH_{nm}, HE_{nm} . В індексі n – число змін поля по діаметру; m – число змін поля по периметру. Симетричні хвилі електричні E_{0m} і магнітні H_{0m} мають кругову симетрію ($n=0$).

Роздільне розповсюдження по світловоду несиметричного типу хвиль неможливо. В світловоді вони існують лише разом, тобто виникають повздовжні складові E і H . Ці хвилі називаються змішаними, дипольними і позначаються через HE_{nm} , якщо поле у поперечному перетині нагадує поле H , або EH_{nm} , якщо поле у поперечному перетині ближче до хвиль E .

Зі всієї номенклатури змішаних хвиль в оптичних кабелях найбільше застосування отримала хвиля типу HE_{11} (або EH_{10}). На цій хвилі працюють одномодові світловоди, які мають найбільшу пропускну здатність.

Можна співставити вказану класифікацію електромагнітних хвиль із променевою класифікацією.

Як відзначалося у [31-33], по волоконним світловодам можливе передавання двох типів променів: меридіональних і косих. Меридіональні промені розташовані в площині, яка проходить через вісь волоконного світловоду. Косі промені не перетинають вісь світловоду (більш детально див. параграф 3.6.3)

Меридіональним променям відповідають симетричні електричні E_{0m} і магнітні H_{0m} хвилі, косим променям – несиметричні гібридні EH_{nm} і HE_{nm} хвилі.

Якщо точкове джерело випромінювання розташоване по осі світловоду, то виникають лише меридіональні промені і відповідно симетричні хвилі E_{0m} , H_{0m} . Якщо ж точкове джерело розташоване поза віссю світловоду або маємо складне джерело, то з'являються одночасно як меридіональні, так і косі промені та відповідні до них симетричні E_{0m} , H_{0m} і несиметричні гібридні (EH_{nm} и HE_{nm}) хвилі.

Несиметричні хвилі типу EH_{nm} і HE_{nm} в волоконних світловодах існувати не можуть. Ці хвилі збуджуються лише в металевих хвилеводах.

Основне рівняння передачі по волоконному світловоду для випадку $\frac{n_w - n_p}{n_w} \ll 1$ може бути значно спрощено для різних типів хвиль.

Для симетричних хвиль права частина рівняння (3.73) рівна нулю, тоді маємо два різних рівняння для електричної E_{0m} і магнітної H_{0m} хвиль:

для E_{0m}

$$\frac{\varepsilon_w}{\varepsilon_p} \frac{g_w}{g_p} \frac{J_1(g_w r_w)}{J_0(g_w r_w)} + j \frac{H_1^{(1)}(j g_p r_w)}{H_0^{(1)}(j g_p r_w)} = 0. \quad (3.74a)$$

для H_{0m}

$$\frac{g_p}{g_w} \frac{J_1(g_w r_w)}{J_0(g_w r_w)} + \frac{H_1^{(1)}(j g_p r_w)}{H_0^{(1)}(j g_p r_w)} = 0. \quad (3.74b)$$

Для змішаних дипольних хвиль можна отримати такі наближенні рівняння:

для HE_{nm}

$$\frac{J_{n-1}(g_w r_w)}{g_w r_w J_n(g_w r_w)} = \frac{H_{n-1}^{(1)}(j g_w r_w)}{j g_p r_w H_0^{(1)}(j g_p r_w)}, \quad (3.75a)$$

для EH_{nm}

$$\frac{J_{n+1}(g_w r_w)}{g_w r_w J_n(g_w r_w)} = \frac{H_{n+1}^{(1)}(j g_w r_w)}{j g_p r_w H_0^{(1)}(j g_p r_w)}, \quad (3.75b)$$

Для області, які далеко знаходяться від критичної частоти часто, можна використати більш прості співвідношення:

для HE_{nm}

$$g_p r_w J_{n-1}(g_p r_w) = g_w r_w J_n(g_w r_w). \quad (3.76)$$

Даний вираз дозволяє визначити структуру поля, параметри хвиль і характеристики волоконного світловоду для різних типів хвиль і частот.

Кожний тип хвилі (мода) мають свою критичну частоту і довжину хвилі. Наявність критичної частоти у волоконних світловодах пояснюється тим, що при дуже високих частотах практично вся енергія концентрується всередині ядра світловоду, а із зменшенням частоти відбувається перерозподіл поля і енергія переходить до оточуючого простору. При певній частоті f_0 – критичній, або частоті відсічки, поле більше не розповсюджується вздовж світловоду і вся енергія розсіюється в оточуючому просторі.

Раніше були приведені такі співвідношення:

$$\begin{aligned} g_w &= \sqrt{k_w^2 - \beta^2} \text{ при } r \leq r_w \\ g_p &= \sqrt{\beta^2 - k_p^2} \text{ при } r > r_w \end{aligned} \quad (3.77)$$

де β – коефіцієнт фази у світловоді; k_w і k_p – хвильові числа відповідно серцевини і оболонки світловоду; g_w и g_p – поперечні хвильові числа відповідно для ядра і оболонки; r_w – радіус ядра волокна.

Враховуючи, що $k_w = \frac{\omega}{c} n_w = \frac{2\pi f}{c} n_w = k n_w$, $k_p = \frac{\omega}{c} n_p = \frac{2\pi f}{c} n_p = k n_p$ отримуємо

$$\begin{aligned} g_w &= \sqrt{k^2 n_w^2 - \beta^2} \text{ при } r \leq r_w \\ g_p &= \sqrt{\beta^2 - k^2 n_p^2} \text{ при } r > r_w \end{aligned} \quad (3.78)$$

Полагаючи, що $r = a$, можна записати

$$g_w^2 + g_p^2 = k^2 (n_w^2 - n_p^2). \quad (3.79)$$

Для визначення критичної частоти f_0 треба прийняти $g_p = 0$. При всіх значеннях $g_p > 0$ поле концентрується в ядрі світловоду, а при $g_p = 0$ воно виходить з ядра і процес розповсюдження хвилі по світловоду припиняється. За законом геометричної оптики умова $g_p = 0$ відповідає умові повного внутрішнього відбивання, при якому заломлена хвиля відсутня, а є лише падаюча і відбита хвилі. Тоді при $g_p = 0$ маємо

$$g_w^2 = k^2 (n_w^2 - n_p^2), \quad (3.80)$$

або враховуючи, що $k = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi f}{c}$ можна записати $k^2 = \frac{g_w^2}{(n_w^2 - n_p^2)} = \left(\frac{2\pi f_0}{c}\right)^2$.

Звідки критична частота

$$f_0 = \frac{g_w c}{2\pi \sqrt{n_w^2 - n_p^2}}. \quad (3.81)$$

Помноживши чисельник і знаменник на параметр r_w (радіус ядра), отримаємо значення критичної частоти

$$f_0 = \frac{g_w c r_w}{2\pi r_w \sqrt{n_w^2 - n_p^2}} = \frac{g_w r_w}{2\pi r_w \sqrt{(n_w^2 - n_p^2) \mu_0 \epsilon_0}} = \frac{g_w r_w}{2\pi r_w \sqrt{\mu_w \epsilon_w - \mu_p \epsilon_p}}. \quad (3.81)$$

і критичної довжини хвилі

$$\lambda_0 = \frac{2\pi r_w v_w}{g_w r_w} \sqrt{\mu_w \varepsilon_w - \mu_p \varepsilon_p}. \quad (3.82)$$

де $g_w r_w$ – корені бesselевих функцій, v_w – швидкість розповсюдження світла в середовищі.

Так як світловоди виготовляються з немагнітних матеріалів ($\mu_w, \mu_p = 1$), то

$$f_0 = \frac{g_w r_w}{2\pi r_w \sqrt{(\varepsilon_w - \varepsilon_p) \mu_0 \varepsilon_0}}, \lambda_0 = \frac{2\pi r_w v_w}{g_w r_w} \sqrt{(\varepsilon_w - \varepsilon_p) \mu_0 \varepsilon_0}. \quad (3.83)$$

Принципово аналогічний результат можна отримати променевим методом безпосередньо із законів геометричної оптики шляхом розгляду процесів, які відбуваються при падінні хвилі на границю розділу - ядро-оболонка світловоду.

Аналізуючи отримані співвідношення, можна сказати, що чим товще серцевина світловоду і чим більше відрізняються $\mu_w \varepsilon_w$ і $\mu_p \varepsilon_p$, тим більше критична довжина хвилі і відповідно нижче критична частота волоконного світловоду. З формул також можна побачити, що при рівності оптичних характеристик, в першу чергу діелектричної проникливості ядра і оболонки, тобто при $\varepsilon_w = \varepsilon_p$, критична довжина хвилі $\lambda_0 = 0$, а критична частота $f_0 = \infty$ і передавання сигналу по такому світловоду неможлива. Цей факт має своє логічне обґрунтування як вже сказано, волоконний світловід працює основі принципу багатократного відбивання хвилі від границі між ядром і оболонкою, і ця границя є направляючим середовищем розповсюдження електромагнітної енергії. При $\varepsilon_w = \varepsilon_p$ світловід перестає працювати як направляюча система передавання.

Таблиця 3.1

n	Значення кореня ($g_w r_w$) при m , рівному			Тип хвилі
0	2,405	5,520	8,654	E, H
1	0,000	3,832	7,016	HE
1	3,832	7,016	10,173	EH
2	2,445	5,538	8,665	HE
2	5,136	8,417	11,620	EH

Для визначення критичних частот різних типів хвиль розглянемо корені раніше отриманого співвідношення бesselевих функцій $J_{0m}(g_w r_w)$ для симетричних і для несиметричних хвиль $J_{nm}(g_w r_w)$. Ці рівності дають нескінченну кількість коренів, значення яких наведені в табл. 3.1.

Розглянемо фізичний зміст наведених в табл. 3.1 коренів бesselевих функцій $g_w r_w$. Оскільки при відсічці $g_p=0$, тобто $\beta = kn_p$, то з виразу

$$g_w = \sqrt{k_w^2 - \beta^2} \text{ маємо}$$

$$g_w r_w = r_w \sqrt{k_w^2 - \beta^2} = r_w \sqrt{k^2 n_w^2 - k^2 n_p^2} = r_w k \sqrt{n_w^2 - n_p^2} = r_w \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{n_w^2 - n_p^2}. \quad (3.84)$$

Останнє співвідношення обернено пропорційно до λ_0 , тобто прямо пропорційно критичній частоті f_0 . Окрім цього, воно містить початкові параметри волокна: r_w, n_w, n_p . Даний вираз носить назву *нормованої частоти* і

в цьому вигляді (див. параграф 7.1.4) часто використовується у світловодній техніці.

При такому трактуванні табл. 3.1 містить нормовані частоти V для хвиль, тип яких вказаний у правому стовпчику таблиці, а індекс nm складається з чисел лівого стовпчика і верхнього рядка відповідної комірки, в якій знаходиться дана величина V_0 . Кожній V_0 відповідає критична частота f_0 .

При $V < V_0$ маємо $f < f_0$, тобто частота менше критичної і хвиля по ядру волокна не розповсюджується, іншою мовою не існує. Область існування хвилі, яка має нормовану частоту відсічки $V > V_0$ складає $f > f_0$.

З табл. 3.1 видно, що для несиметричної хвилі HE_{11} значення $V_0=0$; отже, ця хвиля не має критичної частоти і може розповсюджуватися при будь-якій частоті і діаметрі ядра. Всі інші хвилі не розповсюджуються на частотах нижче критичної. Табл. 3.1 можна перетворити і привести до такого вигляду (табл. 3.2)

Таблиця 3.2

Діапазон частот	Додаткові моди	Кількість мод
0,000–2,405	HE_{11}	2
2,405–3,832	H_{01}, E_{01}, HE_{21}	6
3,832–5,316	$HE_{12}, EH_{11}, HE_{31}$	12
5,316–5,520	EH_{21}, HE_{41}	16
5,520–6,380	H_{02}, E_{02}, HE_{22}	20
6,380–7,016	EH_{31}, HE_{51}	24
7,016–7,588	$HE_{13}, EH_{12}, HE_{32}$	30
7,588–8,417	EH_{41}, HE_{61}	34
8,417–11,620	$EH_{22}, E_{03}, H_{03}, EH_{13}, HE_{23}, EH_{23}$	40

З табл. 3.2 випливає, що із збільшенням частоти з'являються нові типи хвиль. Так, починаючи з $V=2,405$ з'являються хвилі H_{01}, E_{01}, HE_{21} , при $V=3,832$ виникають додаткові моди $HE_{12}, EH_{11}, HE_{31}$ і т.д.

Таким чином, інтервал значень $V=g_w r_w$, при яких у світловоді розповсюджується лише один тип хвиль HE_{11} , знаходиться в межах $0 < V < 2,405$, тому при виборі частоти передавання або товщини ядра одномодового світловоду виходять з такої умови:

$$f_0 > \frac{2.405c}{2\pi r_w \sqrt{n_w^2 - n_p^2}} \quad (3.85)$$

Одномодовий режим практично досягається при застосуванні дуже тонких волокон, рівних за діаметром довжині хвилі $d = \lambda$. Окрім того, треба намагатися зменшити різницю між показниками заломлення ядра і оболонки.

Діаметр ядра волоконного світловоду для одномодового передавання може бути визначений з такого співвідношення:

$$d \leq \frac{2.405\lambda_0}{\pi \sqrt{1 - \left(\frac{n_w}{n_p}\right)^2}} \quad (3.86)$$

Приклад: для світловоду з скловолокна із показником заломлення ядра 1.48 і показником заломлення оболонки 1.447 при моді E_{01} з довжиною хвилі 1.55 мкм для одномодового передавання отримуємо $d = \frac{2.405 \cdot 1.55}{3.14 \sqrt{1 - \left(\frac{1.447}{1.48}\right)^2}} = 5.65$ мкм.

3.6.3. Особливості розповсюдження хвиль в циліндричних хвилеводах з точки зору променевого підходу

Розглянемо особливості розповсюдження хвиль в циліндричних хвилеводах з точки зору променевого підходу. Уявимо, що паралельний пучок падає на торець такого хвилеводу під довільним кутом. В цьому випадку лише невелика частина промінів ввійде у хвилевід через площину, в якій лежить вісь хвилеводу. Ця площина (меридіональна площина) позначена на рисунку 3.20а сірим кольором. Такі промені мають назву *меридіональних*. Вони позначені на рисунку літерою (1). Всі інші промені називають *косими*. Косі промені позначені літерою (2). Можна показати, що розповсюдження меридіональних променів аналогічне розповсюдженню хвиль в плоскому хвилеводі. Ці промені розповсюджуються вздовж меридіональної площини. Відповідно вся фізика, співвідношення, закономірності, встановленні для плоских хвилеводів є справедливими для циліндричних волокон.

Щодо косих променів, то процес їх розповсюдження значно складніше. Тому акцентуємо увагу лише на деяких фактах.

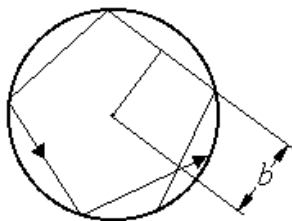


Рис. 3.21

1. На відміну від меридіональних променів, траєкторія косих променів не лежить в площині, а утворює деяку лому спіраль. При цьому проекція цієї спіралі на площину перпендикулярну до осі волокна (рис. 3.21) утворює деяку систему хорд розташованих на одній відстані від центру волокна b .

2. Зауважимо, що для “ТЕ-, ТМ-освітлення” волокна, стан поляризації для меридіональних променів не змінюється і відповідає поляризації падаючого випромінювання, оскільки меридіональна площина перпендикулярна до поверхні волокна (див. рис. 3.20 б, ситуація (1)). В той же час площина падіння косих променів складає певний кут з площиною дотичною до волокна в точці зустрічі проміню з волокном (рис. 3.20 б, ситуація (2)). Тоді процес розповсюдження хвилі у волокні необхідно розглядати як розповсюдження

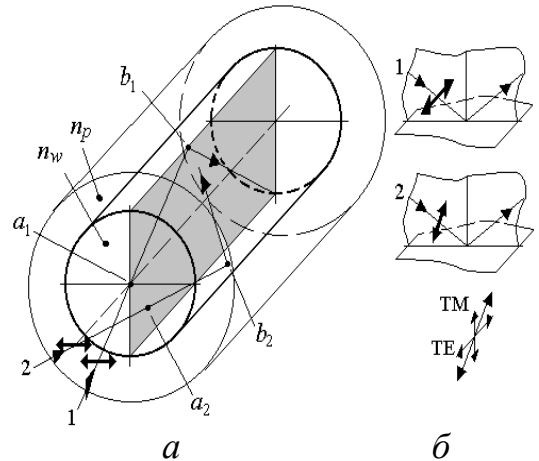


Рис. 3.20

TE- і TM-моди, на розкладається хвиля в точці зустрічі. При цьому відомо, що TE- і TM-моди набувають різних фазових затримок при взаємодії хвилі з поверхнею волокна.

Отже в загальному випадку поле на виході волокна (у сякому разі багатомодового) поляризовано неоднорідно і еліптично. Для ситуації одномодового волокна все дещо складніше (або простіше) і в певному випадку освітлення (вхідний пучок перпендикулярний до торця волокна) стан поляризації може зберігатися.



Рис. 3.23

3. У переважній більшості випадків, поле на виході багатомодового волокна можна охарактеризувати як спекл-поле (рис. 3.23), інтенсивність якого являє собою сукупність хаотично розташованих плям, різного розміру та яскравості. Поляризація такого поля характеризується просторовою неоднорідністю та змінюється від лінійної до циркулярної незалежно від стану поляризації вхідного пучка. Проте, після певної відстані розповсюдження сигналу часові затримки, які асоціюються з різними модами стають значно більше часу когерентності джерела, яким вони створені. В цьому випадку результуюча інтенсивність стає суперпозицією некогерентних сигналів. Як наслідок, в решті решт, розподіл інтенсивності на виході волокна регуляризується та стає практично гаусовим.

Спекл-поле (розподіл інтенсивності) на виході багатомодового волокна.

4. БАЗОВІ ЕЛЕМЕНТИ ІНТЕГРАЛЬНОЇ ОПТИКИ. ПАСИВНІ ЕЛЕМЕНТИ [16-18]

До пасивних елементів інтегральної оптики будимо відносити *елементи введення-виведення* та *планарні оптичні елементи* інтегрально-оптичних схем, *поділювачі світла, розгалужувачі*.

4.1. Елементи введення-виведення (інтегрально-оптичні елементи зв'язку)

Природно, що для того, щоб хвиля розповсюджувалася вздовж хвилеводу, необхідно якось генерувати електромагнітне випромінювання в його середині або так чи інакше ввести випромінювання у хвилевід. Пристрої, які здійснюють таку операцію отримали назву інтегрально-оптичних *елементів зв'язку*, або *елементів введення-виведення*. Найпростіший спосіб ввести хвилю у хвилевід - це створити відповідне опромінення торця хвилеводу. Але такий, здавалася б, простий спосіб не знайшов широкого впровадження, оскільки має суттєві недоліки:

1. Необхідне складне просторове, кутове узгодження геометричних параметрів, кутів спрямування опромінюючого пучка з параметрами хвилеводу.

2. Мала ефективність введення випромінювання у хвилевід, і як наслідок, значні енергетичні втрати.

3. Велика критичність подібних систем до будь-яких змін умов освітлення торця хвилеводу.

Винятком є випадок, коли джерело випромінювання (напівпровідниковий лазер) формується безпосередньо у хвилеводі або безпосередньо приєднується до торця хвилеводу та утворює з ним нероз'ємне з'єднання.

У курсі будемо розглядати лише два типи найбільш ефективних та найбільш розповсюджених елементів введення-виведення:

- *призмий* елемент введення-виведення;
- *решітчастий* елемент введення-виведення.

4.1.1. Призмий елемент введення-виведення

Призмий елемент введення-виведення широко застосовується в лабораторній практиці.

В основі роботи призмийого елемента введення-виведення полягає той факт, що при явищі повного внутрішнього відбивання відбита хвиля занурюється в межуюче середовище. Схему роботи елемента наведено на рисунку 4.1.

Розташуємо призму біля поверхні хвилеводу на невеликій відстані h_{pr} .

Направимо на призму під деяким кутом лазерний пучок. Причому кут між пучком і нормаллю до поверхні призми такий, що реалізується повне

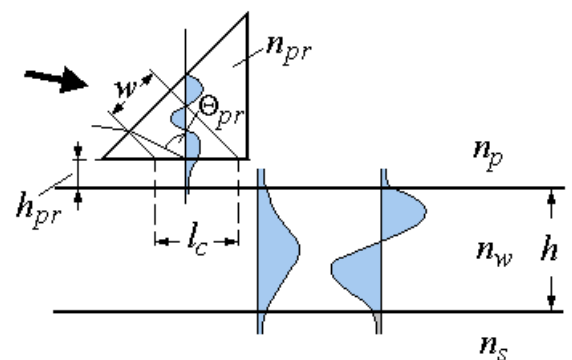


Рис. 4.1

внутрішнє відбивання пучка від нижньої поверхні призми. При цьому в зазорі між призмою та хвилеводом утворюється стояча хвиля (мода призми) з константою розповсюдження β_{pr} . Якщо h_{pr} – достатньо малий зазор (близько декількох десятих довжини хвилі), то можна стверджувати, що, якщо б у хвилеводі розповсюджувалася певна мода β_m , її «хвіст» теж знаходився б у проміжку h_{pr} і перекривався з хвостом моди β_{pr} . При цьому повинна виконуватися умова синхронізму між цими модами (збігання фазових швидкостей):

$$kn_{pr} \sin \Theta_{pr} = \beta_m. \quad (4.1)$$

Тоді хвіст хвилі, яка утворилася в призмі починає «перекачуватися» в хвилевід. Образно кажучи, хвилі однаково куди повертатися в призму, чи в хвилевід.

Природно, що коефіцієнт ефективності введення випромінювання залежить від величини зазору. Чим більше h_{pr} , тим менше ефективність введення.

l_{zv} – довжина зв'язку, обмежена розмірами призми. l_{zv} , яка необхідна для повної перекачування енергії визначається співвідношенням:

$$l_{zv} = \frac{w}{\cos \Theta_{pr}} = \frac{\pi}{2\sigma}, \quad (4.2)$$

де σ – так званий *коефіцієнт зв'язку мод*, який залежить від показників заломлення призми, хвилеводу, матеріалу та величини зазору. Для досягнення ефективного зв'язку (100-відсоткового введення випромінювання у хвилевід) величина l_{zv} повинна бути підібрана так, щоб не допустити перевипромінювання моди хвилеводу знову до призми. Якщо довжина контакту між призмою та хвилеводом більше ніж l_{zv} , яка визначається виразом (4.2), почнеться зворотний процес перекачування енергії з хвилеводу до призми.

До недоліків призмового елемента введення-виведення можна віднести, те, що матеріал, з якого зроблена призма повинен, як правило, мати показник заломлення n_{pr} , більший ніж показник заломлення хвилевідного шару. Це впливає з наступного. На практиці, дуже часто показник заломлення підкладенки n_s близький до показника хвилевідного шару n_w (наприклад, дифузійні хвилеводи). В такому випадку хвилевідні моди розповсюджуються практично вздовж поверхні хвилеводу ($\Theta_m \rightarrow 90^\circ$) і $\beta_m \approx kn_w$. Тоді з (4.1) випливає, що оскільки $\sin \Theta_{pr} < 1$ то $n_{pr} > n_w$.

Здебільшого всього призму виготовляють з рутилу ($n \approx 2.87$) або з монокристала фосфіду галію ($n \approx 3.3$).

4.1.2. Решітчастий елемент введення-виведення

Звернемося до рисунка 4.2. Зображена схема підживлення хвилі у хвилеводі відрізняється від подібної схеми, яка зображена на рис. 4.1, тільки тим, що на відміну від рис. 4.1 модулююча решітка має кінцеві розміри. Таку решітку

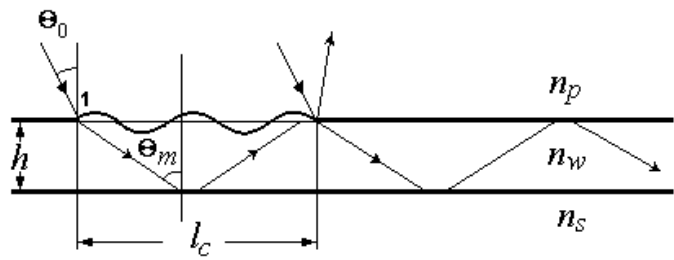


Рис. 4.2

можна використати для введення випромінювання у хвилевід. Постає питання – якої довжини повинна бути ця решітка, щоб забезпечити оптимальне введення енергії у хвилевід?

Нехай “початок” пучка, який ми намагаємося ввести у хвилевід падає на решітку на її початку (точка 1). Багатократна взаємодія такого пучка з решіткою призводить до того, що при розповсюдженні при кожному такому акті він втрачає частину енергії за рахунок дифракції в покривний шар. Врешті-решт його амплітуда зменшується настільки, що її внеском у загальне поле, яке формується в зоні решітки, можна нехтувати. Будемо вважати, що при цьому хвиля розповсюджується вздовж хвилеводу на відстань l_{zv} . Очевидно, якщо далі збільшувати розміри решітки, то це не призведе до збільшення енергії у хвилеводі, оскільки встановлюється певний енергетичний баланс (скільки енергії вводиться, стільки ж і виводиться). Нагадаємо, що максимальна інтенсивність хвилі яка розповсюджується у хвилеводі, досягається тоді, коли кут опромінення решітки такий, що дифрагована на ній хвиля розповсюджується в напрямку хвилевідної моди (вираз 3.42). Інакше цей вираз можна переписати у вигляді:

$$\beta_m = k(n_p \sin \theta_0 + \frac{i\lambda}{T}), \quad (4.3)$$

де i – номер дифракційного порядку, m – номер моди.

Зробимо оцінку довжини l_{zv} . Будемо вважати, що хвилевід абсолютно прозорий і при розповсюдженні хвилі від точки 1 на відстань l_{zv} хвиля утворила N зигзагів, тобто N разів провзаємодіяла з решіткою. Отже, порівняно з точкою (1) її амплітуда змінилася на множник R_0^N ($|R_0| < 1$ – амплітудна дифракційна ефективність решітки при дифракції в нульовий порядок на відбивання). Як і раніше, будемо вважати, що енергією хвилі можна нехтувати, коли її амплітуда зменшилася в $1/e$ разів. Відповідно, до цього критерію маємо:

$$e^{-1} = R_0^N \text{ або } N = -1/\ln(R_0). \quad (4.4)$$

Враховуючи довжину зигзагу (вираз 3.27) маємо співвідношення для l_{zv} :

$$l_{zv} = - \frac{n_f}{\ln R_0 (n_w^2 - n_f^2)^{\frac{1}{2}}} 2 \left\{ h + \frac{1}{k} \left[(n_w^2 - n_p^2)^{-\frac{1}{2}} + (n_w^2 - n_s^2)^{-\frac{1}{2}} \right] \right\} \quad (4.5)$$

Зауважимо, що для невеликих глибин модуляції решітки (частки довжини хвилі) можна стверджувати, що, чим більше глибина модуляції решітки, тим менше R_0 і відповідно тим менше l_{zv} .

4.2. Планарні оптичні елементи

4.2.1. Зміна напрямку розповсюдження хвилі. Інтегрально-оптичні світлоподільники

Як відомо у звичайній оптиці зміна напрямку розповсюдження хвилі здійснюється за допомогою дзеркал, призм різного типу. У планарному варіанті напрямок може бути змінений, якщо застосовувати смужкові хвилеводи, які мають не тільки кінцеву товщину, а і обмежені за шириною у поперечному напрямку (див. рис. 4.3).

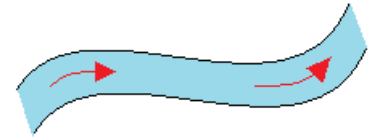


Рис. 4.3

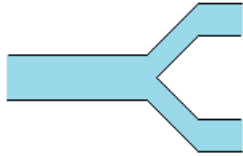


Рис. 4.4

Поділити пучок на два і більше пучка можна за допомогою так званих Y-розгалужувачів (див. рис. 4.4). Завдяки застосування технологій мікроелектроніки, які дозволяють відтворювати мікроелементи інтегральних зчеп із практично стовідсотковою точністю, співвідношення інтенсивностей, які спрямовані у різні канали на виході розгалужувача може бути практично одиничним.

Наступна проблема керування структурою хвиль у площині це зміна кривизни хвильових фронтів, наприклад, їх фокусування. У звичайній оптиці така операція здійснюється за допомогою лінз і об'єктивів. Аналогічну операцію в інтегральній оптиці здійснюється за допомогою планарних лінз різного типу.

4.2.2. Лінзи Люнеберга

Найбільш розповсюджена конструкція лінз Люнеберга являє собою композицію декількох шарів різної товщини h_1, \dots, h_N з різними показником заломлення n_1, \dots, n_N (рис. 4.5а). Форма шарів сферична (рис. 4.5б).

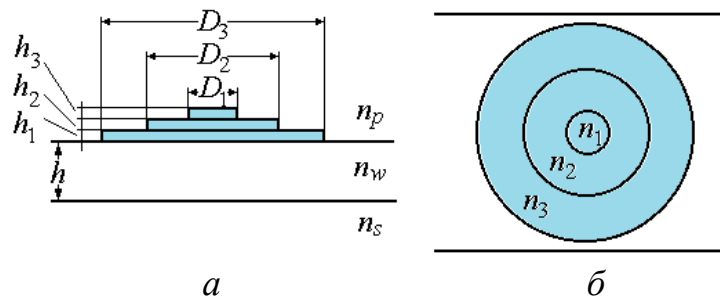


Рис. 4.5. Схема формування лінзи Люнеберга:
а – вигляд збоку, б – вигляд зверху.

Завдяки такій структурі ефективний показник заломлення в зоні лінзи має певний градієнт. Розподіл градієнта має сферичну симетрію. Фазові затримки, які отримує пучок, розповсюджуваний у хвилеводі в зоні лінзи, аналогічні фазовим затримкам, що спостерігаються у звичайній лінзі. Отже, лінза Люнеберга має фокусуючі властивості. Розрахунок та технологія такої лінзи дуже складні. Проте у випадку параксіального наближення (вузьких пучків) часто достатньо одного шару.

4.2.3. Геодезична лінза

Геодезична лінза (рис. 4.6) являє собою заглиблення сферичної або асферичної форми. Вісь симетрії заглиблення перпендикулярна до площини хвилеводу. Край заглиблення утворює круговий контур. Заглиблення робиться до нанесення хвилеводного шару. Після нанесення хвилеводу область з такою лінзою набуває фокусуєчих властивостей. Довжина оптичних шляхів для променів, які проходять через різні ділянки геодезичної лінзи різні, і аналогічні затримкам звичайної лінзи.

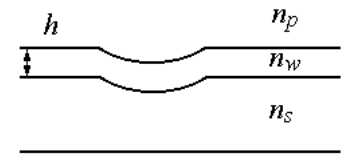


Рис. 4.6

4.2.4. Дифракційні лінзи

Розглянемо деяку дифракційну структуру, зображену на рисунку 4.7. Нехай період дифракційної решітки змінюється в напрямку x . Паралельний пучок опромінює цю структуру перпендикулярно до осі x . Уявімо собі, що всі промені, які пройшли через структуру, зберуться в одну точку на відстані f . Постає питання, яка повинна бути закономірність зміни періоду решітки?

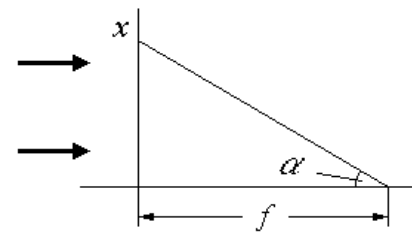


Рис. 4.7

Тангенс кута α в цьому випадку дорівнює:

$$\tan \alpha = x/f. \quad (4.6)$$

За формулою решітки кут дифракції першого дифракційного порядку визначається виразом:

$$n_w T \sin \alpha = \lambda. \quad (4.7)$$

З (4.6) і (4.7) маємо:

$$T(x) = \frac{\lambda \sqrt{x^2 + f^2}}{n_w x}. \quad (4.8)$$

Якщо вхідний отвір лінзи набагато менше ніж f то $\sqrt{x^2 + f^2} \approx f + \frac{x^2}{2f}$ та (4.8) перетворюється до вигляду:

$$T(x) = \frac{\lambda(x^2 + 2f^2)}{2n_w x f}, \quad (4.9)$$

або, якщо виконується ще більш жорстке наближення $\tan \alpha \approx \sin \alpha \approx \alpha$, то

$$T(x) = \frac{\lambda f}{n_w x^2}, \quad (4.10)$$

Отже, якщо виготовити решітку з змінним періодом, який змінюється у відповідності до (4.9), то така дифракційна структура буде працювати як лінза. Як відомо, такі структури отримали назву лінза Френеля, або *дифракційна лінза*. В інтегральній оптиці подібні лінзи можна отримати, якщо на хвилевід нанести за закономірністю (4.9) додатковий шар з іншим

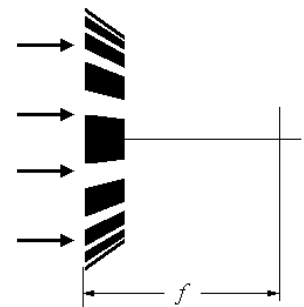


Рис. 4.8

коефіцієнтом заломлення. У цих місцях випромінювання буде виводитися з хвилеводу. Отже, те, що буде розповсюджуватися в шарі, буде відповідне дифракційне поле, яке збереться у точку на відстані f . Для підвищення ефективності такої лінзи іноді форму штрихів виконують у вигляді, зображеному на рис. 4.8 (аналог товстої голограми). Ефективність такої лінзи може сягати 100 %.

5. АКТИВНІ ЕЛЕМЕНТИ ІНТЕГРАЛЬНОЇ ОПТИКИ [18]

До активних елементів інтегральної оптики відносять різного роду *модулятори, дефлектори, перемикачі*. Принцип дії їх практично один і той самий. Різниця визначається режимами роботи, конструктивними особливостями, їх призначенням.

5.1. Електрооптичні пристрої

Електрооптичні пристрої реалізуються на широкому класі матеріалів, які включають як напівпровідникові матеріали $A^{II}B^{VI}$ і $A^{III}B^V$ (наприклад, $GaAs$), так і активні діелектрики – *ніобати літію, танталу, калію* тощо. Найбільшу цікавість викликають модулятори-перемикачі. До них належать модулятори-перемикачі на основі ефекту *тунельної перекачування світла* (або модулятори-перемикачі на *зв'язаних хвилеводах*, модулятори-перемикачі *інтерференційного типу*).

В основі роботи електрооптичних модуляторів-перемикачів лежить *електрооптичний ефект Погкельса*. Суть його полягає в тому, що в деяких оптичних матеріалів показник заломлення змінюється пропорційно прикладеній напруженості електричного поля.

Величина лінійного електрооптичного ефекту, що визначається зміною показника заломлення Δn , пов'язана з напруженістю поля виразом:

$$\Delta n = -\frac{n^3}{2} r_{ij} E, \quad (5.1)$$

де n – показник заломлення матеріалу у відсутності електричного поля, r_{ij} – електрооптичний коефіцієнт (тензорна величина). У результаті світло, яке пройде в такому матеріалі шлях l , набуває фазової затримки величиною:

$$\Delta \Phi = -\frac{\pi n^3}{\lambda} r_{ij} E l. \quad (5.2)$$

Отже, відбувається відповідна модуляція хвилі за фазою. На відміну від об'ємних оптичних пристроїв, де для аналізу подібного типу модуляції широко застосовуються додаткові пристрої (наприклад поляризатори), в інтегральній оптиці перетворення фазової модуляції в амплітудну здійснюється за допомогою різних інтерференційних схем. Якщо між інтерферуючими пучками існує різниця фаз, то в результуючому полі це проявляється як модуляція інтенсивності.

До основних характеристик модуляторів належить *глибина модуляції (коефіцієнт модуляції) M* та *ширина смуги модулюючих частот Δf* , яка у свою чергу визначає об'єм інформації, що обробляється.

Узагальненим показником якості є величина *питомої потужності $\Delta P / \Delta f$* або *фактор якості*, який визначається як потужність збудження до одиниці смуги частот при еквівалентній 84 % модуляції інтенсивності.

Як правило, основою хвилевідного модулятора є діелектричний хвилевід, наприклад ніобат літію $LiNbO_3$ або танталу $LiTaO_3$. Далі технологією дифузії або епітаксialного росту формують структуру із заданими властивостями.

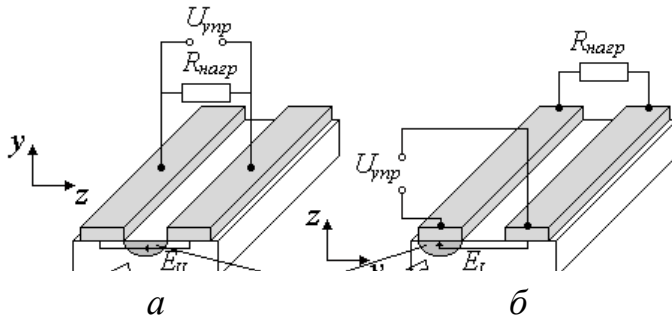


Рис. 5.1

Принципова схема дії таких модуляторів наведена на рис. 5.1. Величини електрооптичних коефіцієнтів, які визначають величину зміни коефіцієнта заломлення, залежать від кристалографічної орієнтації матеріалу (від взаємного розташування кристала і напрямку електромагнітної

хвилі), що використовується для створення активного елемента. У випадку анізотропних кристалів, таких як ніобат літію, оптимальними орієнтаціями для хвилевідної структури є y - і z -зрізи, як показано на рисунку. Загально прийнято, що для того щоб зв'язати з координатами x, y, z кристалографічні напрямки, вісь z повинна бути спрямована вздовж оптичної осі кристала. Тому, якщо іде мова про y - або z -зріз, то це значить, що відповідна вісь перпендикулярна великій площині кристала.

Для отримання максимальних електрооптичних коефіцієнтів керуюче електричне поле повинно бути спрямовано вздовж осі z . Це у свою чергу накладає обмеження на конструкцію електродів модулятора. У випадку використання y -зрізу (рис. 5.1 *a*) електроди розташовані симетрично по обидва боки хвилеводу. Як наслідок - керуючою складовою електричного поля є його паралельна складова E_{II} . В активних елементах на z -зрізі (рис. 5.1 *б*) для зберігання напрямку модулюючого поля вздовж осі z один з електродів наноситься зверху на хвилевідний шар (1) і робочою складовою є вертикальна складова електричного поля E_{\perp} . Акцентуємо увагу на тому, що матеріалом керуючого електрода є метал. Як наслідок, хвилевідна мода, яка розповсюджується по хвилеводу з металевою границею, є затухаючою. Для того, щоб уникнути цього, між електродом та хвилеводом нанесений тонкий ізолюючий шар з низьким (відносно хвилеводу) показником заломлення. Це загальноприйнятий технологічний прийом і далі, коли ми будемо говорити про те, що на поверхню хвилеводу нанесений шар, який є провідником (за винятком спеціальних випадків, коли необхідно створити виведення випромінювання з хвилеводу), то будемо мати на увазі, що він відокремлений від хвилеводу ізолятором. В основному як буферний шар використовують окисні плівки алюмінію ($n \approx 1.6$) або кремнію ($n \approx 1.5$) товщиною близько 20 мкм.

Схема, наведена на рисунку 5.1, ілюструє також основні схемні конфігурації хвилевідних активних елементів із *зосередженими параметрами* (рис. 5.1 *a*) та типу *біжучої хвилі* (рис. 5.1 *б*). Для схем із зосередженими параметрами електроди створюють зосереджену ємність модулятора перемикача. Його смуга частот обмежується добутком ємності електродів на величину опору навантаження $R_{нагр}$ і часом розповсюдження світлового потоку через перемикач-модулятор.

У схемі типу біжучої хвилі світло і модулююча хвиля надвисокої частоти

(близько гигагерц) розповсюджуються в одному напрямку. Якщо фазові швидкості керуючого електричного поля й оптичного випромінювання рівні, величина ємності електродів і час розповсюдження світла через модулятор не впливають на смугу частот. Смуга частот обмежується ступенем розузгодження швидкостей оптичної та надвисокочастотної хвиль. Якщо таке розузгодження невелике, то характеристики модулятора погіршуються мало. Додамо, що модулятори-перемикачі типу біжучої хвилі характеризуються також більш високою ефективністю порівняно зі структурами із зосередженими параметрами. Для модуляторів з паралельними пластинами відношення факторів якості складає:

$$\frac{(\frac{\Delta P}{\Delta f})_{tr\ wave}}{(\frac{\Delta P}{\Delta f})_{lamp\ par}} = 1/3. \quad (5.3)$$

5.1.1. Модулятори-перемикачі на основі ефекту тунельного перекачування світла, або модулятори-перемикачі на зв'язаних хвилеводах

Основу електрооптичних модуляторів-перемикачів на базі зв'язаних хвилеводів складають два (або більше) близько розташованих паралельних керованих хвилеводи. На рисунку 5.2, представлений модулятор-перемикач Х-типу. При збудженні одного з них у процесі розповсюдження випромінювання відбувається перерозподіл енергії між хвилеводами, який залежить від прикладеної до керуючих електродів напруги. Суть явища перерозподілу енергії полягає в наступному. Якщо хвилеводи розташовані на невеликій відстані h_c , то хвости хвилевідних мод, які виходять за межі хвилеводів, перекриваються. Отже, виникає розподілений зв'язок між полями хвилеводів. Такий розподілений зв'язок має низку унікальних властивостей. Насамперед, це те, що для його виникнення не потрібні інші конструктивні елементи. Треба тільки зсунути хвилеводи на достатньо малу відстань. Зв'язок такого типу має неперервний характер. Наприклад, якщо змінювати відстань між хвилеводами вздовж структури, отримаємо в кожному місці свій коефіцієнт зв'язку. Це дозволяє формувати складні інтегрально-оптичні пристрої, наприклад, на одній хвилевідній лінії формувати модулюючі пристрої з різним функціональним призначенням.

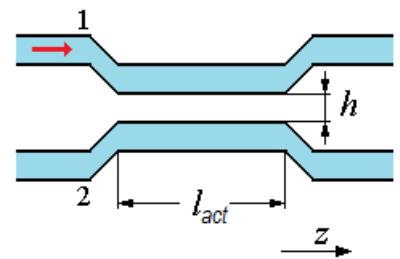


Рис. 5.2

Еомплексні амплітуди електричного поля змінюється у хвилеводах за закономірністю:

$$\begin{cases} U_1 = A_0 e^{j\beta z} \cos \sigma z \\ U_2 = -jA_0 e^{j\beta z} \sin \sigma z \end{cases} \quad (5.4)$$

де σ – коефіцієнт зв'язку. Спочатку енергія з хвилеводу (1) перекачується в хвилевід (2), а потім починається обернений процес.

Отже, у системі з двох хвилеводів виникає щось подібне до коливного процесу.

Якщо довжина активної ділянки l_{act} дорівнює так званій *довжині зв'язку* $l_{zv} = \frac{\pi}{2\sigma}$ спостерігається повне перекачування енергії з хвилеводу (1) в хвилевід (2). Якщо на довжині l_{act} відбувається повна перекачування енергії, то такий стан системи називається *схрещеним*. Якщо, перекачування енергії не відбувається і світло виходить з того ж самого хвилеводу, в який поступало, то такий стан системи називають *паралельним*.

Відзначимо, що як впливає з (5.4) фази випромінювання в хвилеводах зсунуті на $\pi/2$.

Додамо, що 100-відсоткова ефективність перекачування відбувається лише у випадку, коли константи розповсюдження мод в обох хвилеводах абсолютно узгоджені. Відповідно товщини та коефіцієнти заломлення хвилеводів повинні ретельно контролюватися.

Головний недолік таких елементів – неможливість на практиці реалізації 100 % ефективності. Наприклад, неможливе виготовлення хвилеводів з довжиною, яка точно дорівнює l_{zv} . Проте схему можна зробити двосмуговою і одночасно змінювати асиметрично параметри у двох хвилеводах. Окрім цього, напругу можна подавати на таку схему на різні лінії з різною полярністю. Тоді в одному хвилеводі показник заломлення буде збільшуватися, а в другому – зменшуватися.

$$\begin{cases} n_1 = n_0 + \Delta n \\ n_2 = n_0 - \Delta n \end{cases} \quad (5.5)$$

Отже, маємо відносну зміну константи розповсюдження $\Delta\beta$ удвічі більшу, ніж у системі з одним електродом.

На рисунку 5.3 представлений Y-розгалужувач, який працює за аналогічним принципом, але перекачування енергії хвилі відбувається одночасно у два канали.

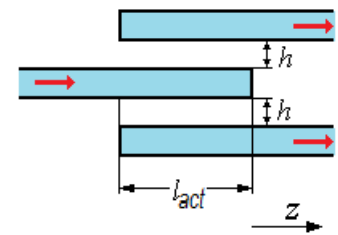


Рис. 5.3

5.1.2. Модулятори-перемикачі інтерференційного типу

Основу інтегрально-оптичних модуляторів-перемикачів інтерференційного типу складають планарні інтерферометри Маха-Цандера. Він створюється двома паралельно розташованими хвилеводами, які на вході та на виході зв'язані Y-розгалужувачами (рис. 5.4). Вхідний сигнал за допомогою першого розгалужувача поділяється на дві частини. Обидві частини сигналу, кожна з яких проходить через своє плече інтерферометра, сумуються на виході другим Y-розгалужувачем з урахуванням фазових змін, що відбуваються в

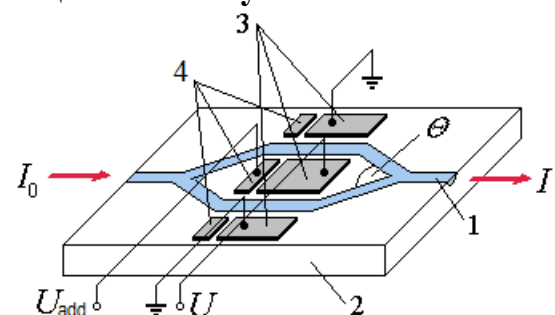


Рис. 5.4. Схема модулятора перемикача інтерференційного типу:

- 1 – керуючі електроди; 2 – хвилевід;
3 – підкладенка

процесі розповсюдження. На хвилеводи в плечах інтерферометра наносяться керуючі електроди. Електричне поле через ланцюг керування індукує фазовий зсув такої величини, при якому хвилі приходять у загальну точку або в фазі, або в протифазі. Отже, на виході Y -розгалужувача або маємо, або не маємо сигналу.

Природно, що глибина модуляції на виході інтерферометра визначається співвідношенням інтенсивностей у плечах інтерферометра. 100-відсоткова модуляція досягається лише у випадках, коли ці інтенсивності абсолютно однакові. Зауважимо, що існують активні засоби корекції інтенсивності в плечах, але вони вимагають додаткових джерел живлення (>30 в) та значно ускладнюють схему модулятора. Проте сучасна техніка фотолітографії дозволяє виконувати Y -розгалужувачі з високою точністю (саме від неї залежить співвідношення інтенсивностей) та досягати практично 100-відсоткової модуляції.

Сьогодні для модуляторів, побудованих на основі z -зрізів $LiNbO_3$, досягаються такі характеристики: керуюча напруга ~ 3.5 в; смуга частот ~ 17 ГГц; фактор якості ~ 7 мкВ/МГц.

5.1.3. Електрооптичні модулятори на основі ефекту Брега

Типовий модулятор на основі ефекту Брега наданий на рис. 5.5 і складається з пари електродів, „переплетених” між собою подібно до двох гребінок. При поданні напруги на електроди коефіцієнт заломлення хвилеводу під ними змінюється. Як наслідок в хвилеводі формується «товста» фазова решітка з періодом T , який дорівнює подвійній відстані між штирками.

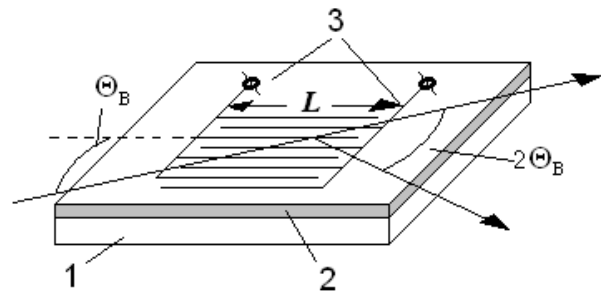


Рис. 5.5. Брегівський модулятор
1 – підкладена, 2 – хвилевід, 3 – додатній та негативний електроди

При цьому виконується умова, яка характеризує решітку як товсту:

$$2\pi\lambda L \gg T^2, \quad (5.6)$$

де L – довжина штирків модулятора

Світло, яке розповсюджується в хвилеводі дифрагує на такій ґратці. При цьому, в наслідок того, що решітка товста результат дифракції залежить від кута, під яким вона освітлюється Θ_B . В наслідок так званого ефекту Брега ефективною є дифракція лише при умові, коли кут дифракції вдвічі більше ніж Θ_B . Можна показати, що кут освітлення решітки задається співвідношенням:

$$\sin \Theta_B = \frac{\lambda}{2Tn_w}. \quad (5.7)$$

При зміні кута освітлення решітки відбувається зменшення інтенсивності дифрагованої хвилі. Діапазон зміни кутів освітлення (кути Θ_B невеликі і $\sin \Theta_B \approx \Theta_B$), при яких інтенсивність падає до 50% від максимальної складає величину

$$\Delta\theta_B = 2T/L. \quad (5.8)$$

Природно, що інтенсивність дифрагованої хвилі залежить від напруги U , що подається на модулятор:

$$\frac{I}{I_0} = \sin^2 Ub, \quad (5.9)$$

де b – коефіцієнт, який характеризує ефективність модулятора та залежить від коефіцієнту заломлення середовища хвилеводу і інших параметрів структури.

5.1.4. Електроабсорбційні модулятори

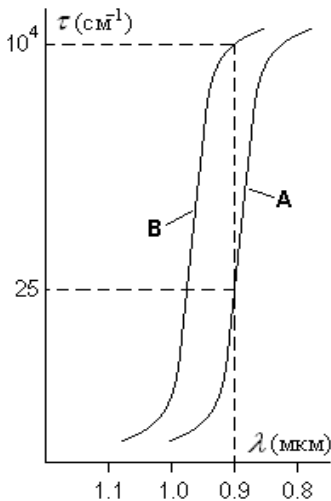


Рис. 5.6

Крива **A** відповідає випадку коли напруга відсутня, **B** – до структури прикладена напруга.

Такого типу модулятори теж можна вважати електрооптичними, оскільки для зміни оптичних характеристик модулятора використовують вплив електричного поля. Проте ефект, який при цьому використовують не є ефектом Попплеюса. Замість цього в електроабсорбційних модуляторах застосовують ефект Франца-Келдиша. При поданні сильного електричного поля границя смуги поглинання в напівпровідниках зсувається в бік довгих довжин хвиль. Так на рис. 5.6 надано ілюстрацію такого явища для сполуки $GaAs$ при поданні напруги 1.3×10^5 В/см. Як бачимо при відсутності напруги (крива **A**) коефіцієнт поглинання на довжині хвилі $\lambda=0.9$ мкм складає величину 25 см^{-1} . При прикладанні напруги крива поглинання зсувається в довгохвильову область та коефіцієнт поглинання для цієї довжини хвилі збільшується практично на три порядки.

Сьогодні створені електроабсорбційні модулятори, напруга живлення яких не перевищує десятків вольт при зміні коефіцієнта поглинання в межах 20 дБ та робочої смуги пропускання ~ 1 ГГц.

Останнім часом такого типу модулятори набувають все більшого розповсюдження не тільки в інтегральній оптиці а і в сучасних волоконнооптичних системах телекомунікацій.

5.2. Акустооптичні модулятори

Один з ефективних методів керування хвилею у хвилевідних пристроях – використання з метою модуляції хвилі результатів взаємодії звукових коливань з елементами інтегрально-оптичної структури.

Акустична хвиля є процесом переносу механічних деформацій – об'ємних і зсувових. При розповсюдженні звукових хвиль у середовищі завдяки *фотопружному ефекту* виникає регулярна зміна показника заломлення середовища, яке визначається характеристиками акустичної хвилі. Такою характеристиками є: інтенсивність хвилі, період звукових коливань та ін. Взаємодія світла з такою наведеною структурою аналогічна дифракції світла на дифракційних решітках. Фотопружний ефект є лінійним ефектом –

величина зміни показника заломлення пропорційна деформації δS :

$$\Delta n = \frac{1}{2} P n^3 \delta S, \quad (5.10)$$

де P – характеризує пружні властивості матеріалу. В області прозорості цей коефіцієнт практично не залежить від довжини хвилі світла, але залежить від напрямку розповсюдження та поляризації світла і звуку.

Акустооптичні активні елементи можуть бути побудовані з використанням як об'ємних, так і *поверхневих* (ПАХ) акустичних хвиль. Енергія, яка переноситься ПАХ, зосереджена у приповерхневому шарі товщиною приблизно рівною довжині хвилі. Отже, якщо така хвиля розповсюджується в зоні оптичного хвилеводу, то враховуючи товщину оптичного хвилеводу, яка теж такого самого порядку, можна стверджувати, що перекриття звукової та оптичної хвиль практично повне. Як наслідок відбувається достатньо ефективна модуляція випромінювання, яке розповсюджується у хвилеводі. Додамо, що практична реалізація ПАХ-модуляції відносно проста. Саме тому такий тип модуляції знайшов широке застосування в інтегральній оптиці.

Збудження ПАХ здійснюється за допомогою так званих *зустрічно-штиркових перетворювачів* (рис. 5.7), які формуються з електродів аналогічних до електродів електрооптичного Брегівського модулятора.

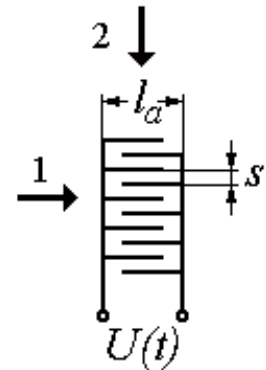
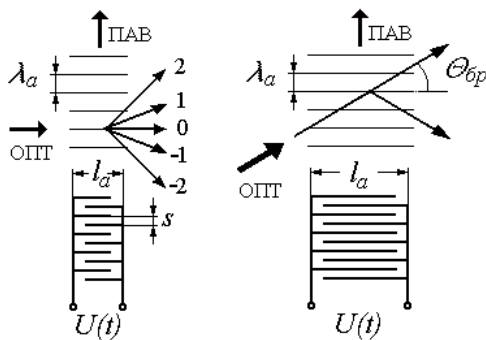


Рис. 5.7. Принципова схема зустрічно-штиркового перетворювача:
1 – колінарна модуляція хвилі
2 – неколінарна модуляція хвилі



а б

Рис. 5.8. Схеми дифракції хвилі на ПАХ-модуляторах:

а – дифракція подібна до дифракції на тонкій решітці; б – дифракція подібна до дифракції на товстій решітці

На попередньо нанесеному діелектричному шарі з добрими п'єзоелектричними властивостями створюються металеві електроди, які виконані у формі вкладених одна в одну гребінок. До їх кінців прикладається керуюча напруга.

Зауважимо, що такий відносно простий перетворювач забезпечує ефективне перетворення модуляції електричного сигналу в модуляцію оптичного сигналу в смузі шириною близько сотні мегагерц. Найбільш ефективно перетворюються акустичні хвилі з довжиною, яка дорівнює подвійній величині відстані між сусідніми електродами s . Методи розширення смуги частот, які перетворюються, будуть розглянуті трохи пізніше.

Існують дві схеми модуляції хвилі, яка розповсюджується у хвилеводі:

1. *Колінарний* (ситуація 1) – хвиля розповсюджується в напрямку, паралельному напрямку акустичної хвилі, тобто створюється динамічний решітчастий елемент введення-виведення. Параметри випромінювання, що

виводиться з хвилеводу (насамперед інтенсивність та кут, під яким воно розповсюджується в покривному шарі), однозначно зв'язані з характеристиками наведеної решітки, а значить, пов'язані з характеристиками керуючої напруги.

2. *Неколінеарний* (ситуація 2) – хвиля розповсюджується в напрямку, перпендикулярному до напрямку розповсюдження акустичної хвилі. У цьому випадку відбуваються дифракційні явища, які за природою аналогічні явищам, що розглядалися при описові планарних дифракційних оптичних елементів.

Більш розповсюджений і перспективний саме другий спосіб модуляції. Тому й розглянемо його детальніше.

Для неколінеарних перетворювачів можливі дві схеми дифракції хвилі, яка розповсюджується у хвилеводі (рис. 5.8).

1. Перша схема (рис. 5.8 *a*) – аналогічна схемі дифракції на тонкій решітці. Умова такого процесу:

$$l_a \ll \frac{\lambda_a^2}{\lambda}. \quad (5.11)$$

Маємо набір дифракційних порядків. Ефективність дифракційної решітці залежить від l_a . Проте ця величина не може бути відносно великою, оскільки можливі акти повторної дифракції.

2. Друга (рис. 5.8 *б*) – аналогічна дифракції на товстій решітці (як і в випадку Бреґівського електрооптичного модулятора). Умова такого процесу:

$$l_a \gg \frac{\lambda_a^2}{\lambda}. \quad (5.12)$$

У цьому випадку, якщо світло падає на решітку під кутом (*кут Бреґа*), який визначається співвідношенням

$$\sin \Theta_{br} = \frac{\lambda}{2\lambda_a}, \quad (5.13)$$

відбувається інтерференційний резонанс та після дифракції на решітці в ідеальному випадку маємо лише один пучок, який має напрямок першого порядку дифракції.

Отже, навіть, якщо не виконуються оптимальні умови дифракції світла на бреґівському модуляторі його ефективність значно вище, ніж ефективність попереднього модулятора. Крім цього, селективність модулятора за кутом Бреґа дає додаткові можливості при створенні інтегрально-оптичних пристроїв, наприклад селекторів (фільтрів) певної частоти електричного сигналу або спектроаналізаторів, якщо використовувати оптичні пучки з широким кутовим спектром (пучки, які сходяться або розходяться).

5.3. Магнітно-оптичні модулятори

В основі роботи інтегрально-оптичних активних елементів з магнітним керуванням лежить перетворення хвилевідних мод внаслідок намагнічування хвилевідної плівки. У багатьох матеріалах, що використовують в інтегральній оптиці, в тензорі діелектричної проникності не дорівнюють нулю недиагональні компоненти. Тому системи рівнянь (для кожної компоненти), подібних до розглянутих нами матеріальних рівнянь для електричного та магнітних полів, не є незалежними. Отже ТЕ- і ТМ-моди також залежні. При цьому спостерігається перекачування енергії з ТЕ- в ТМ-моду. Як і для модуляторів, на зв'язаних хвилеводах, можна ввести відстань взаємодії та коефіцієнт зв'язку. При цьому для повного (ефективного) перекачування енергії з одної моди в іншу потрібно узгодження констант розповсюдження ТЕ- і ТМ-мод. Зміну різниці між цими константами (з метою отримати $\Delta\beta = 0$) можна, наприклад, здійснити, змінюючи орієнтацію магнітного моменту хвилевідної плівки.

5.4. Генерація світла в системах інтегральної оптики

Найголовніша вимога до джерел когерентного світла в інтегрально-оптичному пристрої (крім того, що треба задовольнити принципові технічні вимоги до когерентності, потужності довжини хвилі, тощо) – легка інтеграція джерела випромінювання в інтегральну схему. Перший шлях – це утворення нероз'ємного з'єднання стандартного випромінювача з інтегральною схемою. Другий - утворення лазера в самій схемі. Найбільше для цих цілей підходять *інжекційні напівпровідникові лазери з розподіленим оберненим зв'язком та розподіленими брегівськими відбивачами*. Більш ретельно про проблему джерела у хвилевідній оптиці будемо говорити при вивченні світловодних систем.

6. ІНТЕГРАЛЬНА ОПТИКА В ПРИЛАДАХ І ПРИСТРОЯХ

За аналогією з пристроями мікроелектроніки системи інтегральної оптики дуже часто називають *оптичними інтегральними схемами* (ОІС). З попереднього розгляду випливає, що такі пристрої повинні мати унікальні властивості та характеристики. Перелічимо головні з них:

1. Засоби інтегральної оптики дозволяють досягнути мінімальних розмірів оптичних схем і реалізувати (принаймні в одновимірному варіанті) більшість алгоритмів традиційної оптики.

2. Технологічні можливості інтегральної оптики (у більшості випадків технологія ОІС - відпрацьована технологія електронної промисловості) дозволяють отримувати великі партії ОІС із порівняно невеликими затратами.

3. Фізичні особливості розповсюдження оптичного сигналу, притаманні тільки інтегральній оптиці дозволяють побудувати низку принципово нових оптичних пристроїв.

До таких особливостей належать, насамперед, селективні властивості інтегрально-оптичних систем, які проявляються в модовому характері розповсюдження випромінювання.

6.1. Датчики фізичних величин та пристрої на основі решітчастих елементів введення-виведення [34,35]

Нагадаємо, що в реальних хвилеводах розповсюджується суцільний спектр випромінювання. Співвідношення інтенсивностей (модулів амплітуд) цих хвиль визначається такими характеристиками хвилеводів: коефіцієнтом пропускання середовища хвилеводу; довжиною хвилеводу; розсіянням середовища хвилеводу, станом границі між хвилеводом та межуючими середовищами.

Відповідно, якщо вводити світло в таку систему, наприклад за допомогою решітчастого елемента введення-виведення, то в ОІС буде вводитися не лише хвиля, що узгоджена з модами хвилеводу, а й хвилі, які розповсюджуються в близьких напрямках. Отже, в реальних ОІС існує деяка область кутів, у межах яких плоска хвиля може бути введена у хвилевід. Ця область кутів має назву *області введення*.

Ширина цієї області $\Delta\theta_m$, визначається кутами, в межах яких інтенсивність випромінювання, яке вводиться у хвилевід, спадає до рівня 0.1 від максимальної інтенсивності.

Природно, що для різних мод ця величина різна. Зауважимо, що $\Delta\theta_m$

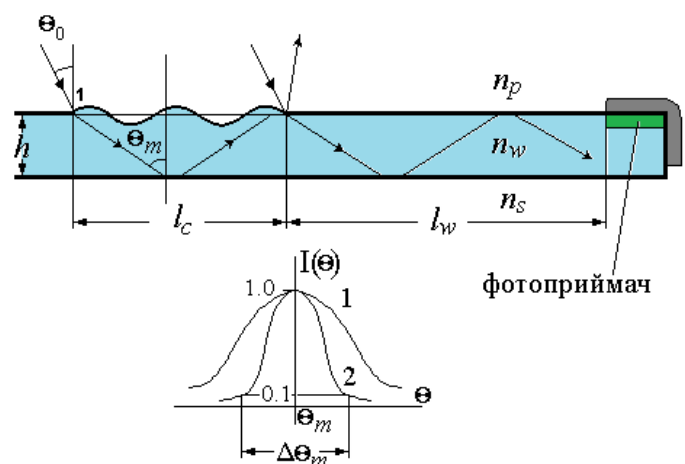


Рис. 6.1

визначається як характеристиками хвилеводу (його довжиною, втратами), так і характеристиками елемента введення-виведення, такими як довжина зв'язку, яка у свою чергу визначається глибиною модуляції решітки. На рисунку 6.1 наведені залежності інтенсивності, в межах яких можуть розповсюджуватися коливання в зоні хвилеводу з решіткою (крива 1) та в зоні безпосередньо хвилеводу (крива 2). Кінцева $\Delta\theta_m$ визначається більш вузькою кривою. У нашому випадку кривою 2, тобто характеристиками безпосередньо хвилеводу. Додамо, що така ситуація виникає практично завжди за винятком спеціальних випадків, які ми не будемо розглядати.

6.1.1. Кутовимірювальні датчики

Як характерний приклад пристроїв, в яких використані кутові селективні властивості ОІС, розглянемо роботу датчика кутів, який схематично зображений на рисунку 6.2.

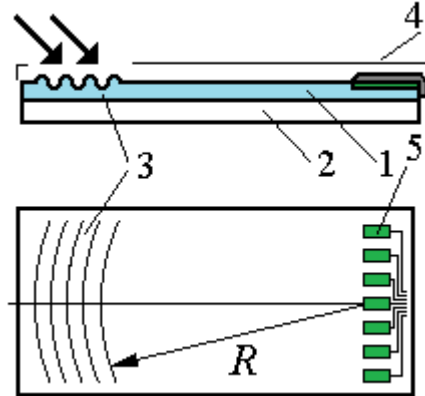


Рис. 6.2. Схема кутовимірного датчика з решітчастим елементом введення:

- 1 – хвилевід, 2 – підкладенка,
- 3 – фокусувальний решітчастий елемент введення-виведення,
- 4 – захисний кожух,
- 5 – матриця планарних приймачів

Як елемент введення-виведення в ОІС використаний фокусувальний решітчастий елемент введення-виведення. Такий елемент виконаний за допомогою голографічної технології і являє собою низку концентричних окружностей, центр яких знаходиться на приймальній площині центрального фотоприймача матриці планарних фотоприймачів. Завдяки такій конструкції елемента введення-виведення, випромінювання, що вводиться в ОІС, фокусується в площині матриці фотоприймачів. При цьому характеристики, які впливають на процес введення хвилі в ОІС, залишаються такими самими, як і у звичайної решітки з таким самим періодом, глибиною модуляції та довжиною зв'язку. Ширина області введення у такого датчика складає величину від 10 кутових секунд до половини градуса в залежності від параметрів хвилеводу. ОІС призначена для вимірювання кутів, під якими розповсюджуються паралельні пучки випромінювання з певної довжиною хвилі. Саме на цю довжину хвилі розраховується датчик (характеристики хвилеводу та елемента введення-виведення). ОІС спроможна проводити вимірювання кутів у двох площинах. В одній площині зміна напрямку пучка призводить до зміни сигналу на будь-якому приймачі та зумовлена ступенем узгодженості напрямку опромінюючого пучка з напрямками хвилевідних мод. У другій площині зміни кута опромінення призводять до дрейфу світлової плями вздовж матриці приймачів, що також дозволяє проводити вимірювання цього кута.

Другий тип кутомірного датчика наведений на рисунку 6.3. Елемент введення-виведення (ЕВВ) ОІС виконаний у вигляді двовимірної решітки. Період такої решітки розрахований так, щоб для робочої довжини хвилі введення у хвилевід відбувалося під кутом, близьким до 0° (див. рис. 6.4, пунктирна крива), тобто

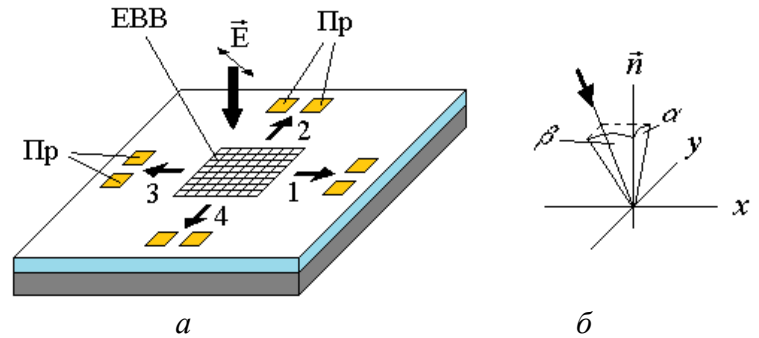


Рис. 6.3. Кутовимірний датчик з двовимірним елементом введення-виведення:

a – схема датчика, *б* – орієнтація пучка світла відносно нормалі до поверхні датчика

максимальна інтенсивність введеної хвилі спостерігається при куті опромінення $\Delta\theta_{\max}$. Зауважимо, що параметри елемента введення-виведення і хвилеводу розраховувалися для поляризації пучка, в якого напрямок коливання електричного вектора складає 45° зі штрихами решітки, або для циркулярно-поляризованого пучка. Таке обмеження зумовлене тим, що умови введення та розповсюдження хвиль у хвилеводі різні для ТЕ₀- і ТМ-мод. Тоді при нормальному падінні пучка на решітку світло вводиться в чотири протилежно спрямовані хвилевідні канали. Відповідно, інтенсивність випромінювання в усіх чотирьох каналах рівна. Як наслідок - сигнал на усіх чотирьох приймачах (Пр, див. рис. 6.4 *a*) за модулем однаковий. Напрямок падіння пучка характеризується двома кутами α і β (рис. 6.3 *б*) відносно нормалі \vec{n} до поверхні датчика.

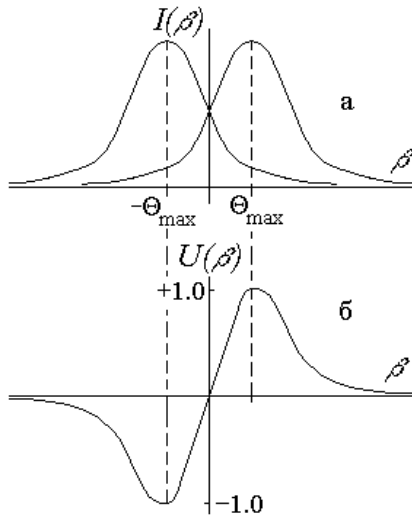


Рис. 6.4

Будемо вважати, що кут $\alpha = 0$ та пучок нахилений лише в площині \vec{n}, x . На рисунку 6.4 наведено зміну інтенсивності в каналах 1,3 в залежності від кута β (рис. 6.4 *a*). Включимо приймачі 1, 3 та приймачі 2, 4 за диференціальною схемою. В цьому випадку, якщо інтенсивності хвиль у каналах однакові, то сумарний сигнал приймачів дорівнює нулю. Зміна сигналу на виході датчика в залежності від кута β зображена на рис 6.4 *б*. Максимальний за модулем сигнал відповідає куту орієнтації пучка, якій лежить поблизу кута θ_{\max} . Після цього кута вихідний сигнал датчика починає падати. Відповідно область кутів, в якій можна проводити кутові виміри, дорівнює:

$$\Delta\beta \approx \Delta\theta + 2\theta_{\max}. \quad (6.1)$$

При цьому чутливість датчика підвищується у два рази порівняно з одноканальним датчиком з такою самою кутовою селективністю.

Додамо, що робота датчика практично незалежна в площинах \vec{n}, x і \vec{n}, y в широкому діапазоні кутів. При фіксованому куті β кут α може змінюватися в

широких межах, які істотно перевищують величину $\Delta\beta$. Так, зміна кутів α може досягати градусів. Все сказане стосується також вимірів кутів у площині \vec{n}, y .

6.1.2. Хвилевідні фільтри на основі явищ аномального відбивання пропускання [16,36]

Звернемося до рисунка 6.5, на якому зображений хвилевід з одною границею промодульованою дифракційною решіткою. Нехай період решітки такий, що за границею середовищ покривний шар-хвилевід може існувати лише один дифракційний порядок. Відповідно в покривному шарі може існувати лише один (нульовий) порядок.

Тоді після взаємодії початкової хвилі U_0 з решіткою маємо такі процеси:

1. Дифракція 0_t порядку на пропускання (поле U_3).
2. Дифракція $+1_t$ порядку у хвилевід.
3. Дифракція 0_r порядку на відбивання (поле U_1).
4. Відбивання хвилевідної хвилі від нижньої границі.
5. Дифракція хвилевідної хвилі у $+1_r$ порядок на відбивання. Цей порядок розповсюджується в тому самому напрямку, що й 0_t порядок і формує поле U_4 .
6. Дифракція хвилевідної хвилі у -1_t порядок у покривне середовище. Цей порядок розповсюджується в тому ж напрямку, що і 0_r порядок і формує поле U_2 .

Додамо, що згідно з пунктом 4.1.2 у хвилеводі встановлюється деяке стаціонарне поле.

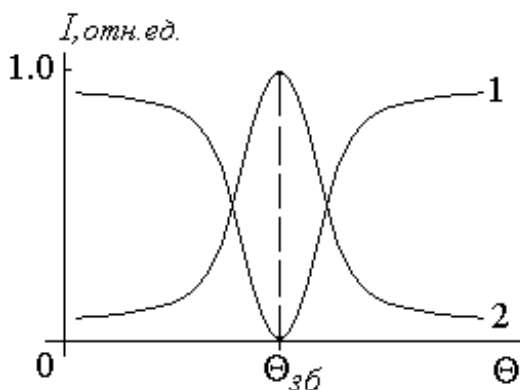


Рис. 6.6

Аномальне відбивання-пропускання хвилевідною структурою.
1 – залежність інтенсивності відбитого випромінювання,
2 – залежність інтенсивності випромінювання, яке пропущено структурою

амплітуду, а в покривному шарі навпаки підсилюється. Таке явище отримало назву аномального відбивання-пропускання. Якщо, змінювати довжину хвилі, то таке явище настає при іншому куті освітлення структури.

Типові залежності коефіцієнтів відбивання та пропускання для такої структури наведені на рисунку 6.6. Крива 2 – крива

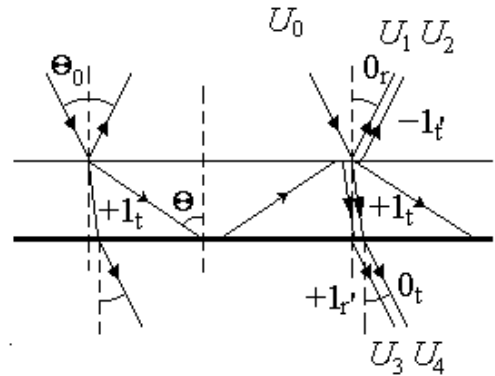


Рис. 6.5

залежності інтенсивності випромінювання, яке пропущено структурою. Крива 1 – крива залежності інтенсивності відбитого випромінювання від структури. Стовідсоткове відбивання (поглинання) спостерігається для кута Θ_{36} .

Напівширина області, в якій спостерігається явище аномального відбивання, пропускання залежить від глибини модуляції решітки. Чим менше глибина модуляції, тим вужче крива. Якщо структуру освітлювати поліхроматичним випромінюванням, то напівширина спектральної лінії, яку можна виділити за допомогою такого фільтра може бути дуже вузькою і за порядком збігатися з подібною характеристикою для інтерференційних фільтрів, тобто не перевищувати 20Å .

Подібне явище спостерігається і для неідеального хвилеводу та решітки, яка формує більше ніж один дифракційний порядок, але загашення і підсилення відбуваються не в повному обсязі.

6.2. Інтегрально-оптичні пристрої обробки інформаційних сигналів. Принципи оптичної хвилевідної обробки сигналів. Методи побудови ОІС для інформаційної техніки [17,18]

Розгляд загальних принципів оптичної хвилевідної обробки сигналів та методів побудови ОІС для інформаційної техніки тісно пов'язаний з класифікацією ОІС, вибором для них базових хвилевідних елементів і матеріалів.

6.2.1. Типи та основні класи ОІС для обробки інформації

Класифікацію ОІС можна провести багатьма шляхами. Наприклад за конструкторсько-технологічним і фізичним принципам побудови, за призначенням типу матеріалів, що використовуються, тощо. З практичної точки зору найбільш суттєва різниця між ОІС пов'язана з можливістю та (або) необхідністю їх стиковки з волоконно-оптичними системами. В залежності від типу з'єднання можна виділити три основних типи ОІС:

1. ОІС, які вимагають стиковки з волоконним світловодом як на вході, так і на виході;
2. ОІС, які вимагають стиковки з волоконним світловодом лише на виході;
3. ОІС, які не вимагають стиковки з волоконним світловодом.

ОІС другого третього класу стикуються на вході як правило з випромінювачем або з іншою ОІС, а ОІС третього типу стикується на виході з фотоприймачем або іншою ОІС.

З точки зору функціонального призначення можна виділити три основні класи ОІС для обробки інформації:

1. Аналогові ОІС для обробки сигналів;
2. Цифрові та логічні ОІС для обчислювальної техніки;
3. Комутуючі ОІС.

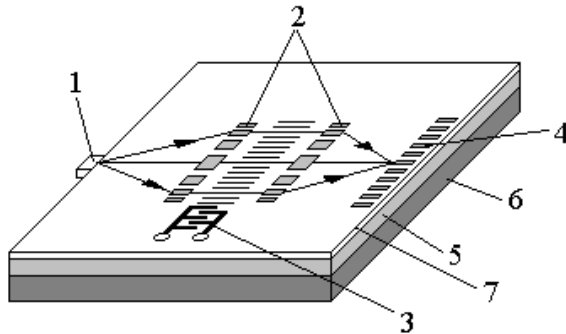
Прикладами ОІС 1-го класу є ІО-спектроаналізатори, корелятори, аналого-цифрові та цифро-аналогові перетворювачі (АЦП та ЦАП) та ін. До другого класу відносяться арифметичні та логічні ОІС мультістабільні ОІС, тощо. ОІС третього класу це різного роду перемикачі та комутатори.

6.2.2. ОІС для обробки сигналів

6.2.2.1. Інтегрально-оптичні спектроаналізатори високочастотних сигналів

Рисунок 6.7 ілюструє схему інтегрально-оптичного аналізатора спектра. Підкладенка – кремній/окисел кремнію (Si/SiO_2)

Проведемо оцінку трансформації просторових параметрів інформаційного сигналу за допомогою ПАХ-модулятора:



- Частота модуляції електричного сигналу $\sim 10^6 \div 10^7$ Гц;
- Частота модуляції звукового сигналу (та сама) $\sim 10^6 \div 10^7$ Гц;
- Швидкість розповсюдження електричного сигналу $\sim 10^5$ м/с;
- Швидкість розповсюдження звукового сигналу $\sim 5 \times 10^2$ м/с.

З відомого співвідношення $\lambda = \frac{c}{f}$

Рис. 6.7. Схема інтегрально-оптичного спектроаналізатора:

1 – напівпровідниковий лазер, 2 – градієнтні лінзи Френеля, 3 – ПАХ – перетворювач, 4 – матриця приймачів, 5 – хвилевід, 6 – підкладенка (Si/SiO_2), 7 – шар оксиду цинку.

впливає, що $\lambda_{electr} \sim 10^{-2} \div 10^{-1}$, а довжина акустичної хвилі і відповідно період наведеної решітки $\lambda_{ac} \sim 1 \mu\text{м} \div 0.1 \text{мм}$. Природно, що такі періоди решітки легко вкладаються в межі роздільної здатності більшості матеріалів. Отже, трансформація сигналу з радіо у звуковий діапазон призводить до значного спрощення його аналізу. Додамо, що граничні частоти,

які можуть бути проаналізовані за допомогою такого типу аналізаторів, сягають величини 500 МГц.

Суттєвий недолік такого спектроаналізатора полягає в тому, що штирковий перетворювач спроможний ефективно збуджувати поверхневу акустичну хвилю лише певної відносно невеликої смуги частот (не більше 100 МГц).

Цей недолік може бути в значній мірі подоланий, якщо використовують не один, а цілу низку штиркових перетворювачів, які розраховані на різні частоти (рис. 6.8).

Такі модулятори вмикають паралельно. Різна відстань ПАХ-модуляторів до фур'є-

перетворюючого об'єктива призводить до виникнення фазового зсуву в площині приймачів. Проте, оскільки фіксується інтенсивність сигналів, то як показано вище в пункті 2.7.2, цей фазовий множник зникає. Отже, в площині приймачів фіксується спектр потужності електричнотомодульованого сигналу. Робоча смуга частот у таких перетворювачах може сягати величини 1000 МГц.

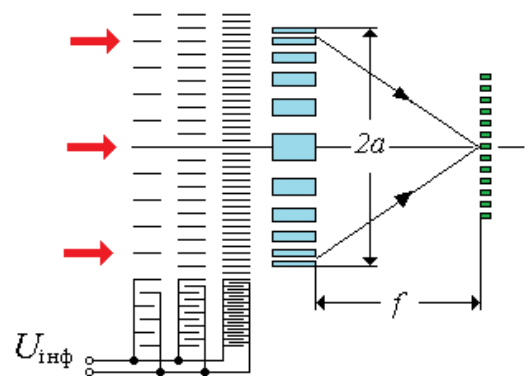


Рис. 6.8

Проведемо оціночний розрахунок роздільної здатності спектроаналізатора за частотою електричного сигналу.

Нагадаємо, що об'єктив створює в фокальній площині Фур'є-образ поля, яке сформоване перед лінзою:

$$U(\xi) \sim \mathfrak{F}(\xi) = \int_{-\infty}^{\infty} U_0(x) \exp(-j \frac{kn_w}{f} x \xi) dx, \quad (6.2)$$

де ξ – просторова координата в фокальній площині, $f = \frac{R}{(\frac{n_f}{n_w} - 1)}$ – фокальна

відстань об'єктива, n_f – показник заломлення лінзи. Проте початкове поле U_0 – задане в області $2a$ (див. рисунок 6.8), яка обмежена робочою ділянкою модулятора (якщо, вона менше ніж вхідний отвір об'єктива), або вхідним отвором об'єктива (якщо робоча ділянка модулятора більше ніж цей отвір). В такому випадку (6.2) трансформується до вигляду:

$$U(\xi) \sim \int_{-\infty}^{\infty} P_a(x) U_0(x) \exp(-j \frac{kn_w}{f} x \xi) dx \quad (6.3)$$

Згідно з (6.3)

$$U(\xi) \sim \mathfrak{F}\{P_a(x)\} \otimes \mathfrak{F}(\xi) \quad (6.4)$$

Отже будь-яка плоска хвиля фокусується об'єктивом в пляму, розміри якої за звичай визначають, як розміри області, що займає нульовий дифракційний

максимум функції $\mathfrak{F}\{P_a(x)\} = 2a \frac{\sin(\frac{kn_w}{f} \xi a)}{\frac{kn_w}{f} \xi a}$. Відповідно розміри цього порядку

(та мінімально можлива величина дифракційної плями) визначається співвідношенням:

$$d_{min} = \frac{\lambda f}{n_w a} \quad (6.5)$$

З цього співвідношення випливає низка висновків:

1. Немає сенсу робити розміри приймальних площинок фотоприймача менше ніж ця величина
2. Роздільна здатність спектроаналізатора визначається різницею кутів дифракції

$$\Delta\varphi > d_{min}/f, \quad (6.6)$$

яка відповідає періодам бігучих хвиль, що утворюються близькими за частотою сигналами.

Період бігучої „акустичної” решітки дорівнює довжині акустичної хвилі:

$$T = \lambda_a = \frac{v_a}{F}, \quad (6.7)$$

де v_a – швидкість звуку у хвиле водному шарі, F – частота електричного сигналу. Тоді, виходячи з формули решітки $T n_w \sin \varphi = m \lambda$ (при умові, що $\sin \varphi \approx \varphi$ та використовується перший дифракційний порядок) маємо

$$\Delta F > \frac{d_{min} n_w v_a}{f \lambda}, \text{ або } \Delta F > \frac{v_a}{a}. \quad (6.8)$$

При $v_a = 1000$ м/с, та $a = 10$ мм, $\Delta F = 100$ КГц

6.2.2.2. Інтегрально-оптичні корелятори

Інтегрально-оптичні корелятори (ІОК) можуть використовуватися для реалізації операцій типу згортки в задачах розпізнавання образів з метою прийняття рішень.

ІОК умовно можна поділити на два типи:

1. Корелятори з просторовим інтегруванням.
2. Корелятори з часовим інтегруванням.

Схема корелятора з просторовим інтегруванням наведена на рисунку 6.9. За допомогою двох ПАХ-модуляторів, які формують акустичні хвилі, що розповсюджуються назустріч друг другу утворюється дві бігучі решітки, тим самим забезпечується зсув двох модулюючих функцій у часі. Інтегрування здійснюється за допомогою об'єктива 7. В площині фотоприймача формується певний сигнал, який є згортокою сигналів: еталонного $S_1(t)$ та сигналу порівняння $S_2(t)$.

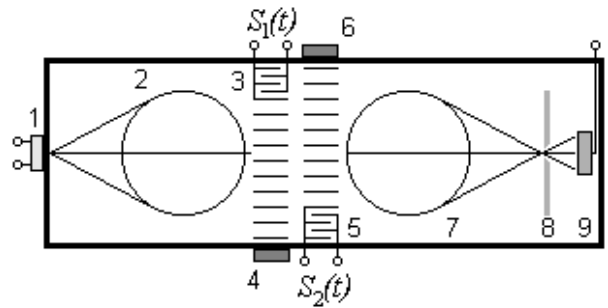


Рис. 6.9

1 – напівпровідниковий лазер, 2,7 – планарні об'єктиви, 3,4 та 5,6 – ПАХ-модулятори опорного (еталонного) сигналу $S_1(t)$ та сигналу порівняння $S_2(t)$, 8 – частотний фільтр, 9 – приймач

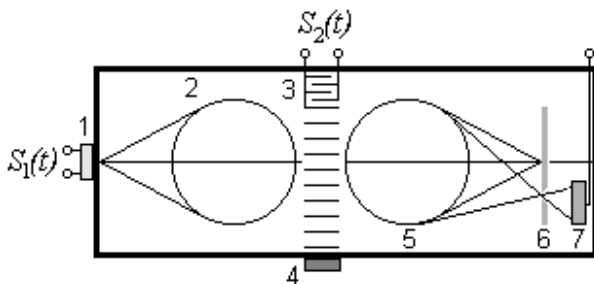


Рис. 6.10

1 – напівпровідниковий лазер – генератор еталонного сигналу $S_1(t)$, 2,5 – планарні об'єктиви, 3,4 – ПАХ-модулятор – модулятор сигналу порівняння $S_2(t)$, 6 – частотний фільтр, 7 – приймач

вздовж модулятора із швидкістю розповсюдження акустичної хвилі. Просторовий зсув сигналу τ визначається швидкістю розповсюдження акустичної хвилі. Поле за модулятором 3,4 можна розглядати як добуток двох функцій $S_1(t)$ та $S_2(t + \tau)$, що дифрагує на решітці. Інтегрування здійснюється за допомогою об'єктива 6. В площині фотоприймача формується певний сигнал, який є згортокою сигналів: еталонного $S_1(t)$ та сигналу порівняння $S_2(t)$.

Схема корелятора з часовим інтегруванням наведена на рисунку 6.10. Еталонний сигнал $S_1(t)$ задається за допомогою модуляції струму накачування джерела випромінювання. Сигнал порівняння $S_2(t)$ сигнал, що модулює певний високочастотний сигнал (сигнал проміжної частоти). Тоді частота бігучої решітки залишається сталою. Отже дифракційний порядок завжди має один напрямок. Глибина модуляції решітки визначається модулюючим сигналом $S_2(t)$, який пересувається

На рисунку 6.11 наведена принципова схема інтегрально-оптичного корелятора цифрових сигналів. Еталонний сигнал, сигнал порівняння, («фільтруюча функція») $U_{\text{етал}}$ подається на електрооптичний просторовий модулятор 10. При роздільному збудженні окремих сегментів модулятора можна формувати еталонні функції різного виду в широкому діапазоні з високою роздільною здатністю. Іншими словами, при подачі напруги до секцій модулятора за рахунок електрооптичної зміни показника заломлення хвилевідного шару формується стаціонарна (нерухома) дифракційна решітка, яка дає можливість модулювати однорідний пучок 4 паралельно за декількома інформаційними каналами (їх кількість дорівнює кількості секцій модулятора). ПАХ-модулятор 6 формує біжучу поверхневу акустичну хвилю $U_{\text{инф}}$, яка у свою чергу формує динамічну решітку.

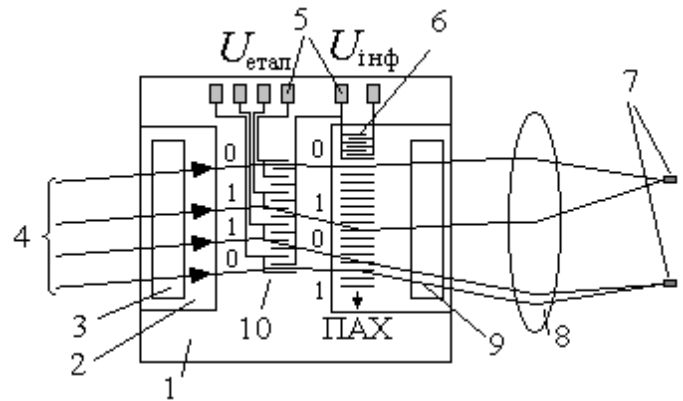


Рис. 6.11. Принципова схема інтегрально-оптичного корелятора цифрових сигналів:

1 – хвилевід з ніобату літію, 2 – контактна площинка для призми, 3,9 – призмені елементи зв'язку, 4 – вхідний пучок, 5 – клеми для подачі інформаційних сигналів, 6 – ПАХ перетворювач, 7 – фотоприймачі, 8 – об'єктив, 10 – електрооптичний модулятор.

Вхідні сигнали перетворюються в імпульси ПАХ, довжина яких узгоджена з довжиною елементів модулятора. Одиниця кодується високочастотною ПАХ, нуль – низькочастотною.

Операція множення виконується за рахунок подвійної дифракції на двох решітках (рухомій та нерухомій). Інтегрування здійснюється об'єктивом 8. Геометрія пристрою така (періоди дифракційних решіток), що світловий пучок, який відповідає збіжним розрядам вхідної послідовності (1-1, 0-0), попадає на один приймач, а якщо він відповідає незбіжним розрядам (1-0, 0-1), – на інший приймач.

Поданий на рисунку 6.11 інтегрально-оптичний корелятор, призначений для обробки 32-розрядних кодів при швидкодії 32 МБіт/с. Виконання кореляції з такою швидкістю еквівалентне швидкості виконання такої операції у звичайному комп'ютері зі швидкістю $\sim 10^9$ операцій за секунду.

6.3. Аналого-цифрові перетворювачі. Чотири розрядний АЦП

Основою інтегрально-оптичного АЦП є матриця модуляторів інтерференційного типу (рис. 6.12 а).

Випромінювання від лазера з частотою дискретизації f_d подається на вхід ОІС. Аналоговий сигнал U подається на керуючі електроди (А) матриці інтерферометрів. Зауважимо, що в кожного наступного інтерферометра довжина їх у два рази менше. Отже, одна й та сама напруга призводить до

вдвічі меншої зміни показника заломлення. Як наслідок – вдвічі менше змінюється різниця фаз. Модуляція інтенсивності на інтерферометрах у залежності від напруги наведена на рисунку 5.3.2.

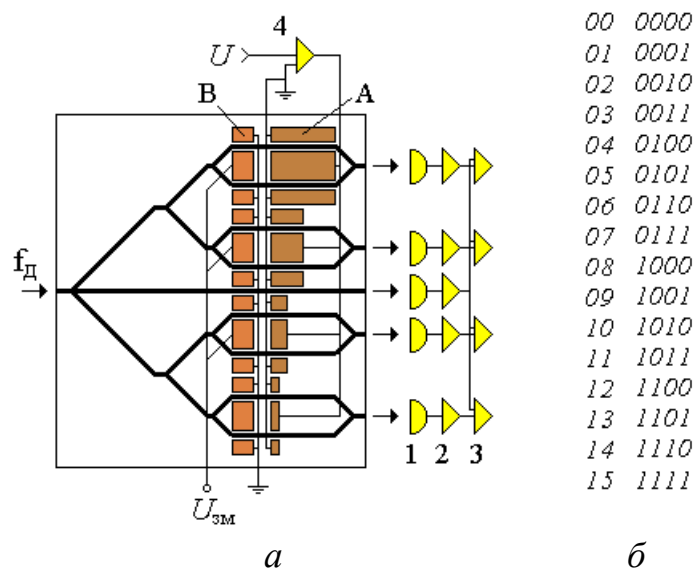


Рис. 6.12

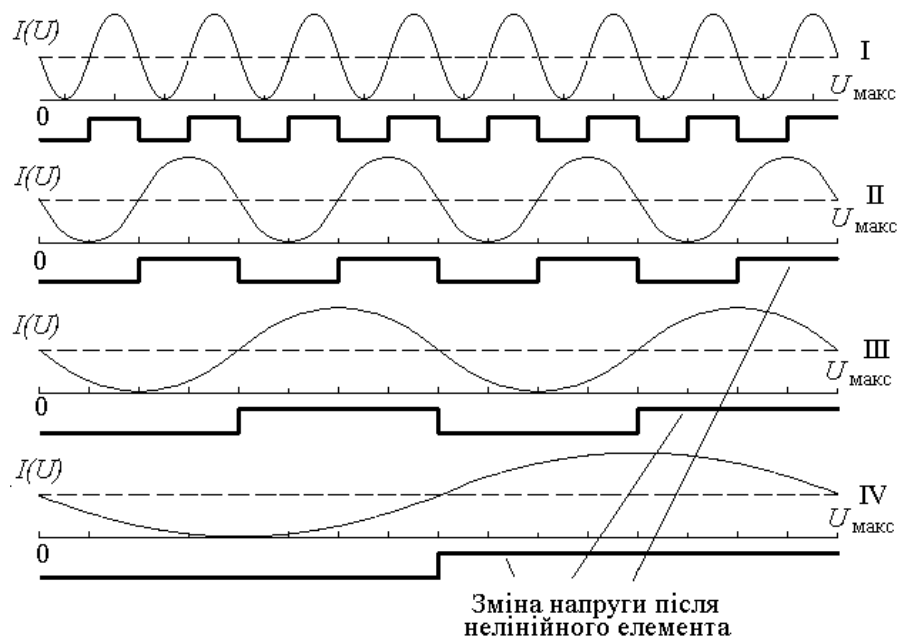


Рис. 6.13

На виході інтерферометрів розташовані приймачі та нелінійні елементи, які спрацьовують по деякому пороговому рівню, що позначений на рисунку 6.13 пунктиром. Пороговий рівень задається опорним сигналом, який формується світловим потоком, що не пройшов через інтерферометри. Тоді на виході такої схеми будемо мати послідовність імпульсів частотою f_D та величиною, яка визначається U згідно з рисунком 6.13 (товсті лінії).

Початкова різниця фаз у всіх інтерферометрах встановлюється рівною величині $\pi/2$. Для цього у конструкції АЦП передбачається початкове регулювання інтерферометрів за допомогою напруги $U_{зм}$, яка подається на

електроди (В). На виході системи встановлено компаратор. Отже, вихідними елементами ОІС формується код згідно з таблицею, зображеною на рис. 6.12 б.

6.4. ОІС для обчислювальної техніки

В даному пункті розглянемо бістабільні та мультістабільні інтегрально-оптичні пристрої. Відомо, що саме на основі бістабільних та мультістабільних елементів і будується логічні комірки сучасних електронно-обчислювальних машин.

Оптичним бістабільним елементом прийнято називати пристрій, залежність потужності оптичного сигналу $P_{\text{вих}}$ якого від потужності на вході елемента $P_{\text{вх}}$ має вигляд гістерезисної петлі (рис. 6.14).

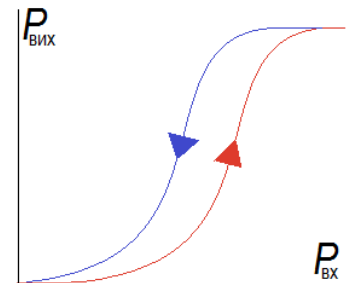


Рис. 6.14

Одним з перших пристроїв, в яких спостерігалось явище оптичної бістабільності є певний резонатор, заповнений нелінійним середовищем (рис. 6.15). При низькій інтенсивності вхідного сигналу певної довжини хвилі λ не виконується умова виникнення в ньому стоячої хвилі:

$$L_r n(I) = (2m + 1) \frac{\lambda}{2} \quad (6.9)$$

де L_r – довжина резонатора, $n(I)$ – показник заломлення нелінійного середовища, яке його заповнює, $m=1,2,\dots$ – ціле число. В такій ситуації резонатор діє як певний поглинаючий фільтр. Отже інтенсивність випромінювання на його виході суттєво менша ніж на вході.

При збільшенні інтенсивності збільшується показник заломлення середовища і „частота” настройки резонатора все більше збігається з частотою хвильових коливань, тобто ліва і права частини співвідношення (6.9) все менше різняться. Як наслідок, інтенсивність випромінювання в самому резонаторі і на його виході починає зростати, що в свою чергу призводить до додаткового збільшення $n(I)$.

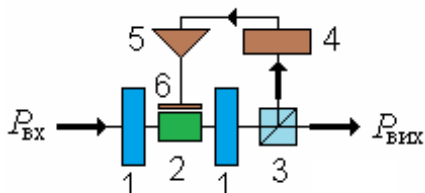


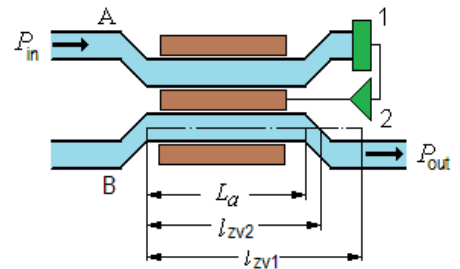
Рис. 6.15

- 1,1 – резонатор, 2 – нелінійне електро-оптичне середовище,
- 3 – світлоподільвач,
- 4 – фотоприймач,
- 5 – підсилювач напруги,
- 6 – керуючі електроди

Фактично утворюється ланка позитивного оберненого зв'язку. Отже процес буде продовжуватися поки не буде виконуватися співвідношення (6.9). Крива наростання потужності на виході такого елемента має стрибкоподібний характер, аналогічний характеру кривої наведеної на рис. 6.14. При зменшенні вхідної інтенсивності наявність нелінійності середовища та виконання умови (6.9) буде «підтримувати» на певному рівні вихідну потужність випромінювання, поки система «не зірветься». В цьому випадку рівень вхідної інтенсивності точно недостатній, щоб виконувалася рівність (6.9) та ліва і права його частини різняться на величину близьку до $\lambda/4$. Таким чином реалізується гістерезисна

петля, аналогічна кривій наведеної на рис. 6.14.

Проте реалізація таких пристроїв з „чистою” оптичною бістабільністю проблематична, оскільки суттєві зміни показника заломлення вимагають значних потужностей лазерного джерела (близько до 1 МВт/см^2). Вийти з цієї ситуації та створити бістабільні елементи, які працюють при відносно невеликих потужностях дозволяє гібридна технологія. Для цього в якості нелінійного середовища використовують електро-оптичний матеріал. Частина випромінювання на виході елемента відводиться на фотоприймач 4 (див. рис. 6.15). Після цього електричний сигнал підсилюється та подається на керуючі електроди. За рахунок цього показник заломлення середовища 2 додатково змінюється.



Зауважимо, що сучасна технологія дозволяє створити такі пристрої в планарному виконанні у вигляді ОІС.

На рисунку 6.16 зображений бістабільний елемент, виконаний на основі зв'язаних хвильоводів. При малій інтенсивності довжина активної ділянки X -розголювача менша ніж довжина зв'язку. Отже світлова хвиля розповсюджується, як в каналі В так і в каналі А. Сигнал з виходу каналу В поступає на фотоприймач 1 та через підсилювач 2 подається на керуючі електроди. При зростанні інтенсивності в результаті дії світла відбувається зменшення довжини зв'язку. Відповідно все більша частина світлового потоку перекачується в канал В. Проте параметри системи вибрані таким чином, що ще тривалий час інтенсивність в каналі А зростає в абсолютних одиницях виміру. Такий процес буде відбуватися до тих пір, поки співвідношення між довжиною активної ділянки та довжиною зв'язку не стане близьким до одиниці та завдяки зменшенню долі інтенсивності, яка залишається в каналі А сигнал на фотоприймачі не перестане зростати. При цьому зростання інтенсивності в каналі В відбувається значно скоріше, ніж зростання цієї

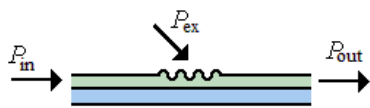


Рис. 6.17

величини на вході ОІС, загасання інтенсивності в цьому каналі відбувається з певною затримкою.

Наступний пристрій виконаний на основі нелінійного хвильоводу і решітчастого елемента зв'язку (рис. 6.17). При малих інтенсивностях P_{in} пучок P_{ex} не вводиться хвильовід, оскільки кут дифракції в середовищі хвильоводу не відповідає напрямку на хвильовідні моди. При зростанні вхідної інтенсивності P_{in} показник заломлення хвильовідного шару починає змінюватися, що в свою чергу призводить до зміни кута дифракції пучка P_{ex} .

В решті решт кут дифракції стає близьким до кута, під яким розповсюджується мода та інтенсивність в середині хвильовода (і на виході ОІС теж) починає швидко зростати. При зменшенні вхідної інтенсивності вихідна поводить себе так само, як і в двох попередніх випадках. Природно, що для забезпечення роботи такого елемента на низьких інтенсивностях при побудові такого бістабільного пристрою може також бути використана гібридна

технологія з організацією електронної ланки додатного оберненого зв'язку.

6.5. Приклади побудови логічних елементів

На базі бістабільних елементів можуть бути побудовані всі логічні комірки, на основі яких побудовані електронно-обчислювальні машини. На рисунку 6.18 *a* наведена схема інтегрально-оптичного елемента типу «І», який побудований на основі бістабільного елемента, зображеного на рис. 6.17. Для зручності на рисунку 6.18 *б* приводиться таблиця вхідних і вихідних сигналів для такого елемента.

Зауважимо, що при відсутності сигналу P_{in1} сигнал P_{in2} не вводиться в хвилевід, оскільки кути, під якими розповсюджуються дифракційні порядки не узгоджені з константами розповсюдження хвилевідних мод β_{m0} .

Нехай на першому етапі зображену на рисунку структуру опромінює лише сигнал P_{in1} . При цьому показник заломлення середовища хвилеводу змінюється і хвиля P_{in1} розповсюджується вздовж хвилеводу з константою розповсюдження β_1 . Ця константа є близькою до константи β_2 , яку має хвиля P_{in2} після дифракції на решітці. Після розповсюдження на певній ділянці хвилеводу ця мода виводиться в покривний шар за допомогою другого елемента введення-виведення.

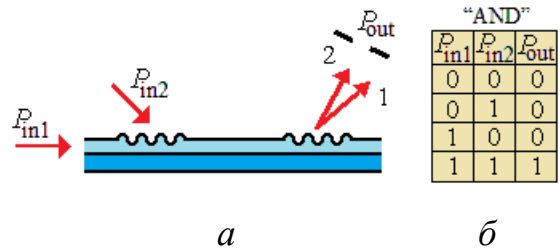


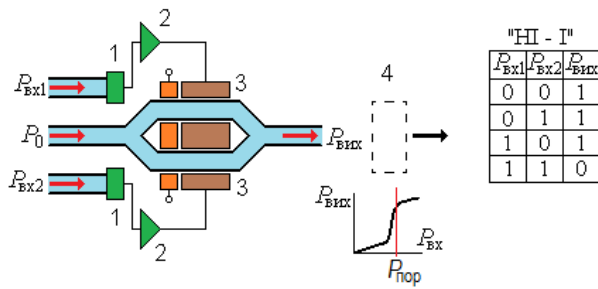
Рис. 6.18

Напрямок розповсюдження дифракційних порядків 1 визначається рівнянням решітки і константою β_1 . При одночасному опромінюванні структури обома сигналами внаслідок зміни показника заломлення сигнал P_{in2} починає частково вводитися у хвилевід, що в свою чергу призводить до додаткової зміни n_w . В решітці встановлюється стаціонарне поле, яке відповідає хвилевідній моді з константою розповсюдження β_{1+2} . Тоді при виведенні її з хвилеводу в покривному шарі вона буде розповсюджуватися в напрямку 2, який не збігається з напрямком 1. Це дає змогу їх розрізнити наприклад за допомогою відповідно встановлених діафрагм. Отже маємо таку таблицю напрямків розповсюдження хвилі в покривному шарі, в залежності від того які сигнали подаються на входи ОІС:

P_{in1}	P_{in2}	Напрямок розповсюдження в покривному шарі
немає	немає	немає
немає	є	немає
є	немає	1
є	є	2

Отже повністю реалізується таблиця, яка наведена на рисунку 6.18 *б*.

На рисунку 6.19, зображена ОІС, яка працює як елемент «НІ»-«І». Основою елемента є планарний модулятор інтерферометричного типу, в початковому стані настроєний на нульову різницю фаз між сигналами, які розповсюджуються по різних його гілках. Відповідно при відсутності сигналів



$P_{\text{Вх1}}$ і $P_{\text{Вх2}}$ на виході модулятора спостерігається максимальна інтенсивність.

При наявності обох сигналів гілки оберненого зв'язку спрацьовують таким чином, що кінцева різниця фаз встановлюється рівною π . Як наслідок на виході модулятора інтенсивність різниця фаз має величину близьку до $\pi/2$. Отже вихідна інтенсивність стає близькою до половини інтенсивності

мінімальна та наближається до нуля. При наявності сигналу $P_{\text{Вх1}}$ або $P_{\text{Вх2}}$

a

б

Рис. 6.19

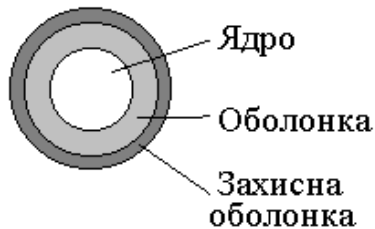
від максимальної. Якщо на виході інтерферометра встановити нелінійний елемент з пороговою кривою чутливості, то рівні сигналів в другому та третьому випадках стають рівними, тобто наявність чи відсутність сигналів на виході пристрою повністю відповідає таблиці, наведеній на рисунку 6.19 б.

7. ЕЛЕМЕНТИ ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАВАННЯ

7.1. Фізичні характеристики оптичного волокна [21-27]

7.1.1. Основні елементи оптичного волокна

Основні конструктивні елементи оптичного волокна (ОВ) наведені на рисунку 7.1.



Кожне волокно складається з ядра (серцевини) і оболонки. Це і є хвилевідна система.

Ядро (серцевина) – виготовляється з скла або пластика. Кількість мод, які передаються хвилеводом залежить від діаметру серцевини.

Захисна оболонка забезпечує міцність волокна, поглинає удари, створює додатковий захист

Рис. 7.1. Структура оптичного волокна

волокна від впливу навколишнього середовища. Такі буферні оболонки звичайно бувають багат шаровими, виготовляються із пластика і мають товщину від 250 до 900 мкм.

Розміри волокна в загальному випадку визначаються зовнішніми діаметрами його ядра, оболонки та захисної оболонки. Зазвичай ці розміри записують через нахилену рисочку. Наприклад, 50/125/250 означає, що діаметри ядра, оболонки і захисної оболонки дорівнюють 50, 125, 250 мкм відповідно. Захисну оболонку завжди видаляють при з'єднанні волокон.

7.1.2. Типи і характеристики оптичного волокна

Тип волокна ідентифікується за модовим складом коливань, які можуть розповсюджуватися у волокні. Волокна поділяються на два основних типи – *багатомодові MMF (multi mode fiber)* і *одномодові SMF (single mode fiber)*. Ці волокна різняться діаметром серцевини й оболонки та профілем показника заломлення ядра.

Багатомодові волокна можуть бути *ступінчастими* або *градієнтними*.

Одномодові волокна підрозділяються на *ступінчасті*, або *стандартні* волокна (*SF*), волокна з *зміщеною дисперсією (DSF)* та на волокна з ненульовою *зміщеною дисперсією (NZDSF)*, які відрізняються профілем показника заломлення.

7.1.2.1. Профілі показника заломлення

Профілі показників заломлення наведені на рисунку 7.2

Багатомодове волокно із ступінчастим профілем (рис. 7.2 а). На даний час в основному випускаються волокна двох типів: 100/140 і 200/240.

Багатомодове волокно з градієнтним профілем (рис. 7.2 б) більш розповсюджене. На відміну від волокна з ступінчастим профілем ядро волокна із градієнтним профілем складається із чисельних шарів скла, в яких показник заломлення зменшується від центру до країв волокна. За рахунок того, що розподіл показника заломлення має нелінійний профіль, виявляється, що константа розповсюдження для мод із більш високим номером та мод низьких порядків приблизно рівні.

Таким чином, у деякій мірі ліквідується модова дисперсія, яка, як відомо,

суттєво обмежує дальність передаючої ділянки та призводить до спотворення і руйнування інформаційного сигналу.

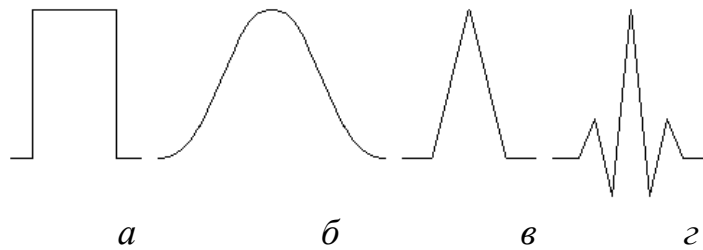


Рис. 7.2. Типи профілів показника заломлення оптичного волокна (а) ступінчасте одномодове та багатомодове волокно; (б) багатомодове волокно з градієнтним профілем; (в) одномодове волокно з зміщеною дисперсією; (г) одномодове волокно з зміщеною ненульовою дисперсією

Волокна з градієнтним показником заломлення представлені на ринку розмірами: 50/125, 62.5/125, 85/125.

Одномодове волокно, представлене на ринку, буває, в основному, трьох типів: одномодове волокно з ступінчастим профілем (рис. 7.2 а); одномодові волокна з зміщеною дисперсією (рис. 7.2 в); одномодові волокна із зміщеною ненульовою дисперсією (рис. 7.2 г).

Одномодові волокна характеризуються розмірами: 8-10/125.

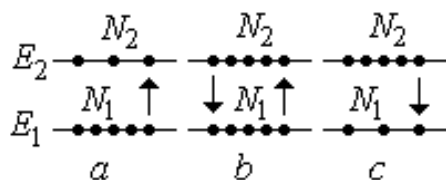
7.1.3. Властивості оптичних волокон як передаючого середовища

7.1.3.1. Поглинання в оптичних волокнах

Нагадаємо, що стан квантової системи в енергетичному відношенні характеризується енергетичними рівнями та описується виразом [1]:

$$(\omega_{12})B_{12}N_1 = A_{21}N_2 + U(\omega_{21})B_{21}N_2 \quad (7.1)$$

де $U(\omega_{12}), U(\omega_{21})$ – густина енергії випромінювання на частоті ω в одиничному інтервалі частот, B_{12} – імовірність квантового переходу із стану 1 в стан 2 ($1 \rightarrow 2$), N_1 – кількість електронів на рівні 1, A_{21} – коефіцієнт або імовірність спонтанного випромінювання (випадкового переходу) електронів з рівня 2 на рівень 1 ($2 \rightarrow 1$), B_{21} – коефіцієнт стимульованого або вимушеного випромінювання, N_2 – кількість (населеність) електронів на рівні 2.



Ліва частина виразу характеризує поглинання системи і перехід електронів на вищий рівень 2. Права – випромінювання (перехід електронів з рівня 2 на рівень 1).

Аналіз виразу (1) показує, що система може знаходитися в трьох станах (рис. 7.3)

Стан (а) кількість електронів на нижньому рівні N_1 (у не збудженому стані) більша ніж на рівні N_2 . В цьому випадку $U(\omega_{21})B_{21}N_2 = 0$. Система знаходиться в стійкому стані і є поглинаючою. Вона може лише поглинати фотони. При цьому найбільш інтенсивно поглинаються фотони, частота яких збігається з частотою переходу ω_{12} . Другий стан (б) – стан, при

Рис. 7.3. Схема квантових станів речовини.

- а) – поглинаюче середовище,
- б) – рівноважне або нейтральне середовище
- с) – випромінююче середовище.

якому N_2 приблизно дорівнює N_1 . $U(\omega_{21})B_{21}N_2$ також дорівнює нулю, а імовірності переходів з рівня 1 на рівень 2 та навпаки приблизно однакові. Система в такому стані є нейтральною по відношенню до падаючого випромінювання (природно до певної межі), тобто прозорою. Для багатьох речовин, зокрема для чистого кварцу, така система є стійкою. Саме цим пояснюється висока прозорість оптичних волокон.

Більшість пристроїв волоконної оптики використовують освітлювачі, які працюють на довжинах хвиль 0.85, 1.31, 1.55 мкм. Саме на цих довжинах спостерігаються «вікна прозорості» скла.

Відповідно оптичні волокна оптимізовані по поглинанню саме для цих довжин хвиль.

Загальні втрати, як відомо, складаються не тільки з поглинання, але саме вони складають основну частину втрат в оптичних волокнах.

У сучасних волокнах досягаються досить високі параметри по поглинанню. Наприклад, для багатомодового волокна 50/125 на довжині хвилі 0.85 мкм спостерігаються втрати приблизно 3 дБ/км. Для того ж волокна на довжині хвилі 1.31 мкм втрати не перевищують 1 дБ/км.

В одномодовому стандартному волокні (SF) (з ступінчастим розподілом показника заломлення). Стандартна крива затухання для такого волокна наведена на рисунку 7.4. Для стандартного волокна одномодовий режим реалізується для довжин хвиль 1.31 і 1.55 мкм та досягнуті такі параметри:

- 1.31 мкм – 0.3-0.4 дБ/км;
- 1.55 мкм – 0.2-0.25 дБ/км.

Проте незважаючи на те, що на другій довжині хвилі поглинання менше, частіше використовується перша довжина хвилі, оскільки саме в околі цієї хвилі відсутня хроматична дисперсія.

Одномодове волокно з зміщеною дисперсією (DSF)

Для того, щоб оптимізувати одномодове волокно по поглинанню завдяки підбору профілю показника заломлення, зміщують точку нульової дисперсії в область довжини хвилі 1.55 мкм. За допомогою таких волокон можуть бути реалізовані ділянки передачі сигналу без ретрансляційних пристроїв довжиною до 100 км.

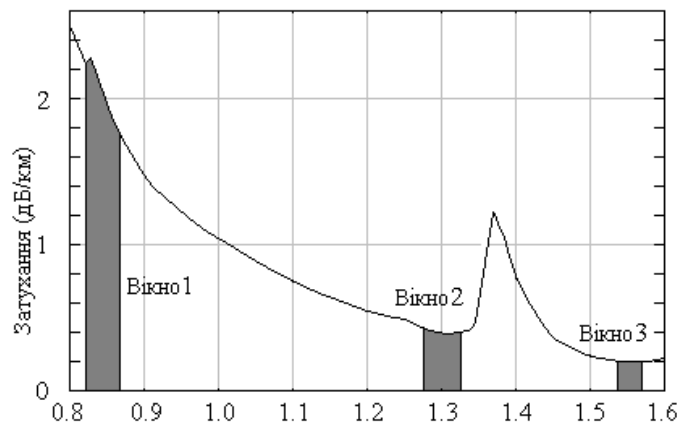


Рис. 7.4

Одномодове волокно з зміщеною ненульовою дисперсією (NZSDF)

На відміну від DSF-волокна це волокно оптимізоване для декількох довжин хвиль.

Такі волокна виготовляють шляхом створення депресивного кільця в оптичній оболонці. Ці волокна називають ще одномодовими волокнами з згладженою (вирівняною) дисперсією. Дисперсія таких волокон приблизно та сама, як і у стандартного волокна з ступінчастим профілем для довжини хвилі 1.31 мкм. Проте з збільшенням довжини хвилі хвост хвиль проникають у депресивне кільце із більшим показником заломлення. Відповідно збільшується загальна швидкість розповсюдження хвилі вздовж хвилеводу. При цьому відомо, що для більшої довжини хвилі показник заломлення середовища менший ніж для хвиль з меншою довжиною. Це явище, як відомо, має назву звичайної дисперсії або «матеріальної» дисперсії. Отже, «хвильова» дисперсія (проникнення хвилі в шар світловоду з більш високим показником заломлення) компенсує «матеріальну» дисперсію. Внаслідок цього константи розповсюдження всіх коливань з різною довжиною хвилі залишаються приблизно однаковими, тобто створюється можливість передавати сигнали з декількома довжинами хвиль (мультиплексний хвильовий сигнал).

7.1.3.2. Хвильоводна дисперсія

Ще раз повернемося до явища дисперсії та підсумуємо відомі факти (див. п. 3.4). Дисперсія поділяється на міжмодову (модову) та хроматичну. Хроматичну дисперсію у свою чергу можна поділити на матеріальну (звичайну) дисперсію та хвильову, яка має місце градієнтних волокнах. У нашому розгляді випущено ще один тип дисперсії – так звану поляризаційну дисперсію. Такого типу дисперсія може виникати, наприклад, у волокнах, в яких спостерігаються відхилення форми перерізу волокна від кола. Оптична хвиля, як відомо, має векторний характер [1,2], тобто процес розповсюдження хвилі у волокні можна представити як розповсюдження ТЕ- і ТМ-коливання.

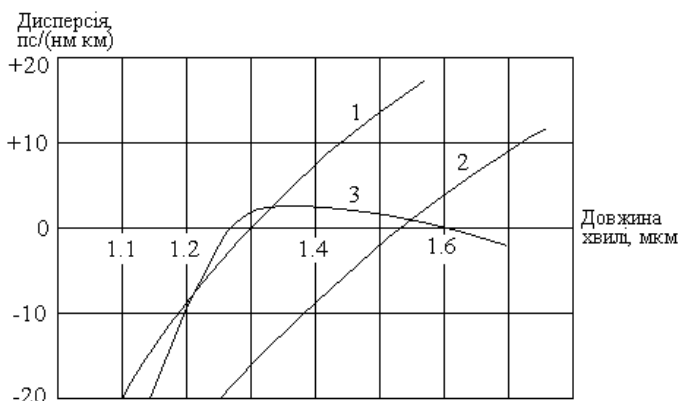


рис. 7.1.3.2. Поведінка коефіцієнту дисперсії для різних типів волокон:

- 1 – волокно з ступінчастим профілем;
- 2 – волокно з зміщеною дисперсією;
- 3 – волокно з складним профілем показника заломлення

Якщо структура волокна однорідна, переріз правильної форми, то ТЕ- і ТМ-хвилі мають однакові константи розповсюдження. Проте в процесі виготовлення або прокладки волокна коло може перетворитися на еліпс. Окрім цього, за рахунок вигинів, інших механічних збурень може виникати локальна анізотропія. У такому випадку ТЕ- і ТМ-моди мають різні константи розповсюдження. Отже, процес розповсюдження

інформаційного сигналу супроводжується руйнуванням сигналу внаслідок

різної швидкості, яка притаманна ортогонально-поляризованим модам. Зауважимо що, поляризаційна дисперсія за порядком набагато менше ніж міжмодова та хроматична. Отже, такою дисперсією можна нехтувати (особливо для багатомодових волокон). Проте у випадку, коли модова та хроматична дисперсії практично скомпенсовані та на граничних за довжиною ділянках ліній (особливо для одномодових волокон) вплив поляризаційної дисперсії стає досить помітним.

Модова дисперсія τ_m (додатково див. п. 3.4) здебільшого вимірюється в пс/км (час затримки на одиницю довжини). Хроматична дисперсія τ_h характеризується коефіцієнтом дисперсії що вимірюється в пс/(нм км). Поведінка коефіцієнту хроматичної дисперсії подана на рисунку 7.5.

Повна дисперсія у волокні визначається за виразом:

$$\tau = \sqrt{\tau_m^2 + \tau_h^2} = \sqrt{(L^E D_m)^2 + (L\Delta\lambda D_h)^2}, \quad (7.2)$$

де D_m – коефіцієнт міжмодової дисперсії, D_h – коефіцієнт хроматичної дисперсії, $\Delta\lambda$ – ширина спектральної характеристики випромінювача, L – довжина волокна, E – коефіцієнт зв'язку мод, який являє собою емпіричну величину зі значенням 0.6-0.7. Вираз (7.2) справедливий, якщо нехтувати поляризаційною дисперсією. Коефіцієнт E виникає внаслідок того, що не завжди процес розповсюдження мод незалежний. За відповідних умов енергія одного коливання може перекачуватися в іншу моду і т. ін.

Як бачимо з рисунка для волокон з складним профілем показника заломлення може спостерігатися декілька точок нульової дисперсії

7.1.4. Геометричні параметри волокна

Відзначимо, що певне фізичне обґрунтування введення цих параметрів для характеризування оптичного волокна наведено у параграфі 3.6.2.

7.1.4.1. Відносна різниця показників заломлення ядра та оболонки

Одним із найважливіших параметрів, що характеризує волокно зокрема ступінчасте, є *відносна різниця показників заломлення ядра та оболонки* Δ :

$$\Delta = \frac{n_w^2 - n_p^2}{2n_w^2}. \quad (7.3)$$

Для градієнтних волокон замість n_w береться деякій ефективний показник заломлення n_{ef} . Наприклад, для градієнтного волокна з параболічним профілем показника заломлення:

$$n_{ef} = \sqrt{\frac{n_w^2(0) + n_p^2}{2}}, \quad (7.4)$$

де $n_w(0)$ – максимальний показник заломлення на осі волокна.

7.1.4.2. Числова апертура волокна

Мінімальний кут Θ_{cr} (див. рис. 7.6), під яким ще може розповсюджуватися хвиля у волокні, як відомо, визначається умовою повного внутрішнього відбивання:

$$\Theta_{cr} = \sin^{-1} \frac{n_p}{n_w}. \quad (7.5)$$

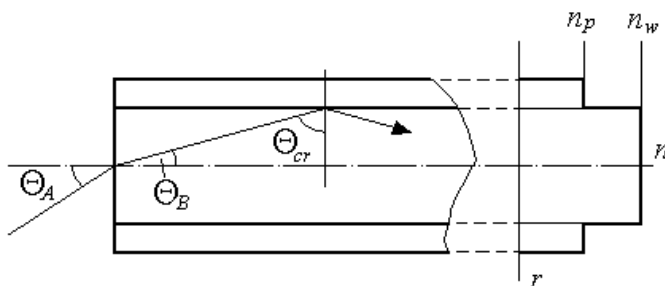


Рис. 7.6

Максимальний кут Θ_A , під яким опромінюється торець світловода і ще можливе виникнення хвилевідного процесу, має назву *апертурного*. Цей кут зв'язаний з *числовою апертурою* волокна:

$$NA = \sin \Theta_A \quad (7.6)$$

З рисунка 7.6 випливає що,

$$\sin \Theta_B = \cos \Theta_{cr}. \quad (7.7)$$

Тоді згідно інваріанту Снеліуса можна записати

$$NA = \sin \Theta_A = n_w \cos \Theta_{cr} = \sqrt{n_w^2 - n_p^2} = n_w \sqrt{2 \frac{n_w^2 - n_p^2}{2n_w^2}} = n_w \sqrt{2\Delta}. \quad (7.8)$$

Для градієнтного волокна з параболічним профілем показника заломлення:

$$NA_{ef} = \sqrt{\frac{n_w^2(0) - n_p^2}{2}}. \quad (7.9)$$

Числова апертура вказується в паспорті волокон, які виготовляються промисловістю.

7.1.4.3. Нормована частота

Нормована частота – це величина, яка визначається виразом:

$$V = \frac{\pi d NA}{\lambda}. \quad (7.10)$$

Ця величина пов'язана з кількістю мод M , які можуть розповсюджуватися у волокні. Для ступінчастого волокна:

$$M = \frac{V^2}{2}. \quad (7.11)$$

Для градієнтного волокна:

$$M \approx \frac{V^2}{4}, \quad (7.12)$$

тобто в градієнтному волокні кількість розповсюджуваних мод M , у два рази менша ніж у ступінчастому.

7.1.4.4. Хвиля відсічки

Хвиля відсічки – це мінімальна довжина хвилі, при якій волокно підтримує лише одну просторову моду. Фактично саме цей параметр визначає характер роботи волокна – одно- або багатомодовий режим реалізується.

7.1.4.5. Наближена оцінка міжмодової дисперсії багатомодового волокна

Нагадаємо, що швидкість розповсюдження вздовж хвилеводу визначається співвідношенням [1,2]:

$$v_m = \frac{c}{n_{fm}} \quad (7.13)$$

де $n_{fm} = n_w \sin \Theta_m$ – ефективний показник заломлення для m -ї моди. Максимальна часова затримка при перенесенні сигналу різними модами визначається затримкою між часом проходження головної моди ($m=0$) та часом проходження моди з максимальним номером ($m=m_{\max}$). Відповідно на довжині хвилеводу L така затримка має величину:

$$\Delta\tau = \frac{Ln_w}{c} (\sin \Theta_0 - \sin \Theta_{\max}) \quad (7.14)$$

Разом з тим головна мода у хвилеводі розповсюджується практично вздовж поверхні, тобто $\sin \Theta_0 \approx 1$. Кут розповсюдження моди m_{\max} близький до Θ_{kr} , тобто $\Theta_{kr} \approx \frac{n_p}{n_w}$. Тоді

$$\Delta\tau \approx \frac{Ln_w}{c} \frac{(n_w - n_p)}{n_w} = \frac{Ln_w}{c} \left[\frac{n_w^2 - n_p^2}{n_w(n_w + n_p)} \right] \quad (7.15)$$

Враховуючи, що у волокна показники заломлення серцевини та оболонки дуже близькі для затримки у волокні із ступінчастим профілем показника заломлення (7.15) може бути переписане у вигляді:

$$\Delta\tau \approx \frac{Ln_w}{c} \frac{(n_w^2 - n_p^2)}{2n_w^2} = \frac{Ln_w}{c} \Delta \quad (7.16)$$

Можна показати, що аналогічне співвідношення для волокна з параболічним профілем описується співвідношенням:

$$\Delta\tau \approx \frac{Ln_{ef} \Delta^2}{c} \quad (7.17)$$

де n_{ef} визначається згідно з (7.9). Проте, вирази (7.16, 7.17) мають місце коли довжина волокна не перевищує довжини зв'язку між модами волокна L_z , яка визначається коефіцієнтом E . Така довжина зв'язку для ступінчастого багатомодового волокна близька, як правило, до 5 км, для волокна з параболічним профілем до 10 км. Остаточно вирази 7.16, 7.17) можуть бути записані як:

$$\Delta\tau = \begin{cases} \frac{Ln_w \Delta}{c}, & L < L_z \\ \sqrt{LL_z} \frac{n_w \Delta}{c}, & L > L_z \end{cases} \quad \text{– ступінчасте волокно} \\ \Delta\tau = \begin{cases} \frac{Ln_{ef} \Delta^2}{c}, & L < L_z \\ \sqrt{LL_z} \frac{n_{ef} \Delta^2}{c}, & L > L_z \end{cases} \quad \text{– градієнтне волокно} \quad (7.18)$$

7.1.5. Характеристики оптичних волокон згідно з рекомендаціями ІТУ-Т [36-40]

Характеристики оптичних волокон, які призначені для використання, в мережах зв'язку, повинні відповідати характеристикам міжнародного консультативного комітету з телефонії та телеграфії (МККТТ). Англійська аббревіатура цієї організації – ІТУ-Т (стара аббревіатура – МСЕ-Е).

Характеристики оптичних багатомодових градієнтних волоконно-оптичних кабелів 50/125 мкм наведені в рекомендаціях G.651.1 (Стара рекомендація G.651 виключена 16 серпня 2008 року).

Таблиця 7.1.

Рекомендації ІТУ-Т G.651.1 – Характеристики багатомодових градієнтних волоконно-оптичних кабелів 50/125 мкм

Характеристика оптоволоконна		
Ознака	Деталі	Значення
Діаметр оболонки	Номінал	125 мкм
	Допуск	±2 мкм
Діаметр серцевини	Номінал	50 мкм
	Допуск	±3 мкм
Ексцентриситет серцевини	Максимум	6% (3 мкм)
Сплюсненість оболонки	Максимум	2%
Числова апертура	Номінал	0.20
	Допуск	±0.015
Втрати на макровигині*	Радіус	15 мм
	Кількість обертів	2
	Максимум на 850 нм	1 дБ
	Максимум на 1300 нм	1 дБ
Перевірочна напруженість	Мінімум	0.69 ГПа
Довжина хвилі нульової дисперсії	Мінімум на 850 нм	500 МГц·км
	Мінімум на 1300 нм	500 МГц·км
Коефіцієнт хроматичної дисперсії	λ_{0min}	1295 нм
	λ_{0max}	1340 нм
	S_{0max} для $1295 \leq \lambda_0 \leq 1310$ нм	≤ 0.105 пс/нм ² ·км
	S_{0max} для $1310 \leq \lambda_0 \leq 1340$ нм	$\leq 375 \times (1590 - \lambda_0) \times 10^{-6}$ пс/нм ² ·км
Характеристика кабеля		
Ознака	Деталі	Значення
Коефіцієнт затухання	Максимум на 850 нм	3.5 дБ/км
	Максимум на 1300 нм	1.0 дБ/км
* – При використанні багатомодового волокна поза областю цієї Рекомендації втрати на макровигині можуть визначатися в [ІЕС 60793-2-10].		
* – Щоб перевірити втрати на макровигині використовуйте [ІЕС 61280-4-1].		
** – Найгірший коефіцієнт затухання на 850 нм ($S_0 = 0.09375$ пс/нм ² ·км при $\lambda_0 = 1340$ нм $S_0 = 0.10125$ пс/нм ² ·км at $\lambda_0 = 1320$ нм) – 104 пс/нм·км		

Характеристики оптичних одномодових волоконно-оптичних кабелів наведені в Рекомендаціях G.652 – G.657 [36-40].

Характеристики для стандартного волокна (Рекомендації ITU-T G.652) наведені в таблиці 7.2

Таблиця 7.2

Рекомендації ITU-T G.652 – Стандартне одномодове оптоволокно.

Характеристика	G.652.A	G.652.B	G.652.C	G.652.D
Довжина хвилі, нм	1310	1310	1310	1310
Діаметр модової плями, мкм	8,6–9,5±0,6	8,6–9,5±0,6	8,6–9,5±0,6	8,6–9,5±0,6
Діаметр оболонки, мкм	125,0±1	125,0±1	125,0±1	125,0±1
Діаметр захисного покриття, мкм	250,0±15	250,0±15	250,0±15	250,0±15
Ексцентриситет серцевини, мкм	0,6 максимум	0,6 максимум	0,6 максимум	0,6 максимум
Сплющеність оболонки	1,0% максимум	1,0% максимум	1,0% максимум	1,0% максимум
Довжина хвилі відсічки кабелю, нм	1260 максимум	1260 максимум	1260 максимум	1260 максимум
Втрати на макровигині, дБ	0,1 максимум на 1550 нм	0,1 максимум на 1550 нм	0,1 максимум на 1550 нм	0,1 максимум на 1550 нм
Перевірочна напруженість, ГПа	0,69 мінімум	0,69 мінімум	0,69 мінімум	0,69 мінімум
Довжина хвилі нульової дисперсії, нм	от 1300 до 1324	от 1300 до 1324	от 1300 до 1324	от 1300 до 1324
Коефіцієнт хроматичної дисперсії, пс/нм*км, не більше, в інтерв. довжин хвиль: 1285-1330 1525-1575	3,5 18	3,5 18	3,5 18	3,5 18
Знак дисперсії	+	+	+	+
Коефіцієнт затухання, дБ/км; на довжині хвилі, нм	0,5 1310	0,4 1310	0,4 all*	0,4 all*
	- -	0,35 1550	0,35 1383	0,35 1383
	0,4 1550	0,4 1625	0,3 1550	0,3 1550
Коефіцієнт PMD, пс/√км	0,5	0,2	0,5	0,2

Перша версія Рекомендації G.652 була затверджена в осені 1984 року. Ця виписка взята з сьомої версії, прийнятої в літку 2005 року.

Характеристики для волокна із зміщеною дисперсією (Рекомендації ІТУ-Т G.653) наведені в таблиці 7.3

Таблиця 7.3

Рекомендації ІТУ-Т G.653 – Одномодове оптоволокно з нульовою зміщеною дисперсією (DSF- dispersion-shifted fibre).

Примітка: для високошвидкісних ліній зв'язку із великою довжиною регенераційної ділянки без застосування технологій оптичного ущільнення.

Характеристика	G.653.A	G.653.B
Довжина хвилі, нм	1550	1550
Діаметр модової плями, мкм	7,8–8,5±0,8	7,8–8,5±0,6
Діаметр оболонки, мкм	125,0±1	125,0±1
Діаметр захисного покриття, мкм	250,0±15	250,0±15
Ексцентриситет серцевини, мкм	0,8 максимум	0,6 максимум
Сплюсненість оболонки	2,0% максимум	1,0% максимум
Довжина хвилі відсічки кабелю, нм	1270 максимум	1270 максимум
Втрати на макровигині, дБ	0,5 максимум на 1550 нм	0,1 максимум на 1550 нм
Перевірочна напруженість, ГПа	0,69 мінімум	0,69 мінімум
Довжина хвилі нульової дисперсії, нм	от 1500 до 1600	от 1300 до 1324
Коефіцієнт хроматичної дисперсії, пс/нм*км, не більше, в інтервалі довжин хвиль: 1525-1575	3,5	3,5
Коефіцієнт затухання, дБ/км; на довжині хвилі, нм	0,35 1550	0,35 1550
Коефіцієнт PMD, пс/√км	0,5 пс/ √км	0,20 пс/√км

Виписка з редакції 2006 року.

7.2. Нелінійні оптичні явища в одномодових волокнах [23,24]

Намагання збільшити довжини пасивних ділянок ВОЛЗ (тобто без регенераторів та оптичних підсилювачів) зумовили необхідність введення у волокно великої оптичної потужності. Проте було показано, що при потужності випромінювання в декілька мВт і вище починають виникати та впливати на якість зв'язку нелінійні оптичні явища. Наприклад, для волокна з перерізом серцевини 10 мкм при потужності випромінювання близько 10 мВт густина випромінювання складає 1.27×10^4 Вт/см². Це вже достатня потужність для того, щоб інтенсивність випромінювання впливала на показник заломлення та коефіцієнт поглинання у волокні. Залежність коефіцієнта заломлення від інтенсивності призводить до декількох ефектів.

7.2.1. Фазова самомодуляція (ФСМ) та перехресна фазова модуляція (ФКМ)

Одним з перших нелінійних ефектів, якій починає проявлятися при потужності оптичного сигналу близько 8-10 мВт, є самомодуляція, або автомодуляція фази оптичної несучої – ФСМ (SPM). Це явище спостерігається при зміні показника заломлення. Зауважимо, що енергія в сигналі передається порціями (імпульсами). Отже, різні складові імпульсу поширюються з різними константами розповсюдження. Це спричинює розширення імпульсу. Очевидно, що при цьому відбувається розширення спектра сигналу. Самомодуляція фази суттєво проявляється при тривалості імпульсів $\tau_i < 100$ пс.

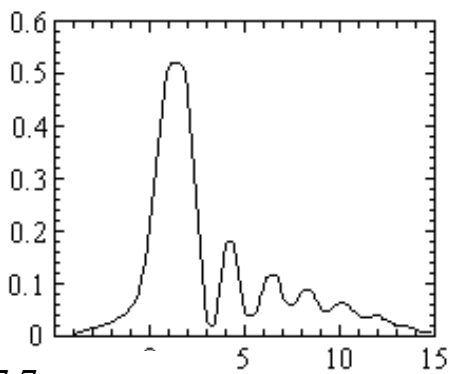


Рис. 7.7

При тривалості імпульсів порядку 10-20 пс розширення може досягати двох-трьох та більше разів. Крім цього, на фронтах імпульсів можуть виникати осциляції (див. рис. 7.7).

Якщо у волокні розповсюджуються дві оптичні хвилі і кожна з них має потужність близько 10 мВт і більше, то нелінійність середовища викликає їх взаємодію. При цьому потужність однієї з хвиль викликає модуляцію не тільки власного сигналу, а й сусіднього.

Природно, що даний вплив має взаємний характер та називається перехресною фазовою модуляцією або крос-модуляцією ФКМ (SPM).

Повернемося до явища самомодуляції фази однієї світлової хвилі. Виникнення осциляцій на фронтах імпульсу викликане так званою хвилевою нестійкістю. Як зазначалось, при ФСМ відбувається розширення спектра оптичного імпульсу. При цьому більш довгохвильові складові спектра просуваються з більш високою швидкістю порівняно з короткохвильовими. Ці складові спектра інтерферують, чим і викликаються осциляції. Оскільки середовище в даному випадку нелінійне, зсув частот призводить до виникнення нових частот $2\bar{\omega}_1 - \bar{\omega}_2$ і $2\bar{\omega}_2 - \bar{\omega}_1$. Отже, крім двох складових у спектрі з'являється ще дві. При їх подальшому розповсюдженні цих компонент спектра відбувається їх взаємодія, що призводить до ускладнення процесу та збагаченню спектра новими складовими.

Аналогічні явища відбуваються і в тому випадку коли у волокно введені два оптичні сигнали на різних довжинах хвиль. Явище виникнення двох додаткових оптичних частот – це так зване явище чотирехвильового змішування (FWM), яке проявляється у вигляді перехресних завад у системах із багатохвильовим ущільненням (WDM).

Як вже зауважувалось, до перехресних завад у системах з багатохвильовим ущільненням призводить і крос-фазова модуляція. Ці завади зростають із зменшенням частотного інтервалу в сітці частот для систем з спектральним ущільненням. Розглянуті явища особливо проявляються при повному узгодженні констант розповсюдження хвиль, які введені у хвилевід, тобто у волокон із нульовою дисперсією. Пояснюється це тим, що в оптичному

волокні з нульовою дисперсією існують оптимальні умови для того, щоб оптичні складові з меншою частотою мали більшу швидкість розповсюдження, ніж високочастотні складові. За рахунок цього перші можуть зустрічатися з другими, створювати биття і осциляції на фронтах імпульсів, розширюючи при цьому спектр сигналу. Таким чином, враховуючи нелінійні явища для систем із багатохвильовим ущільненням, доцільно застосовувати одномодові волокна з ненульовою дисперсією з невеликим нахилом дисперсійної характеристики.

7.2.2. Вимушене комбінаційне (Раманське) розсіяння ВКР (SRS) і розсіяння Мандельштама-Бриллюена ВРМБ (SBS)

Вимушене комбінаційне розсіяння ВКР, яке інакше називається розсіянням Рамана-Мандельштама, виникає у волокні тоді, коли потужність досягає певного відносно високого порога. Наближене значення порогової потужності визначається співвідношенням:

$$P_{sh} \approx 10^{12} S \alpha / L, \quad (7.19)$$

де S – площа поперечного перерізу в см^2 , α – коефіцієнт втрат у см^{-1} .

Розрахунок за цією формулою для одномодового волокна із затуханням $\alpha = 0.2$ дБ/км і діаметром 10 мкм дає значення порогової потужності 1.4 Вт (при довжині волокна 5 км). При збільшенні довжини волокна цей поріг швидко знижується. Для довжини того самого волокна 20 км порогова потужність знижується до 0.6 Вт. З точки зору фізики ВКР виникає при взаємодії фотонів, які проходять через середовище з молекулами та атомами даного середовища. При цьому можуть виникати ситуації, коли молекули поглинають частину енергії випромінювання, що проходить. У результаті, якщо фотон мав частоту ν_0 , то після зіткнення з молекулою і передачі їй частини енергії енергія фотона зменшується на певну величину $\Delta E = h\Delta\nu$. Отже, після взаємодії випромінювання буде мати дві частоти ν_0 і $\nu_0 - \Delta\nu$. Друга складова буде помітною тоді, коли енергія початкового випромінювання досягає рівня, вищого від порогового. Одним з важливих властивостей ВКР є великий частотний діапазон взаємодії випромінювання, що проходить через середовище з молекулами та атомами речовини. Для кварцу він сягає десятків терагерц. При аналізі ВКР було введено коефіцієнт комбінаційного підсилення g_R , що залежить від складу речовини і може змінюватися за рахунок елементів, якими легується речовина. Для кварцового волокна він максимальний на частоті зміщення $\Delta\nu \approx 13$ ТГц. Частота $\nu_0 - \Delta\nu$ має назву стоксової компоненти. При збільшенні потужності або довжини взаємодії виникають друга, третя і т.д. стоксові компоненти ($\nu_0 - 2\Delta\nu$, $\nu_0 - 3\Delta\nu$ і т.д.). Крім цього, при перевищенні певного порогу потужності з'являються й високочастотні компоненти $\nu_0 + \Delta\nu$, $\nu_0 + 2\Delta\nu$, $\nu_0 + 3\Delta\nu$ і т.д. та спектр зсувається в сторону більш коротких довжин хвиль (антістоксові компоненти).

Вимушене розсіяння Мандельштама-Бриллюена ВРМБ (SBS)

Зміна енергетичних квантових станів молекул і атомів при достатньо високому рівні потужності проявляється в тому, що виникають коливні рухи молекул, які приводять до флуктуацій густини речовини, так званих акустичних фононів. На цих фонах виникає нелінійне розсіяння світла (фотони віддають частину енергії акустичним фононам). Як наслідок у спектрі випромінювання з'являються нові компоненти, які за аналогією з ВКР називають стоксовими. На відміну від ВКР, ВРМБ виникає при значно нижчих потужностях і направлене в бік, протилежний розповсюдженню інформаційного сигналу. При тих самих значеннях S і α , що й для ВКР, порогова потужність ВРМБ на три порядки нижча і для волокна довжиною 5 км складає 1.44 мВт. У випадку коротких імпульсів ця потужність підіймається до 10 мВт. Додамо, що частотний зсув оптичної несучої при ВРМБ складає величину 10-15 ГГц при ширині спектра ~ 20 МГц. Проте, якщо у світловоді є в наявності неоднорідності у вигляді вигинів, стиску, розтягнення, то спектр ВРМБ може досягати 100-500 МГц. Цей факт використовується в діагностичній апаратурі для виявлення механічних впливів на оптичний кабель.

У системах ВОЛЗ ВРМБ проявляється в підвищенні затухання оптичного сигналу, виникненні відносно низькочастотної модуляції. Основний вплив ВРМБ полягає в тому, що розсіяне у напрямку джерела випромінювання впливає на лазер, створює паразитну модуляцію випромінювання, яка проявляється, насамперед, у вигляді шуму.

7.3. Одномодові волокна нових типів виробництва компаній LUCENT TECHNOLOGIES CORNIGS [23,42]

У цьому пункті наведемо характеристики одномодових волокон, які випускаються визнаними світовими лідерами в розробці та виготовленні найбільш досконалих (як одномодових, так і багатомодових) оптичних волокон.

Компанія LUCENT TECHNOLOGIES розробила декілька найновіших типів одномодових волокон. Серед перших треба назвати волокно «True Wave». Це волокно з ненульовою дисперсією. Волокно спроможне

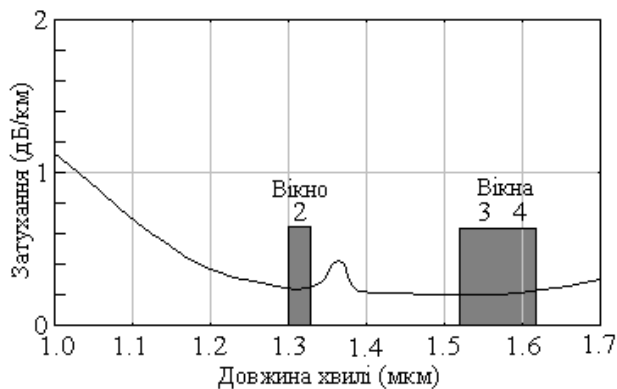


Рис.7.8

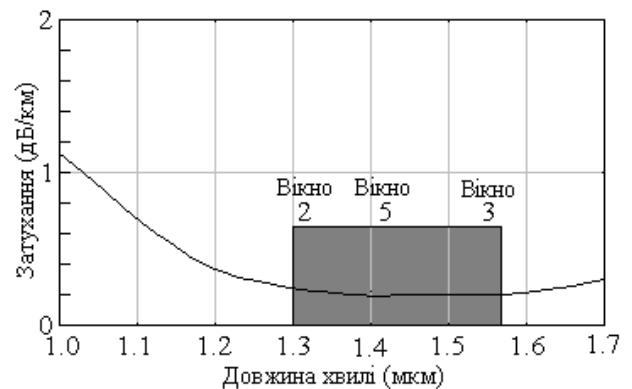


Рис.7.9

Таблиця 7.4

«True Wave»

Затухання		
Максимальний коефіцієнт затухання (втрат) може бути заданий у межах від 0.22 до 0.25 дБ/км. При цьому дане значення витримується в діапазоні від 1550-1600 нм		
Залежність затухання від довжини хвилі		
Максимальне затухання в діапазоні від 1525 до 1620 нм не перевищує затухання для довжини хвилі 1550 нм більше ніж на 0.05 дБ/км		
Затухання в точці максимуму поглинання води		
Коефіцієнт затухання в точці максимуму поглинання ОН (1383 ± 3 нм) не перевищує 1.0 дБ/км		
Затухання при макровигинах		
Максимальне затухання, яке викликане вигинами, не перевищує заданих значень при таких умовах вигину.		
Умови вигину	Довжина хвилі	Затухання
Один виток діаметром 32 мм	1550 нм	≤ 0.5 дБ
	1600 нм	0.6 дБ
100 витків діаметром 75 мм	1550 нм	≤ 0.05 дБ
	1600 нм	≤ 0.05 дБ
Локальні неоднорідності		
Відсутні локальні неоднорідності затухання, що перевищують 0.1 дБ при 1500 і 1600 нм		
Хроматична дисперсія		
3-тє вікно 1530-1565 нм	від 2.6 до 6.0 пс/(нм км)	
4-тє вікно 1565-1620 нм	від 4.0 до 8.6 пс/(нм км)	
Нахил дисперсійної кривої	≤ 0.05 пс/(нм ² км)	
Діаметр модової плями		
При 1550 нм	8.4 ± 0.6 мкм	
При 1600 нм	8.4 ± 0.6 мкм	
Довжина хвилі відсічки		
Довжина хвилі відсічки в кабелі	≤ 1260 нм	

Таблиця 7.5

«All Wave»

Затухання		
Максимальний коефіцієнт затухання (втрат) може бути заданий у межах:		
Довжина хвилі	Максимальне затухання	
1310 нм	0.35 дБ/км	
1385 нм	0.31 дБ/км	
1585 нм	від 0.21 до 0.25 дБ/км..	
Залежність затухання від довжини хвилі		
Максимальне затухання в діапазоні від 1285 до 1330 нм не перевищує затухання для довжини хвилі 1310 нм більше ніж на 0.1 дБ/км		
Максимальне затухання в діапазоні від 1525 до 1575 нм не перевищує затухання для довжини хвилі 1550 нм більше ніж на 0.05 дБ/км		
Затухання в точці максимуму поглинання води		
Коефіцієнт затухання в точці максимуму поглинання ОН (1383 ± 3 нм) не перевищує 0.31 дБ/км		
Затухання при макровигинах		
Максимальне затухання, яке викликане вигинами, не перевищує заданих значень при таких умовах вигину.		
Умови вигину	Довжина хвилі	Затухання
Один виток діаметром 32 мм	1550 нм	≤ 0.5 дБ
100 витків діаметром 75 мм	1310 нм	≤ 0.05 дБ
	1550 нм	≤ 0.1 дБ
Локальні неоднорідності		
Відсутні локальні неоднорідності затухання, що перевищують 0.1 дБ при 1310 і 1550 нм		
Хроматична дисперсія		
Довжина хвилі, яка відповідає нульовій дисперсії λ_0	1300-1322 нм	
Максимальний нахил дисперсійної кривої в точці λ_0	0.092 пс/(нм ² км)	
Діаметр модової плями		
При 1550 нм	9.3 ± 0.5 мкм	
При 1600 нм	10.5 ± 1.0 мкм	
Довжина хвилі відсічки		
Довжина хвилі відсічки в кабелі	≤ 1260 нм	

працювати у 3-му і 4-му вікнах прозорості (див. рис. 7.8) і має пологіу криву залежності дисперсії від довжини хвилі в цих вікнах, малу чутливість до вигинів, малу поляризаційну дисперсію (PMD).

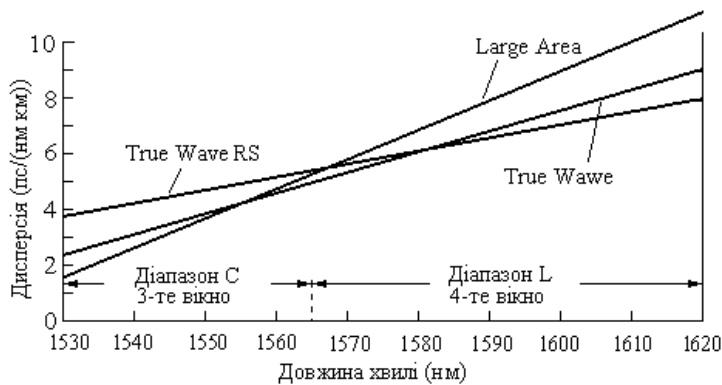


Рис. 7.10

На рис. 7.8 наведена крива залежності коефіцієнта затування від довжини хвилі для волокна TRUE WAVE. Волокно ALL WAVE (рис. 7.9) відрізняється від решти тим, що в нього вдалося ліквідувати пік затування в районі 1.3-1.4 мкм, якій обумовлений наявністю гідроксильної групи OH. Завдяки цьому, крім 2ОП

(1.28-1.325 мкм) 3ОП (1.53-1.565 мкм) та 4ОП (1.58-1.625 мкм), волокно ALL WAVE може працювати і в п'ятому вікні прозорості 5ОП (1.35-1.45 мкм).

На рисунку 7.10 наведена поведінка дисперсії в залежності від довжини хвилі для цих типів волокон. Як бачимо, волокно TRUE WAVE має відносно гладку пологіу характеристику.

8. ОПТИЧНІ КАБЕЛІ [23-27]

Порівняно з металевими коаксіальними та симетричними кабелями, які складаються з мідних провідників, оптичні кабулі (ОК) мають низку особливостей. Оптичні волокна (ОВ) виготовляються з надчистого кварцу з необхідними добавками або – рідше – з полімерів. Ці матеріали – добрі діелектрики. Отже, оптичні волокна, а як наслідок оптичні кабелі, не чутливі до електромагнітних завад. Окрім цього, вони значно стійкіше до впливу різного роду агресивних хімічних середовищ. Малий діаметр ОВ (разом із захисною оболонкою не більше ніж 250 мкм) та мала маса дозволяють виготовляти ОК значно меншого діаметру та погонної маси, ніж відповідні за характеристиками металеві кабелі. Більш того, для деяких систем передачі інформації оптичним кабелям взагалі не існує альтернативи. Конструктивно при рівних з металевими кабелями діаметрами ОК мають більшу кількість інформаційно-провідних жил. Завдяки малому затуханню та незначним спотворенням форми та тривалості оптичного імпульсу, оптичні кабелі мають значно більшу «будівельну» довжину – до 6 км (для підводних систем до 50 км).

Разом з тим, оскільки основа ОК – кварцовий (рідше полімерний) світловод, виникають певні труднощі при їх зрощуванні.

Не зважаючи на ці особливості, оптичні кабелі повинні задовольняти ряд вимог, що висуваються до характеристик металевих кабелів зв'язку.

Вони повинні забезпечувати:

- можливість прокладки в тих самих умовах, в яких прокладаються металеві кабелі;
- максимальне використання методик та обладнання традиційної кабелепрокладальної технології;
- можливість зрощування і монтажу в польових умовах з достатньою легкістю та на протязі короткого часу;
- стійкість до зовнішніх впливів у відповідності до умов експлуатації мережі зв'язку;
- надійність в експлуатації у відповідності із заданими показниками безвідмовності, довговічності та придатності до ремонту.

8.1. Особливості конструкції оптичних кабелів

Умовно за конструкцією ОК можна поділити на чотири типи:

- а) багатопоівні, або кабелі з поівною структурою;
- б) кабелі з пучковою структурою;
- в) кабелі з профільною несучою серцевиною;
- г) стрічкові кабелі.

До цього переліку слід додати також одноволоконні кабелі, в тому числі для з'єднання в середині стійок. Це кабелі (patchcord) довжиною 3 м із кінцями, які споряджені оптичними рознімними з'єднувачами. До цього переліку додамо також кабелі для підводної прокладки, кабелі для підвіски на високовольтних лініях або вздовж контактної мережі залізничних доріг.

На рисунку 8.1 подані ескізи поперечних перерізів оптичних кабелів різних типів: кабелі типу «а» і «б» належать до кабелів класичного типу; типи «в», «г» характерні для більшості оптичних кабелів.

ОК типу «а» виконаний у вигляді повівів з оптичних модулів, які закручені навколо центрального зміцнюючого елемента. Така конструкція ефективна при кількості оптичних модулів не більше 20. Типовий повівний ОК має зовнішній діаметр 12 мм і від 6 до 8 оптичних модулів. Оптичний модуль являє собою полімерну трубку з вільно вкладеним у неї волокном.

ОК типу «б» складається з пучків оптичних модулів, які навіваються навколо центральної зміцнюючої серцевини. Пучок являє собою полімерну трубку, в середині якої розташовані серцевини з повздовжніми пазами. В ці пази вільно укладені ОВ. Кабель такого типу може складатися з 50-100 волокон. Зовнішній діаметр 15-25 мм.

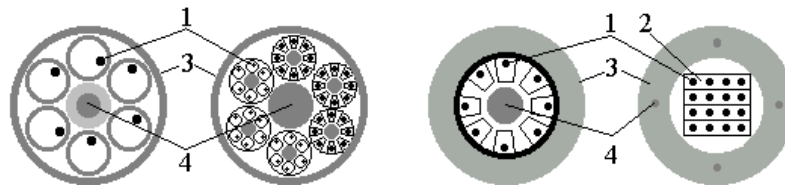


Рис. 8.1. Типи конструкцій оптичних кабелів:

а) повівної скрутки; б) пучкової скрутки; в) з профільною серцевиною; г) стрічковий;

1 – оптоволокну; 2 – стрічка; 3 – полімерна захисна оболонка кабелю; 4 - зміцнююча серцевина

Оптичний кабель типу «в» складається з серцевини, що являє собою пластиковий елемент із гвинтовими пазами, в які вільно вкладені світловоди з первинною захисною оболонкою або оптичні модулі. Серцевина з ОВ або ОМ обмотується ізстрічкою і покривається оболонкою. У деяких конструкціях зміцнююча серцевина має круглий перетин, навколо якого по спіралі по черзі навіваються прокладки з вільно вкладеними оптичними модулями. В кабелях типу «в» знаходяться 8-10 світловодів. Зовнішній діаметр кабелю до 20 мм.

Серцевина кабелю типу «г» зібрана з плоских стрічок із паралельно вкладених на віддалі в декілька десятків часток мм світловодів. Скручені стрічки утворюють серцевину кабелю. Зміцнюючі елементи в такому ОК розташовані в оболонці. Завдяки щільному вкладанню кабель такого типу може бути зовсім невеликого діаметру. Так, кабель із 144 оптичними волокнами має зовнішній діаметр 12 мм.

Кабель може також включати броню зі сталевий проволони. У кабелі також можуть міститися мідна жила або декілька жил для електроживлення та інших технічних потреб.

Кабелі можна класифікувати також за функціональним призначенням:

- магістральні;
- зонні;
- міські;

- сільські.

Кабелі можуть бути з вільним або жорстким розміщенням оптичних волокон.

У таблиці наведені вади та переваги, які притаманні таким типам укладки.

Таблиця 8.1

Характеристика кабелю	Конструкція кабелю	
	з вільним розміщенням волокон	з жорстким розміщенням волокон
Радіус вигину	великий	малий
Сила розтягнення	висока	низька
Опір удару	низький	високий
Опір тиску	низький	високий
Вплив температури	низький	високий

Типів конструкцій оптичних кабелів дуже багато, як багато і типів їх маркування. Тільки в Росії більше 10 заводів з виробництва ОК.

Окрім цього, при будівництві магістральних і зонних систем ВОСП вітчизняна промисловість повністю забезпечити не в змозі. У системах зв'язку такого рівня в даний час впроваджується обладнання відомих закордонних фірм: SIMENS, ALCATEL, NEC та ін. Це системи SDH і PDH для швидкостей 2.4 Гбіт/с, 622 Мбіт/с, 155 Мбіт/с.

Зарубіжні фірми – виробники кабелю: MOHAWK/CDT (США), FUJIKURA (Японія), SEL (Німеччина) і др.

Більшість кабелів, які випускаються на даний час, на 90 % складаються з одномодових оптичних волокон. Зумовлено це тим, що волоконно-оптичні системи передачі – це в більшості

випадків високошвидкісні системи значної протяжності – від десятків до тисяч кілометрів. Більш того, в даний час активно розробляється концепція широкосмужової мережі доступу (Gigabits to home). Отже, зростають вимоги до різкого збільшення смуги частот, що передаються на абонентській ділянці.

Разом з тим, в місцевих, об'єктних і бортових ВОЛЗ, системах автоматики, знаходять широке застосування кабелі з багатомодових волокон (рис. 8.2).

У даний час світовим лідером по виробництву ОК є транснаціональна компанія ALCATEL, яка виробляє повну номенклатуру ОК, від трансокеанських до монтажних.

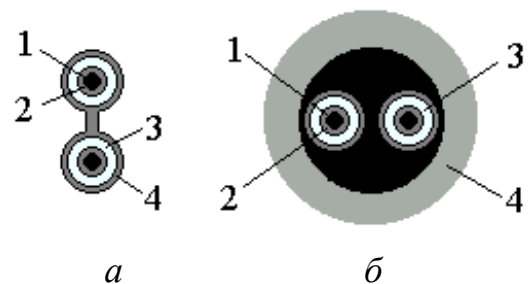


Рис. 8.2. Конструкція монтажних кабелів для місцевих з'єднань:

- а) кабель оптичний об'єктний двожильний фірми MOHAWK/CDT;
б) кабель Breakout об'єктний тієї самої фірми;

1 – оптичне волокно; 2 – буферне покриття 900 мкм; 3 – зміцнюючі нитки; 4 – зовнішня оболонка PVC

8.2. Монтаж оптичних кабелів

8.2.1. Аналіз втрат, які виникають у процесі монтажу оптичних кабелів зв'язку [1-3]

З'єднання ОК призводять до виникнення втрат енергії оптичного сигналу. В порівнянні з традиційними кабелями, втрати в з'єднанні оптичних волокон можуть бути досить великими, досягати і навіть перевищувати по величині рівень затухання сигналу на ділянках довжини в декілька кілометрів.

Причини, які викликають такі втрати, можна умовно поділити на «внутрішні» і «зовнішні».

До першої групи відносять втрати, які виникають внаслідок невідповідності оптико-геометричних параметрів ОВ, що з'єднуються. Це такі параметри: різниця в діаметрах серцевин, різниця в числових апертурах, невідповідність у профілях показників заломлення та самих показників заломлення, еліптичність та неконцентричність ОВ, які з'єднуються.

Друга група втрат зумовлена конструкцією з'єднувача, який використовується. Це втрати внаслідок: поперечного та повздовжнього зсувів осей, непаралельність (кутове зміщення) осей, неперпендикулярність торців ОВ з їхніми осями, відбиття при переході з одного середовища в інше (*френелівські втрати*).

Френелеві втрати виникають на границі розділу двох середовищ (рисунок 8.3)

При з'єднанні волокон за допомогою неузгоджених механічних з'єднувачів або оптичних рознімів, коли існують дві границі розділу (скло-повітря-скло), втрати можна обчислити за формулою:

$$A = -10 \lg B, \quad (8.1)$$

де B – коефіцієнт передавання з'єднання, який визначається за співвідношенням:

$$B = \frac{4n_w n_v}{(n_w + n_v)^2} = \frac{4K^2}{(1+K)^2}, \quad (8.2)$$

де $K = \frac{n_w}{n_v}$, n_v – показник заломлення навколишнього середовища (здебільшого повітря). Під коефіцієнтом передачі розуміємо відношення потужності випромінювання, яке пройшло через границю, до потужності хвилі, що впала на границю розділу.

Якщо $n_w = 1.46$, $n_v = 1$, то $B = 0.96$ і $A = 0.16$ дБ, що є теоретичним мінімумом втрат в таких з'єднаннях. Для зменшення таких втрат у механічних з'єднаннях використовують імерсійні речовини, які мають показник заломлення, близький до показника заломлення серцевини. У цьому випадку втрати складають величину менше 0.1 дБ.

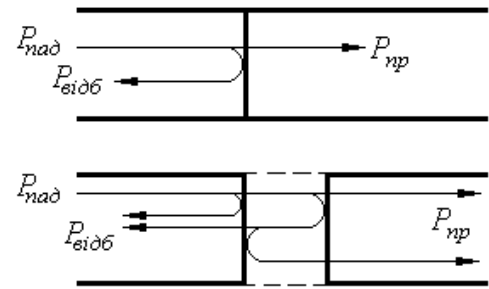


Рис. 8.3

Додамо, що обернена хвиля може взаємодіяти з активним середовищем лазерного випромінювача і в решті – решт приводити до хибних додаткових світлових сигналів.

Значно зменшати зазор можна також, якщо торці з'єднаних волокон зробити сферичними. Це дозволяє здійснити так званий фізичний контакт торців (physical contact PC).

Ще більше зменшити обернене розсіяння можна за рахунок кутового (нахильного) фізичного контакту (angled PC, APC), коли торці ОВ обробляються під певним кутом (8-12°) до площини, перпендикулярної осі волокна. Відбита хвиля не ввійде у світловод, якщо кут розповсюдження відбитої хвилі більше, ніж апертурний кут.

При наявності *поперечного зсуву* оптичних волокон потужність хвилі, яка пройшла через границю між середовищами, залежить від профілю показника заломлення, величини зсуву та діаметра серцевини.

Для ступінчастих і градієнтних багатомодових оптичних волокон коефіцієнти передачі відповідно визначаються виразами:

$$B = \frac{1}{\pi} \frac{4K^2}{(1+K)^2} \left\{ 2 \cos^{-1} \frac{x}{d} - \sqrt{\frac{2x}{d} \left[1 - \left(\frac{x}{d} \right)^2 \right]} \right\}; \quad (8.3)$$

$$B = \frac{1}{\pi} \frac{4K^2}{(1+K)^2} \left\{ 2 \cos^{-1} \frac{x}{d} - \frac{2x}{d} \sqrt{4 - \frac{x}{d} \left[1 - \frac{1}{d} \left(2 + \frac{4x^2}{d^2} \right) \right]} \right\}, \quad (8.4)$$

де x – величина зсуву, d – діаметр серцевини оптичного волокна, $K = \frac{n_w}{n_p}$, n_w – показник заломлення серцевини (ступінчасте волокно) або $n_w = n(0)$ ($n(0)$ – максимальний показник заломлення на осі волокна градієнтного волокна).

Для одномодових волокон, в яких модуль амплітуди поля описується розподілом Гауса, коефіцієнт передачі з'єднання має вигляд:

$$B_{om} = \frac{4K^2}{(1+K)^2} \exp\left(-\frac{x^2}{w^2}\right), \quad (8.5)$$

де w – діаметр модової плями. Для гаусового пучка w може бути наближено розрахований за формулою:

$$w = d(0.65 + 1.62V^{-1.5} + 2.88V^{-6}), \quad (8.6)$$

де $V = \frac{\pi d NA}{\lambda}$ – нормована частота, $NA = \sqrt{n_w^2 - n_p^2}$ – числова апертура ОВ.

Типова залежність величини втрат від величини поперечного зсуву наведена на рисунку 8.4.

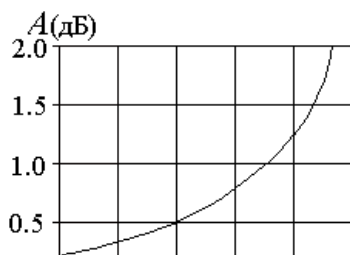
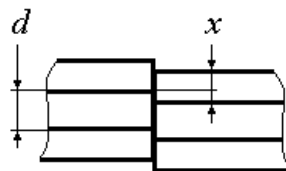


Рис. 8.4



Якщо відома величина коефіцієнта передачі, то втрати в з'єднаннях визначають за формулою (8.1). У випадку радіального зміщення (за умови, що коефіцієнт передачі при

відсутності зсуву дорівнює 1) наближено \tilde{B} може бути розрахований за співвідношенням:

$$\tilde{B} \approx 1 - \frac{x}{d}. \quad (8.7)$$

Більш точне значення можна отримати, якщо врахувати френелеві втрати при проході випромінювання через границю.

Інший тип зміщення оптичних волокон – це *кутове зміщення*. У цьому випадку для багатомодових волокон потужність світлової хвилі, яка пройшла через границю між середовищами, залежить від показника заломлення серцевини, оболонки (іншими словами, від відносного показника заломлення) і куткового зміщення. Для одномодових волокон вона також залежить від діаметра модової плями.

Коефіцієнт передачі для багатомодових волокон з ступінчастим профілем та градієнтом показника заломлення, а також у випадку одномодового волокна визначаються відповідно співвідношеннями:

$$B_{st} = \frac{4K^2}{(1+K)^2} \left[1 - \frac{\alpha}{\pi K (2\Delta)^{\frac{1}{2}}} \right]; \quad (8.8)$$

$$B_{gr} = \frac{4K^2}{(1+K)^2} \left[1 - \frac{\alpha}{3\pi K (2\Delta)^{\frac{1}{2}}} \right]; \quad (8.9)$$

$$B_{om} = \frac{4K^2}{(1+K)^2} \exp \left[- \left(\frac{\pi n_w w \alpha}{\lambda} \right)^2 \right], \quad (8.10)$$

де $\tilde{\Delta} = \frac{n_w - n_p}{n_p}$, α – кутове зміщення.

Без врахування френелевих втрат коефіцієнт передачі можна наближено обчислити за формулою:

$$\tilde{B} \approx 1 - \frac{\alpha}{\Theta_A}, \quad (8.11)$$

де Θ_A – апертурний кут.

Останній тип зміщень ОВ – це *повздожні зсуви волокон*. У цьому випадку для багатомодових волокон

$$B_{st} = \frac{4K^2}{(1+K)^2} \left[1 - \frac{SK(2\Delta)^{\frac{1}{2}}}{2d} \right], \quad (8.12)$$

для одномодового волокна

$$B_{om} = \frac{1}{1+(\lambda S)^2} (2\pi n_w w^2)^2, \quad (8.13)$$

де S – відстань між торцями.

Без врахування френелевих втрат коефіцієнт передачі можна наближено обчислити за формулою:

$$\tilde{B} \approx 1 - \frac{S \tan \Theta_A}{d}. \quad (8.14)$$

Типова залежність величини втрат від величини повздожнього зсуву наведена на рисунку 8.5

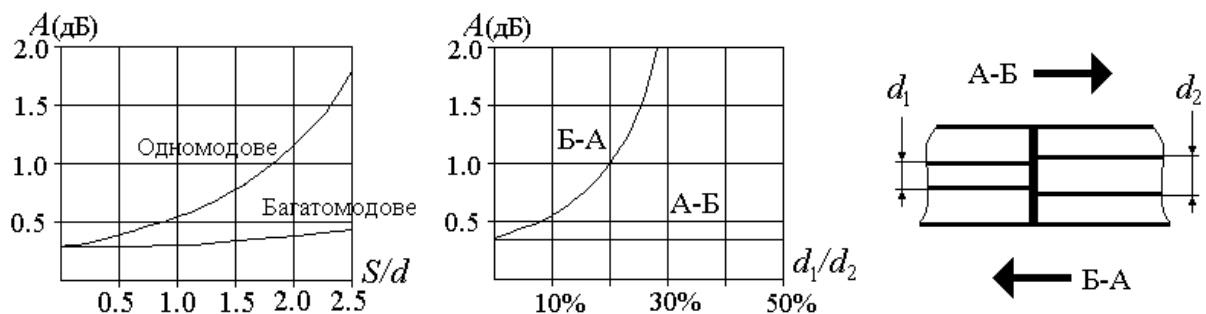


Рис. 8.5

Рис. 8.6

Серед факторів першої групи, що зумовлюють втрати в з'єднаннях ОВ, найбільш істотними є різниця в діаметрах серцевин (рис. 8.6) та числових апертур.

Як бачимо з рисунка величина втрат залежить від напрямку розповсюдження світлової хвилі. Для напрямку розповсюдження з волокна з меншим діаметром у волокно з більшим діаметром величина втрат визначається практично лише френелевими втратами.

Загальні втрати в з'єднанні визначаються співвідношенням:

$$A = \sqrt{A_1^2 + \dots + A_n^2}, \quad (8.15)$$

де A_n – втрати різного характеру.

8.2.2. Методи з'єднання оптичних волокон

З'єднання ОВ підрозділяються на рознімні та нерознімні. Існують такі типи з'єднань оптичних волокон (див. рис. 8.7).

Зварювання ОВ – найбільш розповсюджений метод з'єднання волокон. Перевагою такого методу з'єднання є отримання в результаті зварення суцільної ділянки волокна. При правильно виконаній операції втрати потужності не перевищують 0.1 дБ.

Високу температуру в місці контакту торців отримують за допомогою:

- електричного розряду;
- полум'я газowego пальника;
- потужного лазерного випромінювання.

Кожний з цих методів має свої переваги і недоліки. Перевагою зварювання за допомогою лазера слід вважати можливість отримання “чистих” з'єднань, внаслідок відсутності в них сторонніх матеріалів і відповідно досить малі втрати потужності <0.1 дБ при проходженні випромінювання через таке з'єднання. В якості джерела високої потужності (до 5 Вт) використовують лазери на CO_2 . Устаткування для такого зварювання виготовляється фірмами Cabloptic (Швейцарія), Hewlett-Packard (США).

Зварювання в полум'ї газowego пальника використовують здебільшого при з'єднанні багатомодових волокон. До переваг цього методу слід віднести можливість отримання з'єднань підвищеної міцності. Як активний реагент у такому пристрої використовують суміш: пропану і кисню або кисню, хлору та водню. Втрати в з'єднаннях теж невеликі – до 0.1 дБ. Устаткування для такого зварювання виготовляється фірмами Cabloptic (Швейцарія), AT&T (США).



Рис. 8.7

Проте найбільше застосування отримав метод зварювання ОВ у полі електричного розряду.

Зварювання в полі електричного розряду виконується в такій послідовності:

1. Підготовка торцевих поверхонь ОВ.

2. Юстування ОВ. Здійснюється за допомогою спеціальних напрямних пристроїв і складається з таких операцій:

- первинне юстування – кінці волокон встановлюються і виставляються у відповідності до спеціальних маркерів;
- знаходять світло, яке розповсюджується через серцевину, або знаходять серцевини волокон, що з'єднуються;
- юстують кінцівки волокон за геометричними ознаками або за мінімумом втрат;
- встановлюють регламентований зазор між торцями.

1. Попереднє оплавлення торців волокон. Ця операція виконується для часткової ліквідації мікронерівностей.

2. Безпосереднє зварювання волокон.

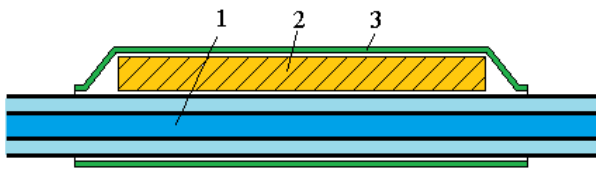


Рис. 8.8. Комплект SMOUV

1 – гільза; 2 – металевий стрижень, термоусадна трубка

зварювання можна контролювати візуально у двох координатах (наприклад на рідкокристалічному дисплеї). Прикладом такого апарата може бути апарат фірми FUJIKURA.

Місця з'єднань захищаються за допомогою спеціальних пристроїв оптичних муфт. Наприклад, місце з'єднання захищається шляхом термічного осаджування комплекту деталей для захисту місця зварювання. Такі комплекти випускаються як за кордоном (Фірма Raychem комплект SMOUV – Fiber optic splice protection and support sleeve (рис. 8.8)), так і в Україні (комплект КДЗЗ).

8.2.3. Клейові з'єднання

Іншим способом отримання з'єднань ОВ є їх склеювання. До переваг цього методу треба віднести оперативність, відсутність деформації серцевин волокон. Це сприяє зменшенню втрат, відсутності напруги в області стику, забезпеченню непоганої міцності та ін. Проте такі з'єднання мають обмежений термін служби та часову нестабільність втрат.

Сучасні зварювальні апарати для зварювання ОВ автоматично здійснюють оптимальне юстування волокон, вибирають оптимальний режим зварювання та здійснюють контроль втрат у місці з'єднання.

Процес

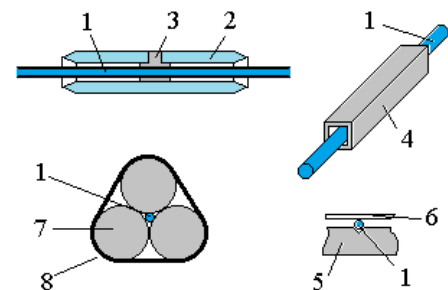


Рис. 8.9. Типи клейових з'єднань

1 – ОВ; 2 – скляний капіляр; 3 – клей; 4 – прямокутна трубка; 5 – корпус з V-образною канавкою; 6 – кришка; 7 – напрямні стрижні; 8 – муфта

Для отримання клейового з'єднання використовують (див. рис.8.9): суміщення та фіксацію ОВ у капілярі, в прямокутній трубці, за допомогою V-подібні канавки, за допомогою стрижнів.

8.2.4. Механічні з'єднувачі

Останнім часом широкого застосування набули з'єднання ОВ за допомогою *механічних з'єднувачів*. Переваги таких з'єднувачів:

- порівняно мала вартість;
- оперативність (час отримання з'єднання не більше 3-х хвилин);
- висока ремонтна здатність;
- для отримання з'єднання не потрібно робітників високої кваліфікації.

Область застосування – лінії передачі з відносно невисокими вимогами до величини втрат (короткі лінії міжстанційного зв'язку, локальні мережі і т. ін.)

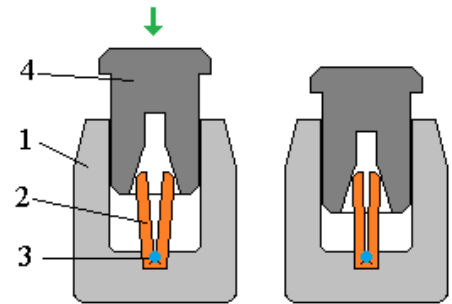


Рис. 8.10. Механічний з'єднувач типу Fiberlock:
1 – пластмасо-алюмінієва основа; 2 – металевий елемент з м'якого алюмінієвого сплаву; 3 – ОВ; 4 – пластмасова кришка

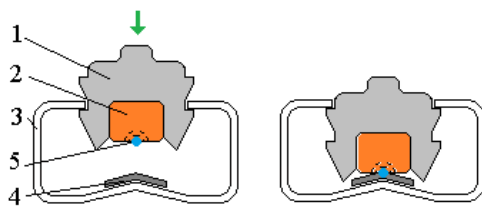


Рис. 8.11. З'єднувач CLS Light Splice компанії Lucent Technologies:

1 – прозорий пластиковий корпус; 2 – скляна капілярна трубка; 3 – металева пружина; 4 – тонкий шар еластичного матеріалу; 5 – оптичне волокно

Для узгодження стику волокон у механічних з'єднувачах можуть використовуватися різні рідини, гелі, мастила та адгезиви, причому гелі найчастіше, а рідини лише зрідка.

На рисунку 8.10 наведена конструкція одного з найбільш вдалих механічних з'єднувачів типу Fiberlock (виробник компанія 3M).

Конструкція іншого досить вдалого механічного з'єднувача – з'єднувач CLS Light Splice компанії Lucent Technologies – зображена на рисунку 8.11. Він призначений для з'єднання волокон діаметром від 250 до 900 мкм. Втрати на з'єднання не більше 0.2 дБ. Працює в широкому діапазоні температур.

8.2.5. Рознімні з'єднання [23,24,30]

Потреба в рознімних з'єднаннях виникає при багаторазовому підключенні ОВ до джерел (приймачів) та стикуванні волокон між собою.

Найбільшого застосування отримали розними штекерного типу. Основними їх елементами є два штекери-кінцевики, в яких закріплюються ОВ та муфта, що служить для з'єднання штекерів. Джерела втрат у такому з'єднанні – поперечні та кутові зсуви оптичних волокон. Для зменшення френелевих втрат використовують фізичний контакт та кутовий фізичний контакт торців.

Використовують також розними з можливістю юстування (корекції положення) торців волокон. Волокна в обох кінцях розніму вмонтовані у втулки, які можуть обертатися навколо осі розніму. При цьому торці волокон

зміщені відносно осі розніму на незначну величину близько 1 мкм. Обертаючи втулки в обох кінцях розніму та слідкуючи за рівнем сигналу, можна добитися практично повного збігання осей волокон. Втрати в таких рознімах можуть бути мінімізовані до величин <1 дБ.

8.2.6. Типи оптичних рознімів [22]

Конструкція будь-якого оптичного розніму базується на таких загальних принципах:

Рознім має наконечник, так званий ферул, в який вставляється волокно. Волокно (рис. 8.12) центрується у ферулі і заливається епоксидною смолою. Частина волокна виступає з ферулу.



Рис. 8.12.

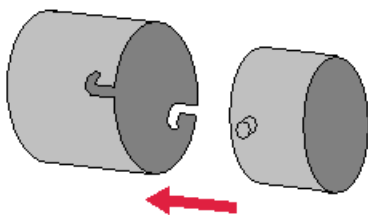


Рис. 8.13.

Використання епоксидної смоли мінімізує вплив перепаду температур, різницю між коефіцієнтами розширення волокна і металевого ферулу. Дозволяє спокійно проводити полірування торця волокна. Кінцівки волокна можуть бути закруглені з метою більш простого досягнення оптичного контакту між різними волокнами.

Оптичний рознім типу ST. Цей тип розніму утворений на основі байонетного з'єднання (рис. 8.13).

Основне застосування багатомодові волокна. Втрати 0.5 дБ.

SC коннектор. Корпус і хвостовик коннектора виконані з пластика різного кольору: для багатомодових застосувань – з бежевого (або зеленого), для одномодових волокон – з синього (см. рис. 8.14). Керамічний наконечник розніма, розв'язаний з корпусом коннектора і оболонкою кабелю, що забезпечує стійкість з'єднання в розетці до вібрацій і ударів. При виготовленні дуплексних шнурів можливо з'єднання коннекторів кліпсою (рис. 8.15). Втрати 0.4 дБ і менше.



Рис. 8.14

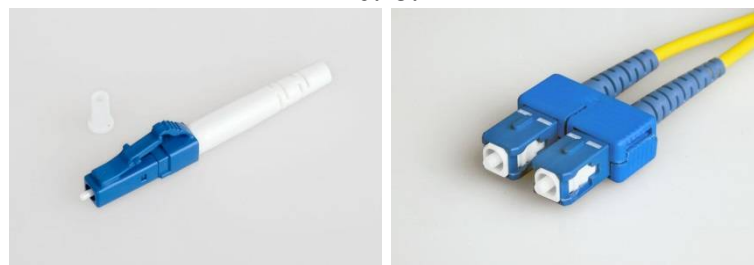


Рис. 8.15

FC коннектор. Корпус коннектора виконаний з нікельованої латуні. Для фіксації на розетці коннектор, споряджений накидною гайкою з різьбою М8 х 0.75. Підпружинений керамічний наконечник розніму повністю розв'язаний з корпусом коннектора і оболонкою кабелю, що забезпечує високу механічну надійність з'єднання. Полімерний хвостовик розніму слугує для його ідентифікації: одномодові коннектори споряджені жовтими хвостовиками, багатомодові – чорними. Коннектори для оптичного волокна в буферному покритті мають менші габарити і вагу, що значно спрощує їх монтаж в комутаційно-розподільчих пристроях великої ємності. Втрати не більше 0.4 дБ.

FC коннектор має пристрій налаштування, який дає можливість ще більше зменшити втрати (до 0.1 дБ) за рахунок додаткового юстування за мінімумом втрат в з'єднувальних кабелях (см. п. 8.2.5).



Рис. 8.16

LC коннектор. Мініатюрний рознім з діаметром керамічного наконечника 1.25 мм і механізмом фіксації типу RJ-45 (рис. 8.16). Корпус коннектора виконаний з пластика різних кольорів: для багатомодових використань – з бежевого, для одномодових використань – з синього. Керамічний наконечник розніму, повністю розв'язаний з корпусом коннектора і оболонкою кабелю, що забезпечує високу механічну надійність з'єднання. При виготовленні дуплексних шнурів можливо з'єднання коннекторів кліпсою.

9. ПАСИВНІ ОПТИЧНІ ЕЛЕМЕНТИ ВОЛЗ [21-25,27]

До пасивних оптичних елементів ВОЛЗ відносять: відгалужувачі, розгалужувачі, перемикачі, оптичні ізолятори, циркулятори, поляризатори, мультиплексори і демультимплексори.

9.1. Волоконно-оптичні відгалужувачі і розгалужувачі

9.1.1. Зварні відгалужувачі

Для здійснення контролю параметрів ВОЛЗ, організації двохстороннього зв'язку по одному волокну використовують напрямлені X-відгалужувачі. На рисунку 9.1 наведена схема такого відгалужувача.

Відгалужувач виготовляється з двох відрізків оптичних волокон. На деякій довжині L у кожного з волокон зішліфовується (або видаляється травленням) частина робочої оболонки. Після цього обидва волокна зварюються за допомогою зварювального апарата. У результаті такої операції серцевини волокон розташовуються паралельно на довжині L . Отже, після такої операції маємо волоконний аналог двох зв'язаних хвилеводів. Як відомо [15], така система характеризується коефіцієнтом зв'язку, який залежить від величини H , та довжиною зв'язку L_{zv} , на якій відбувається повне перекачування енергії з одного волокна в інше. Природно, що, вибираючи довжину L , можна регулювати частину енергії, що перекачується в другий хвилевід. Так, наприклад, якщо $L = \frac{L_{zv}}{2}$, то такий відгалужувач поділить енергію, яка вводилася в один із каналів, порівну.

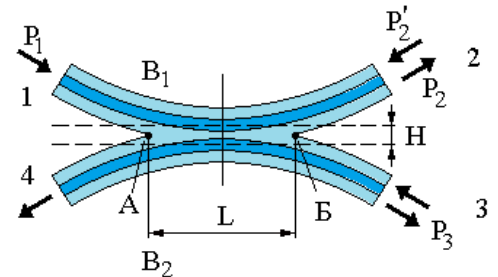


Рис. 9.1

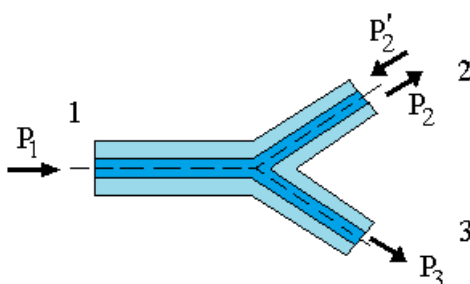


Рис. 9.2

Не менш широке розповсюдження знайшов інший тип відгалужувачів – Y-відгалужувач (рис. 9.2). Кількість каналів на виході такого відгалужувача може сягати 32. Така кількість досягається послідовним розділенням кожного вихідного каналу двохканального відгалужувача за допомогою наступного відгалужувача.

Цей відгалужувач у більшості випадків використовується як подільовач потужності на дві частини, тому частіше він називається розгалужувачем. Цей тип розгалужувача є базовим для виготовлення різного роду багатоканальних матричних розгалужувачів та (як і в планарному варіанті) різного роду інтерферометрів.

Обидва типи відгалужувачів характеризуються такими параметрами: коефіцієнтом передавання

$$\begin{aligned} k_{12} &= \frac{P_2}{P_1}, \text{ або } k_{12} = -\lg \frac{P_2}{P_1} \text{ (дБ); } k_{12} \cong k_{21} \\ k_{13} &= \frac{P_3}{P_1}, \text{ або } k_{13} = -\lg \frac{P_3}{P_1} \text{ (дБ); } k_{13} \cong k_{31} \end{aligned} \quad (9.1)$$

та коефіцієнтом розв'язки (ізоляції), або перехідним затуханням $k_{23} \cong k_{32}$.

Цей параметр визначає ту частину енергії, яка проникає, наприклад, у плече 3, коли випромінювання вводиться в плече 2.

Третій параметр – коефіцієнт втрат, що вносяться k_v :

$$k_v = \frac{P_2 + P_3}{P_1}, \text{ або } k_v = -\lg \frac{P_2 + P_3}{P_1} \text{ (дБ)} \quad (9.2)$$

Окрім зварних розгалужувачів, застосовують також інші конструкції.

9.1.2. Відгалужувачі із градієнтною циліндричною лінзою

Циліндрична градієнтна лінза являє собою відрізок градієнтного волокна з параболічним профілем показника заломлення. Проте на відміну від ОВ вона має більший діаметр (близько 1-2 мм) і не має оболонки. Розподіл показника заломлення циліндричної градієнтної лінзи в радіальному від осі напрямку задається параметром g , який має назву ступеня фокусації та визначається виразом:

$$n(r) = n(0)[1 - 0.5(gr)^2], \quad (9.3)$$

де $n(0)$ – показник заломлення на осі.

Хід променів, які розповсюджуються в такій лінзі при осьовому та неосьовому освітленні, показаний на рисунку 9.3.

«Синусоїдальна» траєкторія розповсюдження променів має період $F = \frac{2\pi}{g}$, який називають кроком, або фокусною відстанню лінзи. Плоскі торці лінзи дозволяють будувати на її основі різноманітні

механічно міцні і компактні пристрої, наприклад узгоджувачі для передачі випромінювання від лазерного діода у волокно, розгалужувачі тощо.

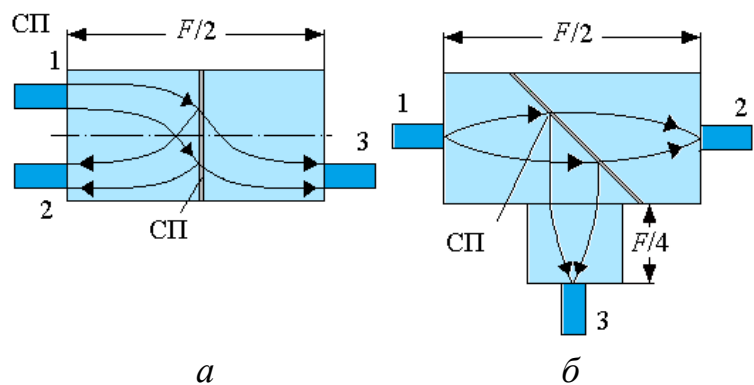


Рис. 9.3. Відгалужувачі із градієнтною циліндричною лінзою:

а – неосьове освітлення; б – осьове освітлення;
СП – світлоподільвач

9.1.3. Спектрально-селективні розгалужувачі (мультиплексори/демультиплексори)

Спектрально-селективні розгалужувачі (мультиплексори/демультиплексори) використовують у системах ВОЛЗ із багатохвильовим ущільненням WDM, DWDM і CWDM, у волоконо-оптичних підсилювачах, у локальних мережах при хвильовій маршрутизації тощо. Такі елементи будують в основному на базі інтерференційних фільтрів та дифракційних решіток.

9.1.3.1. Спектрально-селективні розгалужувачі на базі інтерференційних фільтрів

У спектрально-селективних розгалужувачах на базі інтерференційних фільтрів (рис. 9.4) здійснюється послідовне розгалужування (об'єднання) каналів. Тому збільшення кількості каналів викликає пропорційне збільшення (фільтрів, лінз) і відповідно втрат випромінювання. Отже, використання таких розгалужувачів має сенс, коли кількість каналів невелика.

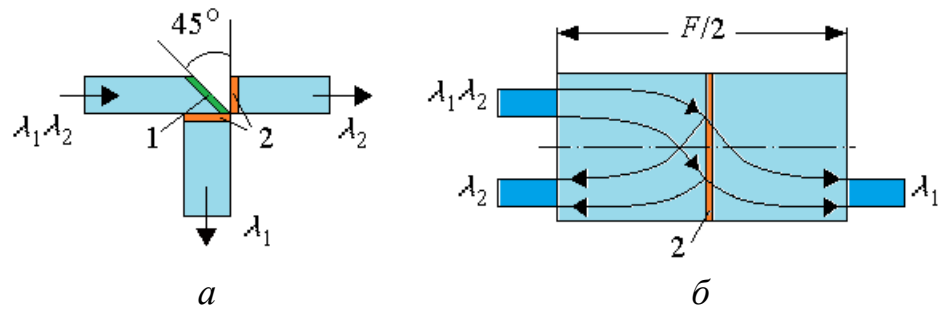


Рис. 9.4. Спектрально-селективні розгалужувачі:

а – конструкція з трьох шматків волокон; б – конструкція із градієнтними лінзами;
1 – інтерференційний світлоподільвач; 2 – інтерференційні фільтри

У конструкції з трьох шматків волокна для фіксації їх положення на підложці зроблені V-подібні канавки. Робочі площини відрізків ОВ мають багат шарові інтерференційні покриття, які являють собою шари SiO_2 та TiO_2 , що чергуються. Інтерференційний фільтр на скошеному торці вхідного волокна дозволяє розділити випромінювання двох довжин хвиль за напрямками. Фільтри на торцях вихідних каналів являють собою фільтри нижніх та високих частот. Ці фільтри трохи збільшують загальні втрати потужності (на ~ 0.1 дБ), проте істотно знижують рівень перехідних завпад (до -40 дБ і нижче при розділенні $\lambda_1 = 0.85$ мкм та $\lambda_2 = 1.3$ мкм).

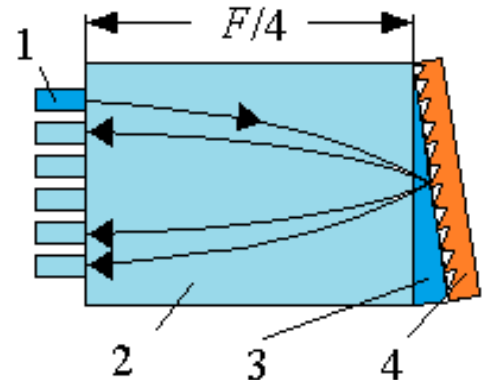


Рис. 9.5. Розгалужувач на основі дифракційної решітки:

1 – оптичні волокна; 2 – циліндрична градієнтна лінза; 3 – призма вставка; 4 – дифракційна решітка

9.1.3.2. Селекція довжин хвиль за допомогою дифракційної решітки [3]

На рисунку 9.5 наведений розгалужувач на основі дифракційної решітки. До циліндричної лінзи з одного боку через призму вставку приклеєна дифракційна решітка, яка розділяє загальний потік вхідного каналу на декілька каналів відповідно до дифракційних порядків.

9.1.3.3. Селекція за допомогою решітки Бреґґа і волоконно-оптичної решітки Бреґґа

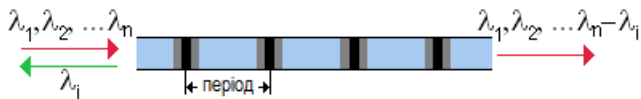


Рис. 9.6. Селекція по довжині хвилі за допомогою волоконно-оптичної решітки Бреґґа

На рисунку 9.6 представлена схема селекції по довжинах хвиль за допомогою волоконно-оптичної решітки Бреґґа. Волокно виконано у вигляді структури з періодично змінними властивостями (локальні зміни показника заломлення). У такому волокні випромінювання, що поширюється від неоднорідності до неоднорідності, при зустрічі з неоднорідністю, відбивається в зворотному напрямку. Як наслідок, в зворотному напрямку поширюються потоки з різними довжинами хвиль. При цьому відбувається їх інтерференційне складання. Як результат, в цьому напрямку може поширюватися тільки потік, у якого довжина хвилі і період решітки узгоджені таким чином, що підсумовування парціальних хвиль відбувається синфазно. Таким чином, через деяку відстань в зворотному напрямку поширюється тільки одна хвиля з певною λ_i . Цей потік може бути відведено з волокна за допомогою відгалужувача.

9.1.3.4. Селекція за допомогою волоконно-оптичного ешелону Майкельсона

На рисунку 9.7 наведена схема демультиплексора, побудованого на основі інтерферометра – ешелону Майкельсона, елементи якого виконані з відрізків волокон різної довжини. На вході такого інтерферометра потік за допомогою розгалужувача розділяється на парціальні потоки, кожен з яких передається окремим відрізком волокна. Довжини відрізків підібрані таким чином, що у вихідній площині тільки для однієї λ_i парціальні потоки залишаються синфазними. Як результат, саме випромінювання з такою довжиною хвилі стає максимальним за інтенсивністю. Решта ж потоки послаблюються відповідно до фазових співвідношень. Далі парціальні потоки об'єднуються в груповий за допомогою волоконного об'єднувача (мультиплексора).

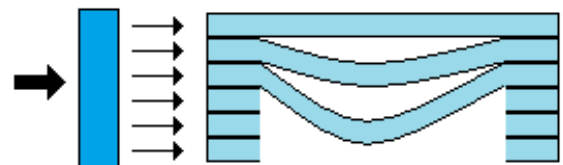


Рис. 9.7

9.1.3.5. Селекція за допомогою інтерферометра Фабрі-Перо

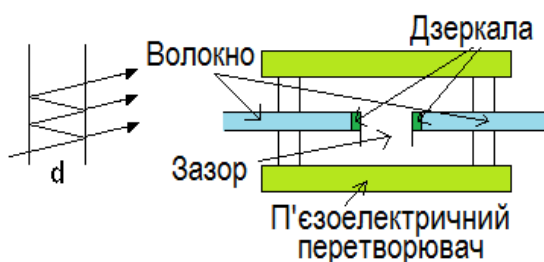


Рис. 9.8

На рисунку 9.8 наведена схема демультиплексора, побудованого на основі класичного інтерферометра Фабрі-Перо. Як відомо, такий інтерферометр пропускає випромінювання тільки з довжиною хвилі, що задовольняє наступному співвідношенню:

$$L = \frac{m\lambda_i}{2}, \quad (9.4)$$

де L – величина зазору між дзеркалами.

Зауважимо, що ця величина може регулюватися за допомогою п'єзоелектричного перетворювача, тим самим змінюється довжина хвилі, на яку налаштований інтерферометр.

Спектральна смуга, що пропускається таким фільтром, залежить від співвідношення коефіцієнтів відбивання дзеркал.

9.1.3.6. Селекція за допомогою інтерферометра Маха-Цандера

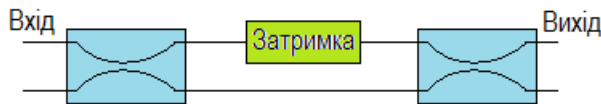


Рис. 9.9

Як і в попередніх випадках, для селекції з цим типом інтерферометра використовується селективне посилення випромінювання з певною довжиною хвилі. Для цієї мети в один з каналів інтерферометра (рис. 9.9)

вводиться додаткова затримка, що забезпечує узгодження інтерферометра з певною λ_i .

Ланцюжок з таких інтерферометрів може бути використаний як фільтр за довжиною хвилі.

На завершення цього пункту відзначимо, що хвильові селектори будь-якого типу (в тому числі і інтерференційні фільтри) можуть бути використані як еквалайзери для корекції характеристик лінійних підсилювачів в ВОСП (як правило, підсилювачів на волокні, легованому іонами ербію) і компенсаторів хроматичної дисперсії.

Типові характеристики багатоканальних мультиплексорів різних виробників представлені в таблицях 9.1 і 9.2.

Таблиця 9.1

Технічні характеристики 32-канального мультиплексора фірми NEL

параметр	величина	Примітка
Діапазон довжин хвиль міжканального інтервал	1500-1600 нм	Точність < 0.05 нм
кількість каналів	0.4, 0.8, 1.6 нм (50, 100, 200 ГГц)	Відповідно до рекомендацій ITU - T
втрати	8, 16, 32, 40, 48	
перехресні втрати	Від 6 до 9 дБ	На рівні 3 дБ на спектральній лінії
Поляризаційно-залежні втрати	< -30 дБ	
температурні зміни	< 0.5 дБ	На рівні 3 дБ
	0.011 нм / град	

Таблиця 9.2

ECI Telecom Ltd Propriaty

Мультиплексор	WDM		STAR			
	8 кан	16 кан	8 кан	16 кан	32 кан	40 кан
Втрати на канал, дБ	4.5	7.55	9.5	12.5	16	17
Загальні втрати на мультиплексор (демультиплексор), дБ, не більше ніж	7	14	14	20	29	30
Втрати на відбивання, дБ, не більше ніж	-45	-45	-40	-40	-35	-35
перехресні втрати	-55	-55	-60	-60	-35	-35

9.1.4 . Оптичні блоки з кількістю входів і виходів більш ніж один

На рисунку 9.10 наведена схема волоконно-оптичного блока (ВОБ), якій використовується для об'єднання пристроїв в локальних мережах зв'язку. Основу блока складають 6 Y-розгалужувачів, які об'єднують 3 входи (А,Е,С) та 3 виходи (В,Ф,Д). Стрілками показані напрямки розповсюдження світла в оптичних волокнах.

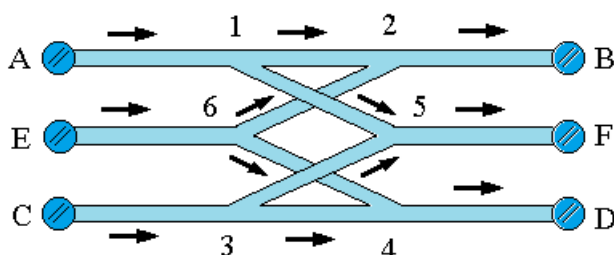


Рис. 9.10

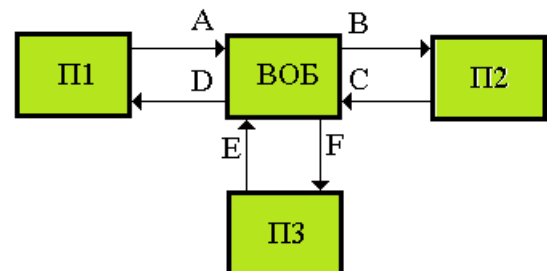


Рис. 9.11

На рисунку 9.11 наведена схема включення блоку в локальну мережу.

Наприкінці цього пункту наведемо оптичну схему циркулятора. Циркулятори, як і попередній блок, можуть мати декілька (більш ніж 3) входних і вихідних портів. Приклад такого циркулятора наведено на рисунку 9.12

Сигнал з порту 1 направляєється в порт 2. Сигнал з порту 2 направляєється в порт 3. І сигнал з входу 3 направляєється на вихід 4. Такий циркулятор може бути створений на основі Y-розгалуджувачів.

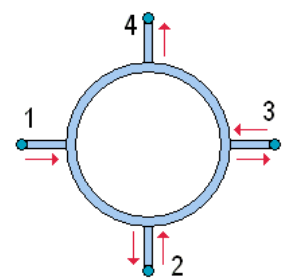


Рис. 9.12

9.2. Волоконно-оптичні перемикачі

Заміна архітектури волоконно-оптичних мереж, оперативна маршрутизація в мережах доступу і локальних ВОСП неможливі без швидкої і ефективної комутації оптичних потоків. Ця комутація здійснюється за

допомогою волоконно-оптичних перемикачів. Існує велика кількість типів волоконно-оптичних перемикачів: *електромеханічні, термооптичні, акустичні, електрооптичні і перемикачі з керуванням оптичним сигналом.*

9.2.1. Електромеханічні перемикачі

Принцип дії електромеханічних перемикачів аналогічний дії традиційного реле. Кінці ОВ різними способами розташовуються навпроти один одного. При спрацьовуванні реле торці ОВ входять в безпосередній контакт.

Втрати в таких перемикачах невеликі. коефіцієнт передачі $\sim 0.3-1.5$ дБ. Споживана потужність теж невелика $\sim 2-20$ мВт.

Недоліки: низька швидкодія, чутливість до зовнішніх впливів (особливо вібрацій), відносно великі розміри і неможливість їх застосування в інтегрально-оптичних схемах.

9.2.2. Термооптичні перемикачі

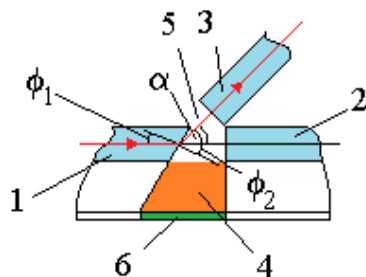


Рис. 9.13

На рисунку 9.13 наведена одна з конструкцій такого типу перемикачів. Світловод 1 є загальним входним каналом. Торець ОВ 1 оброблений під певним кутом до осі поширення світла. ОВ 2 розміщується співвісно до волокна 1. Кут «зрізу» торця такий, що випромінювання, заломлене на ньому, поширюється далі під кутом α до осі оптичних волокон 1 і 2. При цьому напрямок поширення променя збігається з віссю волокна 3.

Таким чином, хвиля, яка вийшла із світловода 1, проходить в волокно 3. Втрати потужності – це тільки втрати на Френелівське відбивання. Проміжок між световодами 1 і 3 заповнений рідиною 4. Рівень рідини такий, що вона не доходить до серцевин волокон 1 і 2. Залишок простору 5 між світловодами заповнений повітрям під тиском 1.1-1.2 атм. Знизу під волокнами розміщений нагрівач 6. При його нагріванні рівень рідини підвищується, і вона покриває серцевини волокон 1 та 2. Показник заломлення рідини близький до показника заломлення серцевини ОВ 1. Таким чином, при нагріванні рідини виникає оптично однорідна система і хвиля поширюється вздовж початкового напрямку в волокно 2. Після зниження температури стиснене повітря витісняє рідину з зазору між торцями ОВ 1, ОВ 2 і хвиля знову поширюється в напрямку волокна 3.

Характеристики перемикача: енергія теплових імпульсів, яка необхідна для нагрівання рідини ~ 10 мкДж; час нагрівання не більше 100 нс.

Інший тип перемикача наведено на малюнку 3.2.2. Світловод з показником заломлення серцевини n_3 виготовлений під конус і за допомогою клею жорстко пов'язаний з світловодами n_1 і n_2 . При цьому в нормальних умовах (температура близько 20°) дійсні співвідношення:

$$\begin{cases} n_3 = n_1 \\ n_3 > n_2 \end{cases} \quad (9.4)$$

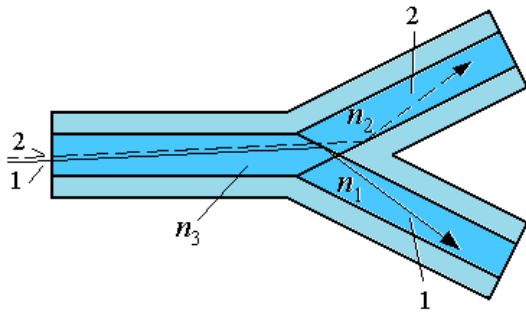


Рис. 9.14

ними набуває виду:

$$\begin{cases} n_3 = n_2 \\ n_3 > n_1 \end{cases} \quad (9.5)$$

Таким чином, стає прозорою межа між світловодами 3-2, а повне внутрішнє відбивання відбувається на межі 3-1. Відповідно, світло із світловода 3 надходить в світловод 2.

Японською фірмою NEL випускається серійний термічний комутатор на 8x8 напрямків з такими технічними характеристиками:

- робочий діапазон довжин хвиль – 1.53-1.57 мкм;
- вносяться втрати (для 8 напрямків) – <8 дБ;
- швидкодія – <3 мс;
- напруга живлення – 5 В;
- розміри - 145x100x20 мм.

9.2.3. Електрооптичні перемикачі

Електрооптичні перемикачі – це перемикачі, які разом з акустооптичними перемикачами знайшли найбільш широке застосування в сучасних системах ВОСП, локальних мережах і т.п. Як матеріали для отримання електрооптичних ефекту використовують уже відомі нам матеріали ніобата літію, танталу і ін. [15], які, як відомо, під дією електричного поля проявляють анізотропні властивості. Схема електрооптичного комутатора представлена на рисунку 9.15.

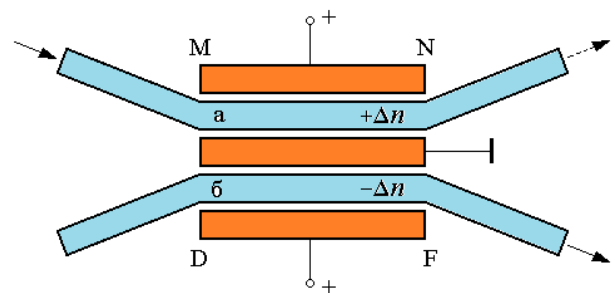


Рис. 9.15

Світловоди (а) і (б) на ділянці з електродами виконані з електрооптичного матеріалу. Принципи роботи такого модулятора не відрізняються від принципів роботи подібного модулятора в інтегрально-оптичному виконанні [15]. Більш того, інтегрально-оптичний варіант такого перемикача може бути легко суміщений з ВОЛЗ. Це є перевагою подібного типу модуляторів (акустооптичних також) перед термічними і електромеханічними.

Електрооптичні перемикачі мають високу швидкодію – порядку одиниць наносекунд. Напряга живлення таких модуляторів невелика і це також можна віднести до переваг електрооптичних перемикачів.

Додамо, що в ВОСП можуть бути реалізовані всі типи електрооптичних модуляторів (в тому числі і інтерференційні), побудова яких можлива в ІС-варіанті.

9.2.4. Оптичні ізолятори

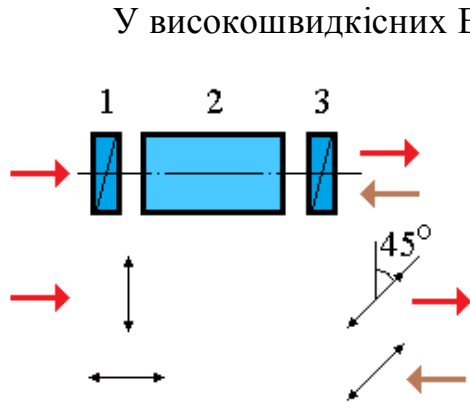


Рис. 9.16

У високошвидкісних ВОСП для захисту лазерних діодів від паразитних відбивань застосовують оптичні ізолятори. Оптичні ізолятори забезпечують пропускання випромінювання в одному напрямку практично без втрат, а в іншому (зворотному) напрямку інтенсивність випромінювання, що пройшло через ізолятор, практично нульова.

Рисунок 9.16 пояснює роботу однієї з можливих конструкцій такого пристрою. Випромінювання лазерного діода проходить через поляризатор 1. Після поляризатора лінійно-поляризована хвиля надходить на вхід комірки Фарадея. При проходженні комірки

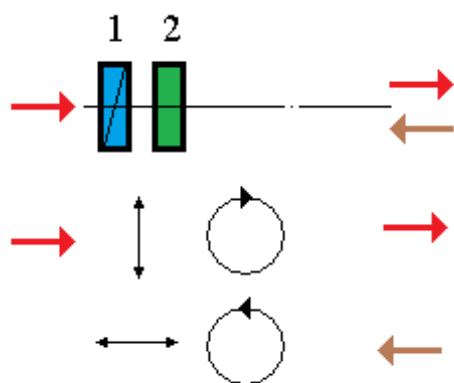
азимут поляризації повертається на 45° . Через вихідний поляризатор випромінювання надходить на вхід пристрою введення світла в волокно. Відбиті паразитні пучки, що поширюються в зворотному напрямку, мають поляризацію, близьку до лінійної з тим же азимутом, що вийшло з ізолятора випромінювання. Після поляризатора 3 відбитий пучок стає лінійно-поляризованим з азимутом, що збігається з початковим азимутом. Дія комірки Фарадея така, що результат дії не залежить від напрямку поширення світла. Таким чином, після комірки, азимут поляризації повертається ще на 45° . Відповідно, в порівнянні з початковою орієнтацією вектора поля, кінцева

відрізняється орієнтації осі вектора за інтенсивність відбитими практично

У лініях основі стан передається може бути

оптичних ізоляторів. Конструкція такого ізолятора приведена на рисунку 9.17.

Випромінювання лазера проходить через поляризатор 1 і чвертьхвильову пластинку 2. Вісь пластинки утворює



на 90° . При такій взаємній поляризатора і хвильового поляризатором 1 світла, сформована паразитними пучками, дорівнює нулю.

зв'язку, побудованих на одномодових волокон, в яких поляризації сигналу, що практично не змінюється, застосований інший тип

Рис. 9.17

кут 45° з віссю поляризатора. В такому випадку лінійно-поляризоване випромінювання перетвориться в циркулярно-поляризоване. Якщо світловод не змінює поляризації, то всі відбиті на трасі світлові потоки залишаються циркулярно-поляризованими. Однак, напрямок обертання вектора поля при відбиванні змінюється на протилежний. Наприклад, на виході системи сигнал був право-поляризований. Тоді відбиті сигнали (випромінювання, що повертаються в бік джерела) ліво-поляризовані.

При проходженні через пластинку $\lambda/4$ в зворотному напрямку таке випромінювання знову перетвориться в лінійно-поляризоване, але воно буде ортогональним по відношенню до початкового. Як наслідок, після поляризатора 1 інтенсивність випромінювання, яке повернувся з оптичної траси практично дорівнює нулю.

10. АКТИВНІ ЕЛЕМЕНТИ ВОЛЗ [21-24]

10.1. Джерела випромінювання

Джерело випромінювання для ВОЛЗ повинно задовольняти таким вимогам:

- Випромінювання джерела повинно мати довжину хвилі, що лежить в одному з вікон прозорості (0.85-1.6 мкм).

- Джерело випромінювання повинно витримувати необхідну частоту модуляції.

- Діаграма спрямованості джерела повинна бути досить вузькою з метою забезпечення ефективного введення випромінювання в волокно.

- Джерело випромінювання повинно володіти достатньою потужністю, такою щоб сигнал проходив якомога довші ділянки лінії зв'язку, але не виникали нелінійні взаємодії з матеріалом волокна.

- Температурні флуктуації повинні мінімально впливати на робочий режим джерела випромінювання.

- Вартість джерела не повинна бути високою з метою збереження конкурентоздатності ВОЛЗ.

На сьогодні таким вимогам задовольняють два типи джерел. Це світлодіоди СД (LED) і напівпровідникові лазерні діоди ЛД (LD).

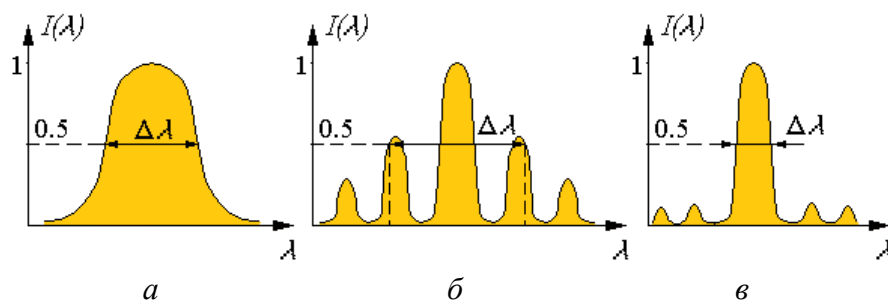


Рис. 10.1. Спектральні характеристики різних типів джерел:
 а – світлодіод – $\Delta\lambda=30-50$ нм; б-багатомодовий лазер $\Delta\lambda=1-3$ нм;
 в – одномодовий лазер $\Delta\lambda=0.1-0.4$ нм

Головна відмінність цих пристроїв – ширина спектру випромінювання (див. Рис. 10.1).

10.1.1. Світлодіоди

Завдяки своїй простоті і низькій вартості СД поширені значно більше, ніж ЛД. Базовими матеріалами для створення сучасних напівпровідникових випромінювачів і фотоприймачів є арсенід галію (GaAs) і фосфід індію (InP), а також сполуки на їх основі. ЛД і СД будуються переважно на основі подвійної гетероструктури, схематичне зображення якої в спрощеному вигляді представлено на рис. 10.2

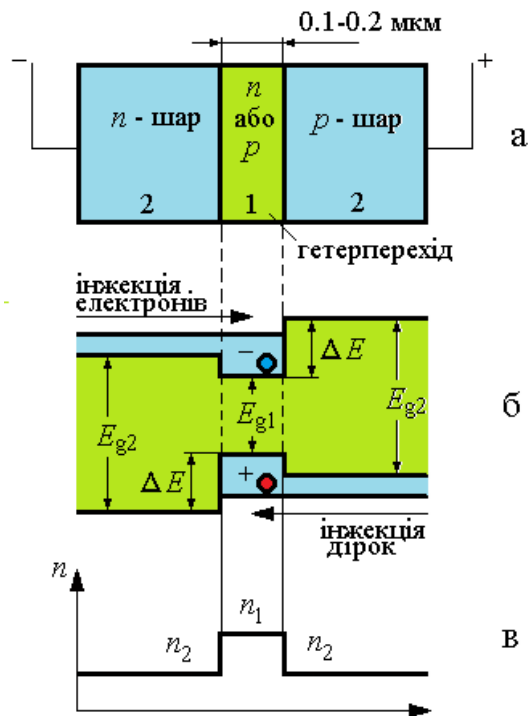


Рис. 10.2

електрони і дірки спонтанно рекомбінують, що супроводжується випромінюванням.

Довжина хвилі випромінювання пов'язана з шириною забороненої зони активного шару E_{g1} (в еВ) законом збереження енергії $\lambda = 1.24/E_{g1}$.

Показник заломлення активного шару n_1 більший за показник заломлення шарів, що обмежують активний шар, завдяки чому виникає хвилеводний ефект. Внаслідок цього випромінювання поширюється вздовж активного шару, багаторазово відбиваючись, що призводить до значного підвищення коефіцієнта корисної дії джерела.

Для роботи в діапазоні 0,8-0,9 мкм використовують гетероструктури на основі трикомпонентної сполуки типу $\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x\text{As}$. Для напівпровідникових джерел, що працюють в діапазоні 1.1-1.7 мкм, застосовують чотирьохкомпонентну сполуку $\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x\text{As}_y\text{P}_{1-y}$.

Зауважимо, що випромінювання світлодіодів виникає як спонтанне випромінювання. Тому таке випромінювання є некогерентним, відносно ширококутовим і слабонаправленим. Ширина діаграми спрямованості світлодіодів зазвичай становить величину порядку 120° .

Особливо необхідно виділити суперлюмінісцентні світлодіоди. У цих діодах, крім випромінювання внаслідок спонтанної рекомбінації, використовується випромінювання, що виникає в процесі індукованої рекомбінації; відповідно вихідне випромінювання можна розглядати як посилене в активному середовищі. Суперлюмінісцентні світлодіоди представляють собою торцеві світлодіоди, що працюють при таких щільності струму інжекції, що в матеріалі активного шару починає спостерігати інверсійна заселеність енергетичних рівнів.

Принцип роботи світлодіода базується на випромінювальній рекомбінації носіїв заряду в активному шарі 1, розміщеному між обмежувачими (пасивними) шарами 2, які формувались з напівпровідника з великою шириною забороненої зони. Межа розділу між двома шарами напівпровідникових матеріалів з різними E_g має назву гетероперехода. Особливістю, притаманною гетеропереходу є одностороння інжекція, обумовлена потенціальним бар'єром ΔE . Цей потенціальний бар'єр виникає на межі розділу внаслідок стрибка потенціалу. Тому, якщо прикладати до гетероструктури пряме зміщення, тобто пропускати через неї струм, електрони і дірки проникають в активний шар (гетероперехід) з межуючих пасивних шарів (n - і p - шарів). Після цього

Для підвищення ефективності введення випромінювання в світловод використовують мікролінзи як ті, що формуються безпосередньо на поверхні приладу, так і зовнішні.

Найбільш поширені дві основні модифікації СД: поверхневі і торцеві.

У поверхневих СД випромінювання виводиться в напрямку, перпендикулярному до площини активного шару, в торцевих СД – в площині, паралельній площині активного шару. Виведення випромінювання в СД поверхневого типу на арсеніді галію здійснюють через круглий отвір в підложці світлодіода. У цей отвір вставляють оптичне волокно і кріплять його за допомогою епоксидної смоли. Таку конструкцію СД називають діодом Барраса. Відомі також конструкції поверхневих СД з виведенням випромінювання безпосередньо через підложку. Такі конструкції використовують в СД на чотирьохкомпонентній сполуці GaInAsP. В цьому випадку прозоре вікно – підкладка з InP.

10.1.2. Лазерні діоди (ЛД)

Принциповою відмінністю лазерного світлодіода від простого світлодіода є наявність у нього вбудованого резонатора, що дозволяє при перевищенні певної величини струму (порогового струму) отримати режим індукованого випромінювання, що характеризується високим ступенем когерентності.

Таким чином, ЛД працює при великих струмах накачування, ніж СД одночасно має значно меншу ширину спектру випромінювання.

Залежність потужності випромінювання від струму накачування описується ват-амперною характеристикою ЛД. При малих струмах накачування лазер характеризується невеликим спонтанним випромінюванням (див. Рис. 10.3). При перевищенні деякого порогового струму накачування $I_{пор}$ потужність випромінювання починає різко зростати, і воно стає когерентним. Тому для забезпечення нормальної роботи ЛД в динамічному режимі необхідно початкове зміщення робочої точки постійним струмом, який приблизно дорівнює $I_{пор}$, в точку трохи правіше цього значення. В іншому випадку, потужність випромінювання і швидкодія ЛД значно зменшується, а ширина спектру випромінювання істотно розширюється.

Нахил ват-амперної характеристики за точкою $I_{пор}$ характеризує диференціальну квантову ефективність $\eta_d = \frac{dP}{dI_{нак}}$. Типові значення цієї величини складають 0.1-0.2 мВт/мА, а граничний струм лежить в межах 10-100 мА.

Для ЛД характерна залежність $I_{пор}$ і η_d від температури. З ростом температури пороговий струм зростає, а η_d падає. Зміна температури призводить також до зміни довжини хвилі випромінювання.

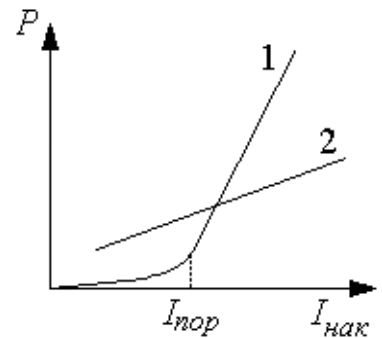


Рис.10.3. Залежність потужності СД і ЛД від струму накачки:

- 1 – лазерний діод;
- 2 – світлодіод

Для зменшення залежності характеристик ЛД від температури застосовують спеціальні заходи щодо стабілізації температури ЛД, наприклад, за допомогою елементів (мікрохолодильників) Пельтьє.

Для характеристики потужності випромінювання ЛД $P_{\text{вих}}$ використовують не тільки традиційні (мВт, мкВт) а й специфічні одиниці (децибел-міліват (дБм)):

$$\alpha_{\text{вих}} [\text{дБм}] = 10 \lg P_{\text{вих}} [\text{мВт}]. \quad (10.1)$$

Ця одиниця характеризує рівень потужності в порівнянні з 1 мВт. Наприклад, 1 мВт відповідає 0 дБм; 50 мкВт відповідає -13 дБм. Використання такої одиниці викликано тим, що її застосування спрощує енергетичні розрахунки бюджету ліній.

Потужність випромінювання, що приводиться в характеристиках оптичних передавачів, може варіюватися в певному діапазоні. У таких випадках вказують діапазон потужності випромінювання. Наприклад, запис -19/-4 дБм означає, що $\alpha_{\text{вих min}} -19$ дБм, а $\alpha_{\text{вих max}} -4$ дБм.

Смуга пропускання волокна обернено пропорційна ширині спектру випромінювання, що проходить через ОВ. Природно, що ця величина пов'язана з шириною спектра випромінювання джерела. Так, наприклад, якщо $\Delta\lambda=4$ нм смуга пропускання на 100 км складає 63 МГц, а при $\Delta\lambda = 0.2$ нм 1260 МГц.

Найбільшого поширення набули такі типи ЛД:

- ЛД з резонаторами Фабрі-Перо (Фабрі-Перо-лазер);
- ЛД з розподіленим зворотним зв'язком (РЗЗ-лазер);
- ЛД з розподіленим бреггівськими відбиванням (РБВ-лазер);
- ЛД із зовнішнім резонатором.

10.1.3. Фабрі-Перо-лазер

Фабрі-Перо-лазер являє собою кристал у вигляді паралелепіпеда, торцеві грані якого створюють резонатор Фабрі-Перо. Розміри резонатора $L=100-500$ мкм і ширина 100 мкм. Ширина активної області 10 мкм, товщина 1 мкм. Діаграма спрямованості оптичного випромінювання в поперечному перерізі являє собою витягнутий еліпс з розходженням за меншим діаметром $2-10^\circ$, $30-60^\circ$ по більшому. Резонатор Фабрі-Перо створений двома протилежними гранями паралелепіпеда, перпендикулярними до його поздовжньої осі. Дзеркалами резонатора є самі межі, оскільки, з огляду на коефіцієнт заломлення арсеніду галію ($n_{\text{AT}}=3.6$), коефіцієнт відбиття для нормально падаючих променів досить великий ($R=0.3$).

Довжина хвилі, що виходить в генерацію, повинна задовольняти стандартній умові $L = m \frac{\lambda}{2}$ (L -довжина резонатора).

Сучасний ЛД випускають в металевому корпусі, в якому на одній підложці розміщені власне ЛД, фотодіод і терморезистор. У свою чергу вся підкладка розміщена на мікрохолодильнику (елементі Пельтьє). Фотодіод розміщується за задньою гранню. При цьому приймальна площадка фотодіода нахилиється щодо оптичної осі системи, щоб уникнути паразитних відбивань.

Призначення фотодіода – створення негативного зворотного зв'язку в електронній схемі накачування лазера. Такий зв'язок дозволяє стабілізувати потужність лазера шляхом регулювання струму накачування. Термостабілізацію (стабілізацію довжини хвилі випромінювання) забезпечує використання терморезистора і мікрохолодильників.

У корпус лазерного модуля може також включатися одномодове оптичне волокно, що входить в одноволоконний оптичний кабель, а також юстувальний пристрій. Все це також розміщується на тій самій підложці, на якій сформовано лазер.

У таблиці 10.1 наведені основні характеристики деяких ЛД, що виробляються у Росії.

Таблиця 10.1

Характеристики	Тип лазерного модуля			
	ПОМ-03543	ПОМ-03545	ЛПН-602м	ПОМ-514 ЗАТ "телаз"
Довжина хвилі випромінювання, мкм	1.28-1.33	1.5-1.55	1.5-1.55 1.3-1.33	1.25-1.35
Потужність випромінювання, мВт	1.5	25	0.5 - 2.0	1.0
Граничний струм накачування, мА	20	25	30	40
Робочий струм накачування при $P_{\text{вих}} = 1.0$ мВт, мА	31	41	50	70
Струм вбудованого ФД при $P_{\text{вих}} = 1.0$ мВт, мкА	380	348	200	200
Опір фоторезистора, кОм	19	19	10	10
Максимальний струм мікрохолодильників, А	0.5	0.5	1.0	1.0
Максимальна швидкість передачі, Мбіт/с	155	155	622	155
Температура стабілізації, С°	18	18	18	20

Лазерні діоди такого типу використовують в основному у відносно низькошвидкісних системах ВОСП. Вони можуть бути як багатомодовими, так і одномодовими, тобто випромінювати на одній поздовжньої моді. Однак ширина спектральної лінії у таких лазерів не менше ніж 1 нм.

Відзначимо, що у таких лазерів при зміні струму накачування змінюється не тільки потужність, але і довжина хвилі випромінювання (рис. 10.4). Таким чином, якщо

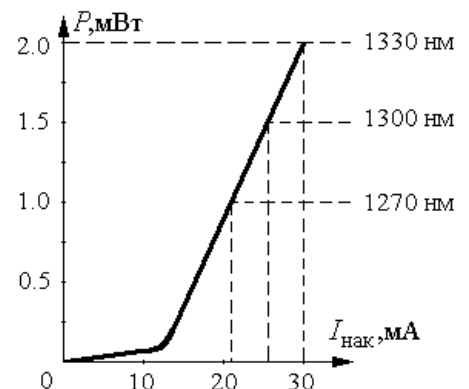


Рис. 10.4

для цих лазерів застосовувати режим прямої модуляції (модуляція потужності за рахунок зміни величини струму накачування), то це призводить до розширення спектра (на величину 20-40 нм), на один інформаційний сигнал.

Природно, що такий тип модуляції може застосовуватися тільки на коротких лініях, оскільки для більш довгих ліній передачі, розширення спектра, може привести до значного зростання хроматичної дисперсії волокна. Крім того, як правило, в таких системах використовують однохвильовий режим роботи.

У багатохвильових системах передачі з частотними інтервалами (близько 100 ГГц) використання прямої модуляції стає неможливим. У таких системах передачі застосовують зовнішню модуляцію. При такому способі робоча точка лазера на ват-амперній характеристиці підтримується в постійному положенні (в більшості випадків в середині лінійної ділянки). Стабілізація робочої точки здійснюється за допомогою електронної схеми з петлею негативного зворотного зв'язку, яка містить фотодіод, вбудований в корпус лазера. Як зовнішній модулятор використовують акустичні, електрооптичні та інші модулятори світла.

Останнім часом широке застосування знайшли електроабсорбційні модулятори. Це пов'язано і тим, що подібні модулятори характеризуються невеликими напругами живлення (при 100 відсоткової модуляції). Крім того, такі модулятори легко інтегруються з такими елементами, як оптичний ізолятор.

Значно вищими характеристиками володіють три інших, більш досконалих, типи лазерів.

10.1.4. Лазери з розподілим зворотнім зв'язком (РЗЗ-лазери) і розподілим бреггівським відбиванням (РБВ-лазери)

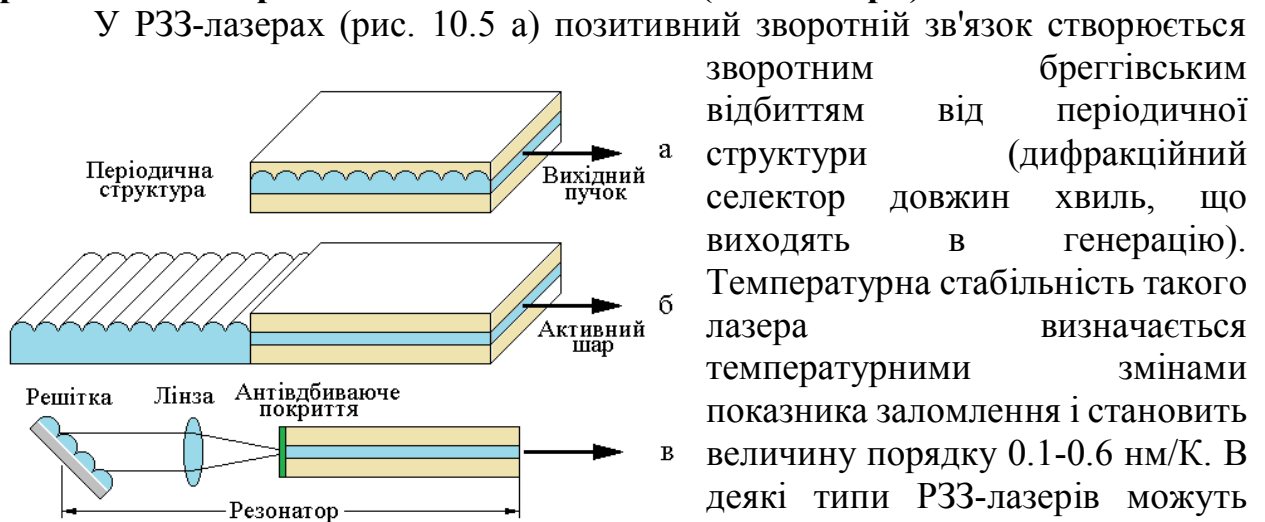


Рис. 10.5. Принципові схеми РЗЗ- і РБВ-лазерів:

а – ЛД з розподілим зворотнім зв'язком (РЗЗ-лазер); б – ЛД з розподілим Бреггівським відбиванням (РБВ-лазер); в – ЛД з зовнішнім резонатором

Бреггівським відбиванням (рис. 10.5 б) періодична структура винесена за межі

зворотнім бреггівським відбиттям від періодичної структури (дифракційний селектор довжин хвиль, що виходять в генерацію). Температурна стабільність такого лазера визначається температурними змінами показника заломлення і становить величину порядку 0.1-0.6 нм/К. В деякі типи РЗЗ-лазерів можуть бути вбудовані оптичні ізолятори, що особливо актуально при використанні їх в аналогових лініях (кабельне ТБ) і для систем передачі зі швидкостями ≥ 622 Мбіт/с. У лазерах з розподілим

активної області. Перевагами РОС та РБВ-лазерів перед Фабрі-Перо-лазерами є:

- зменшення залежності довжини хвилі лазера від струму інжекції і температури;
- висока стабільність утримування однієї моди;
- практично 100% глибина модуляції;
- нижчий температурний коефіцієнт $\Delta\lambda/\Delta T$: Для Фабрі-Перо-лазера цей коефіцієнт становить величину 0.5-0.1 нм/К, для РОС-лазера - 0.07-0.09 нм/К;
- дозволяє реалізацію суміщення лазерних джерел з інтегрально-оптичними схемами на одній підкладці.

Головний недолік – складна технологія виготовлення таких лазерів і, як наслідок, висока вартість.

10.1.5. Лазерні діоди з зовнішнім резонатором

У лазерних діодів з зовнішнім резонатором один або обидва торці покриваються спеціальним шаром, що зменшує відбивання. Додатково поза активною зоною встановлюються одне або два дзеркала і формується зовнішній резонатор. На рисунку 10.5 в наведено приклад такого лазера, в якому функції дзеркала суміщені з бреггівськими ґратками. Антивідбиваюче покриття зменшує відбивання на чотири порядки. Коефіцієнт відбивання іншого торця активного шару залишається досить високим (близько 30%). Для покращення параметрів зворотного зв'язку між дзеркалом і активним тілом розміщується лінза.

Необхідно відзначити, що застосування решітки замість дзеркала дає додаткову можливість управління спектральним складом випромінювання такого лазера:

1. Бреґґівська решітка, як і в попередніх випадках, грає роль спектрального селектора.

2. Зміна нахилу решітки призводить до того, що в генерацію виходить інша довжина хвилі, для якої умови освітлення решітки оптимальні. Таким чином, повертаючи ґратку можна змінювати робочу довжину хвилі лазера.

Необхідно відзначити, що діапазон, в якому може змінюватися довжина хвилі може досягати 30 нм. Тому такі ЛД є незамінними при розробці апаратури хвильового ущільнення і вимірювальної техніки для ВОЛЗ.

По інших своїх характеристиках ЛД із зовнішнім резонатором близькі до РЗЗ і РБВ-лазерів.

10.1.6. Найбільш важливі характеристики джерел випромінювання для ВОЛЗ

Найбільш важливі характеристики джерел випромінювання для ВОЛЗ є:

- середня потужність випромінювання при роботі в неперервному режимі;
- довжина хвилі випромінювання;
- ширина спектру випромінювання;

- час наростання і спадання імпульсу випромінювання при імпульсному збудженні струму накачування;
- падіння напруги на діоді;
- напрацювання на відмову.

Крім того, для ЛД і торцевих СД, з вузькою діаграмою спрямованості, істотне значення мають *кути розходження*, що визначаються за рівнем половинної потужності. Як правило ці кути визначають за напрямками випромінювання в паралельній і перпендикулярній до активного шару площинах (див. Рис. 10.6).

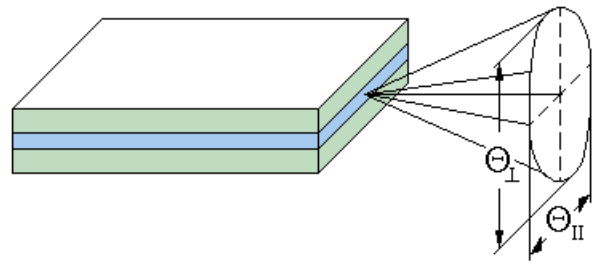


Рис. 10.6. Схематичне зображення діаграми спрямованості лазера
Типові значення кутів у вертикальній і горизонтальній площинах – $\Theta_{\text{П}}=10^{\circ} - 30^{\circ}$; $\Theta_{\perp}=30^{\circ} - 60^{\circ}$.

Для високошвидкісних ВОЛЗ важливе значення мають динамічні

особливості ЛД, які проявляються в залежності спектральних характеристик ЛД від швидкості передачі при прямій модуляції (зміни струму накачування).

Для РЗЗ і РВВ-лазерів при модуляції в діапазоні 0.25-2 ГГц має місце тільки незначний зсув λ_0 (близько 0.2 нм) при високому ступені гасіння побічних мод. Тому часто такі діоди називають динамічно одномодовими.

Швидкодія джерел випромінювання оцінюється за часом наростання τ_n і часом спаду τ_c потужності випромінювання при модуляції імпульсами струму накачування прямокутної форма достатньої тривалості ($t \gg \tau_n$). Для їх оцінки, як правило, використовують рівні 0.1 і 0.9 від звичної для потужності. Часто швидкодію джерел випромінювання характеризується максимальною частотою модуляції. Для СД така частота може досягати 200 МГц, для ЛД (декількох ГГц).

За часом наростання і спадання імпульсу можна визначити смугу частот, під яку необхідно підібрати оптичне волокно. Якщо вважати ці інтервали часу приблизно однаковими (проте така ситуація не завжди виконується), то смугу пропускання можна визначити за оціночною формулою:

$$\Delta f = 0.35/\tau_n. \quad (10.2)$$

Деградація і надійність джерел випромінювання характеризується часом напрацювання джерела на відмову. Час напрацювання на «відмову» сучасних СД і ЛД, становить величину порядку 50 000 годин (5-8 років).

10.2. Складові елементи передавального оптоелектронного модуля

Для організації передачі оптичного сигналу по ВОЛЗ, крім джерела випромінювача, необхідно мати цілий ряд оптичних і електронних компонент, які в сукупності і складають передавальний оптоелектронний модуль (ПОМ). Як правило, всі елементи ПОМ кріпляться на спеціальному утримувачів корпусі ПОМ.

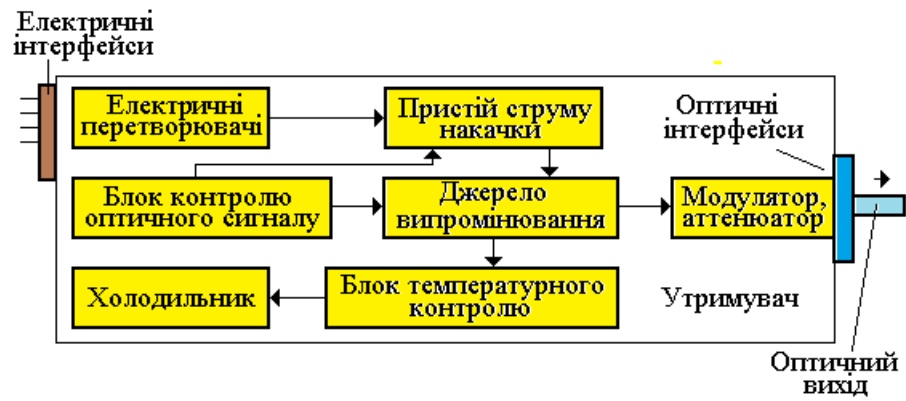


Рис. 10.7

До складу ПОМ зазвичай входять такі елементи:

- джерело випромінювання;
- блок електричного інтерфейсу;
- блок сполучення з волокном;
- ланцюг струму накачування;
- система контролю температури;
- блок вихідного контролю оптичного сигналу.

Загальна функціональна схема оптичного передавача приведена на рисунку 10.7.

11. ПРИЙМАЛЬНІ ОПТОЕЛЕКТРОННІ МОДУЛІ. РЕТРАНСЛЯТОРИ, ПІДСИЛЮВАЧІ [21-24]

11.1. Приймальні оптоелектронні модулі (ПРОМ)

Приймальні оптоелектронні модулі (ПРОМ) є важливими елементами волоконно-оптичних систем. Їх функція – попередня оптимізація оптичного сигналу, отриманого з волокна, в електричний, який обробляється електронними пристроями.

11.1.1. Функціональний состав ПРОМ

Основними елементами ПРОМ є:

1. *Фотоприймач*, перетворюючий отриманий сигнал в електричний.
2. Каскад електричних підсилювачів, що посилюють сигнал і перетворюють його до виду, необхідному до обробки.
3. *Демодулятор* (блок регенерації), що відновлює початкову форму сигналу.

На рис. 11.1 приведені елементи цифрового прийому оптоелектронного модуля.

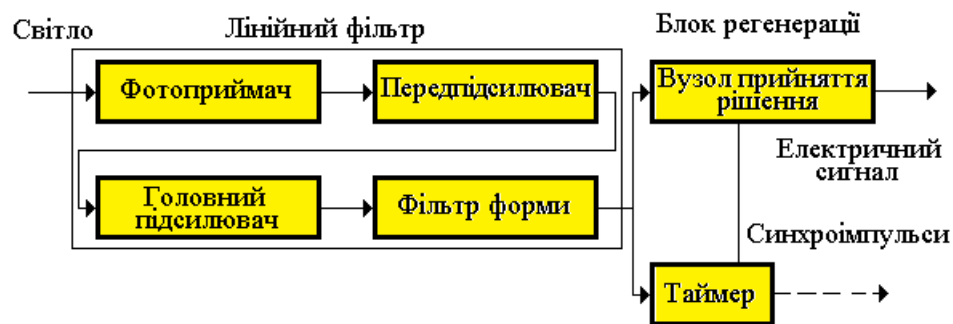


Рис. 11.1

Як відомо [1], при прийманні цифрових сигналів достатньо, щоб приймач був здатний розрізнити складові сигнали типу 0 і 1, точне відтворення форми сигналу зовсім не обов'язкове. Таким чином, цифровий прийом, як блок регенерації, повинен мати вузол прийняття рішення, або дискримінатор, що відрізняє сигнали типу 0 і 1 за деяким пороговим рівнем.

Розрізняють *синхронні* та *асинхронні* режими прийому-передачі сигналу. При синхронному режимі бітовий потік між передавачем і приймачем має неперервний характер. При асинхронному режимі дані передаються у вигляді організованих бітових послідовностей – пакетів. У проміжку між пакетами лінія мовчить.

Під час синхронного режиму прийому таймер, приймача виділяє із послідовності бітів, що надходять спеціальні сигнали – синхроімпульси. Аналізуючи ці імпульси, приймач регулярно налаштовує (або підлаштовує) свого власного таймера для вірної ідентифікації всіх бітів.

При асинхронному режимі прийому – прийом має свій незалежний таймер. Приймаючи початкові біти-пакети (преамбулу), таймер приймача налаштовує вузол приймання рішення приймача так, щоб ідентифікація біта, що надійшов,

відбулося на його середині. Електричний сигнал, який видає вузол прийняття рішення, працює на частоті таймера.

Під час цього, через наявну похибку таймера, у міру приходу бітів пакетів момент визначення біта, що надійшов, плавно розміщується в одній або іншій стороні відносно середини біта. Таким чином, для правильної ідентифікації всіх бітів пакета важливо, щоб зміщення за час прийому пакету, залишився меншим за 0,5 довжини біта. Природно, що чим менша похибка таймера приймача, тим більша довжина пакета може бути використаний для передачі.

11.1.2. P-I-N-фотодіоди

Особистістю P-I-N-фотодіода (рис. 11.2) є наявність *i*-шару (слабологованого напівпровідника *n*-типу) між шарами p^+ - і n^+ -типу (знак + означає сильне легування).

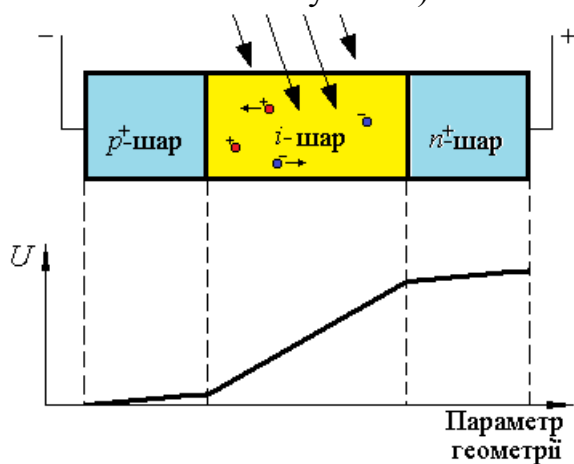


Рис. 11.2

Такий *i*-шар називається збідненим шаром, оскільки у ньому не існує вільних носіїв. На P-I-N-структурі подається напруга зворотнього зміщення U_{oc} . Сильне легування крайніх шарів робить їх провідними. Таким чином, вся напруга падає на *i*-шарі і у ньому створюється максимальне значення електричного поля. Поки в *i*-шарі не має вільних носіїв і, відповідно не протікає електричний струм.

Коли на P-I-N-структуру падає світло, то в *i*-шарі виникають вільні носії – електронно-діркові пари, які під дією електричного поля розділяються і рухаються у протилежних напрямках. Таким чином, в структурі виникає струм. Цей струм протікає до тих пір, поки світить світло. Ефективною є взаємодія тільки з *i*-шаром, тому його виготовляють більш протяжним у порівнянні з крайніми шарами.

Фотодіоди виготовляють із різних матеріалів, які визначають довжину хвилі випромінювання, що ефективно взаємодіють з приймачем (див. Табл. 11.1).

Таблиця 11.1

Матеріал	Робочий діапазон довжин хвиль, нм
Кремній	400-1000
Германій	600-1600
<i>GaAs</i>	800-1000
<i>InGaAs</i>	1000-1700
<i>InGaAsP</i>	1100-1600

Квантова ефективність збідненої області в робочому діапазоні досягає 80-100%. Однак частина падаючого випромінювання зазнає Френелівського

відбивання внаслідок стрибка показника заломлення на межі між поверхнею фотоприймача і навколишнім середовищем. Для зменшення відбивання приймальну поверхню покривають просвітлюючим шаром, товщиною $\lambda/4$ і показником заломлення $\sqrt{n_1 n_2}$, де n_1 та n_2 - показники заломлення повітря і середовища i -шару відповідно.

11.1.3. Лавинні фотодіоди

Якщо структура шарів звичайного фотодіода $p^+ - i - n^+$, то в лавинному фотодіоді (ЛФД) додають шар $p^+ - i - p - n^+$ (рис. 11.3). При цьому профіль розподілу легованих домішок вибирається так, що найбільший опір, а значить

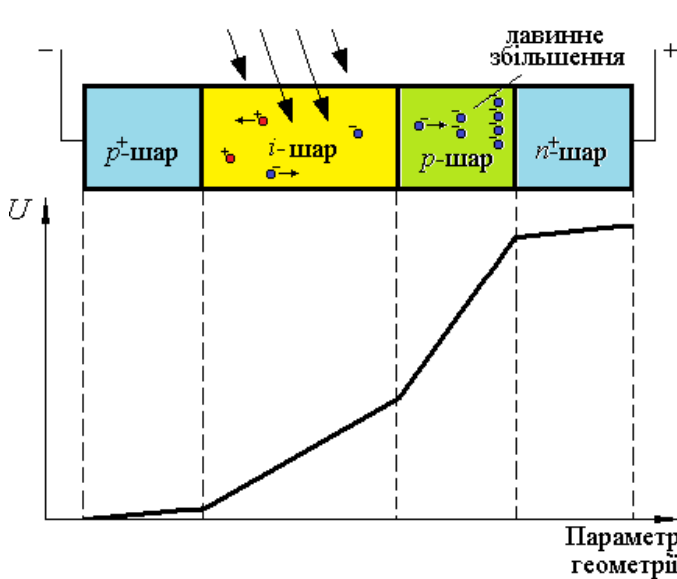


Рис. 11.3

і найбільшу напруженість електричного поля, має p -шар. При взаємодії світла з i -шаром виникають електронно-діркові пари, які завдяки невеликому полю дрейфують в напрямку відповідних полюсів. При попаданні електронів з i -шару в p -шар, їх прискорення збільшується внаслідок високої напруженості електричного поля в p -шарі. Відповідно вони отримують чималу енергію для того, щоб вибивати додаткові електрони з валентної зони в зону

провідності. Цей процес має назву лавинного підсилення фотоструму. Коефіцієнт збільшення кількості носіїв, зазвичай, становить кілька десятків і тому струмова чутливість ЛФД значно вище, ніж у звичайних Р-І-Н-фотодіодів.

Коефіцієнт збільшення M визначається за емпіричною формулою:

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{U}{U_{об}}\right)^m}, \quad (11.1)$$

де U - напруга зовнішнього зворотного зсуву; $U_{об}$ - напруга зворотного зсуву, при якому настає пробій фотодіода (як правило ~ 100 В); m - число в діапазоні від 3 до 6.

ЛФД мають високу швидкодію, однак випадкова природа лавинного струму створює значний шум. На відміну від корисного сигналу, що збільшується пропорційно M , шум зростає швидше ($\sim M^{2.1}$). Внаслідок цього оптимальне значення M в більшості випадків лежить в межах від 30 до 100.

При виборі фотоприймача для ВОЛЗ необхідно керуватися такими міркуваннями. При мінімальній потужності випромінювання, яке може прийняти фотоприймач, коефіцієнт помилок не повинен перевищувати необхідного значення. ЛФД в цьому сенсі мають деякі переваги перед Р-І-Н-діодами. Однак у них є і певні недоліки.

Головним недоліком ЛФД є більш високе значення робочої напруги живлення в порівнянні з Р-І-Н-діодами. Крім цього, для ЛФД спостерігається досить сильна залежність коефіцієнта M від температури. Це вимагає використання спеціальних електричних ланцюгів живлення і схем термостабілізації.

11.1.4. Технічні характеристики фотоприймачів

а) Струмова чутливість (монохроматична) $S_{\text{тч}}$ (А/Вт):

$$S_{\text{тч}} = \frac{I_{\text{ф}}}{P(\lambda)}, \quad (11.2)$$

де $I_{\text{ф}}$ – фотострум; $P(\lambda)$ – повна потужність випромінювання на довжині хвилі λ .

Типове значення струмової чутливості для Р-І-Н-діодів в робочих діапазонах становить 0.5-0.8 А/Вт, а для ЛФД – 20-60 А/Вт.

Струмова чутливість характеризує фотоприймач на низьких частотах модуляції.

б) Квантова ефективність η (безрозмірна величина) визначається співвідношенням:

$$\eta = \frac{N_e}{N_{\text{ф}}}, \quad (11.3)$$

де $N_{\text{ф}}$ – кількість фотонів, що падають за одиницю часу на фотоприймач; N_e – кількість народжених за цей час електронів (або електронно-дірочних пар). Квантова ефективність для Р-І-Н-діодів не може бути більшою 1 (100%).

в) Темновий струм $I_m(A)$ – струм, що протікає через навантаження зміщеного назад фотодіода, при відсутності падаючого на фоточутливу площадку фотодіода світлового потоку. Темновий струм інакше називається струмом витоку. Величина темнового струму залежить від матеріалу фотоприймача, температури навколишнього середовища і конструкції фотоприймача. Типові характеристики фотоприймачів наведені в таблиці 11.2.

Таблиця 11.2

Фотоприймач	Струмова чутливість, А/Вт	Темновий струм, нА	Час наростання, нс
<i>p-i-n</i> - фотодіод (<i>InGaAs</i>)	0.8	0.1-3	0.01-5
<i>p-i-n</i> - фотодіод (<i>Si</i>)	0.5	10	0.1-5
ЛФД (<i>InGaAs</i>)	10-60	30	0.3
ЛФД (<i>Ge</i>)	20-60	400	0.3-1

З цієї таблиці можна побачити, що ЛФД, виготовлені з германію мають найбільше значення темнового струму, що становить величини від частин до сотень одиниць міліампера.

г) Час наростання $\tau_{\text{нар}}$ (спадання $\tau_{\text{сп}}$) – характеризує роботу фотоприймачів в імпульсному режимі і є його важливою динамічною характеристикою. Час наростання визначається часом зростання сигналу від рівня 0.1 до рівня 0.9 (спадання сигналу від рівня 0.9 до рівня 0.1) від рівня максимального значення

за умови, що на вхід подаються строго прямокутні імпульси великої тривалості. Ці часи залежать від геометрії фотодіода, матеріалу, напруженості електричного поля в слабологованій області, температури. Максимальна величина з $\tau_{нар}$, $\tau_{сн}$ – береться за характеристику часу відгуку фотоприймача.

Зі збільшенням частоти модуляції вхідних оптичних імпульсів максимальне значення фотоструму зменшується. Гранична частота, на якій ще може працювати фотоприймач, визначається як частота модуляції, при якій струмова чутливість становить 0.707 від значення струмової чутливості при низьких частотах модуляції. Як впливає з таблиці, Р-І-N-фотодіод є більш високочастотним приймачем випромінювання в порівнянні з ЛФД.

д) Частота повторів помилок. У цифрових системах, коли інформація передається бітами, мірою якості прийнятого сигналу є ймовірність некоректного прийому 0 або 1, названа частотою появи помилок (БЕР (BER)). Вона визначається як відношення кількості невірно прийнятих бітів до загальної кількості переданих бітів. У телекомунікаційних системах ця величина не повинна перевищувати 10^{-9} . В обчислювальних мережах вимоги до цієї величини значно вище, а частота повтору помилок не повинна перевищувати величини 10^{-12} БЕР залежить від швидкості передачі. Чим менше швидкість передачі, тим менше БЕР.

е) Чутливістю цифрового ПРОМ називається мінімальна вхідна потужність сигналу, при якій БЕР не виходить за межі максимально допустимого значення, встановленого для даного пакета прикладних програм. Для нормальної роботи пакета прикладних програм потужність вхідного сигналу повинна бути не менше, ніж чутливість ПРОМ. Чутливість ПРОМ прийнято вимірювати в дБм.

ж) Насичення ПРОМ. Насиченням цифрового ПРОМ називається максимальна вхідна потужність, вище якої БЕР починає перевищувати максимально допустиму величину для даного пакета прикладних програм.

Діапазон значень потужності від чутливості до насичення називається динамічним діапазоном ПРОМ.

з) Максимально допустима зворотна напруга $U_{об}$ – це напруга, перевищення якої може призвести до пробую фотоприймача і його руйнування.

і) Робочий діапазон температур ($^{\circ}\text{C}$). Існує дві характеристики фотоприймача, на які сильно впливає зміна температури.

По-перше, це квантова ефективність, яка може поводити себе досить непросто в залежності від зміни температури.

По-друге, зростання температури призводить до експоненціального зростання термічно збуджених електронно-дірочних пар, і як наслідок – експоненціально зростає темновий струм. Ця величина як правило, стає вдвічі більшою при підвищенні температури на $8-10^{\circ}\text{C}$.

к) Напрацювання на відмову (тис. годин). При експлуатації фотоприймачів відповідно до технічних умов ресурс фотоприймачів вище ніж ресурс випромінювачів.

11.2. Електронні елементи ПРОМ

До складу ПРОМ, як правило, входять наступні вузли:

11.2.1. Електронні передпідсилювачі і підсилювачі

Типові значення потужності оптичного сигналу на вході фотоприймача становить величину порядку 1-10 мкВт і менше. Якщо в ПРОМі як фотоприймач використовують Р-І-N-фотодіод з струмовою чутливістю 0.6-0.8 А/Вт, то на його виході струм становить кілька мікроампер. Для нормальної роботи наступних вузлів ПРОМ використовують попередні з низьким рівнем шумів і підсилювачі потужності.

11.2.2. Вузол вирівнювання

Вузол вирівнювання використовують для відновлення правильного співвідношення в низько і високочастотній областях спектру, оскільки ці частоти посилюються неоднаково. Вузол вирівнювання являє собою додатковий ланцюг вирівнювання сигналу.

11.2.3. Вузол фільтрації

Вузол фільтрації дозволяє підвищити відношення сигнал-шум завдяки придушенню шумів в певному діапазоні частот спектру сигналу.

11.2.4. Вузол дискримінації

Вузол дискримінації призначений для розрізнення і виділення 0 і 1 з загальної послідовності прийнятого цифрового сигналу. Необхідність його застосування викликана наявністю спотворення форми сигналу внаслідок дисперсії ВОЛЗ. Для відновлення прямокутної форми сигналу і призначений дискримінатор, який характеризується певним порогом спрацьовування.

Якщо амплітуда сигналу менше ніж певне значення, на виході дискримінатора отримуємо (0), якщо більше (1). Головний недолік такої обробки – можливість порушення тривалості імпульсів.

Для того, щоб зберегти правильні часові співвідношення в інформаційному сигналі дискримінатор повинен отримувати інформацію про частоту, з якою слідує імпульси.

11.2.5. Таймер

Головна функція таймера – це придушення ресинхронізації сигналу. Така функція в ПРОМ необхідна, оскільки під час передавання та ретрансляції сигналу часові помилки можуть накопичуватися і досягати рівня тривалості самого імпульсу. Як наслідок – приймач може помилково інтерпретувати прийнятий біт або «втратити» його. Такі випадкові часові помилки отримали назву «джітер» і їх поява характерна для асинхронного режиму передачі. Зменшити джітер можна, підвищуючи вимоги до стандарту частоти генератора імпульсів. Однак при тривалому прийомі такі помилки все-таки можуть з'являтися.

Подальше зменшення помилок внаслідок джітеру досягається, наприклад, в технології магістральних оптичних мереж SDH, в яких при синхронній передачі в бітовому потоці поряд з корисною інформацією присутні спеціальні синхроімпульси, за якими налаштовується (плавно підлаштовується під частоту передавача) таймер приймача. У складній мережі SDH існує один незалежний провідний таймер, по якому налаштовуються інші пристрої мережі.

12. ПОВТОРЮВАЧІ І ОПТИЧНІ ПІДСИЛЮВАЧІ [21-24]

При поширенні оптичного сигналу по волокну відбувається його ослаблення, а також розширення (руйнування форми) імпульсів в наслідок дисперсії. Будь-який з цих факторів може бути причиною обмеження максимальної довжини ділянки ВОЛЗ, який не вимагає ретрансляції інформаційного сигналу. Якщо максимальна довжина ділянки ВОЛЗ перевищена, то на трасі необхідно передбачити одну або кілька точок, в яких повинні бути розміщені ретранслятори. У загальному випадку, ретранслятор виконує функцію посилення оптичного сигналу і додатково (при цифровій передачі) може відновлювати форму імпульсів, знижувати рівень шумів і ліквідувати помилки, що виникають при передачі. Такий ретранслятор отримав назву регенератора сигналу.

12.1. Типи ретрансляторів

За методом посилення оптичного сигналу ретранслятори поділяються на повторювачі і оптичні підсилювачі.

Повторювачі значно ширше поширені в локальних волоконно-оптичних мережах. Підсилювачі грають виняткову роль при формуванні магістральних оптичних ліній зв'язку.

12.1.1. Повторювачі

Повторювач (електронно-оптичний повторювач) спочатку перетворює оптичний сигнал в електричний, підсилює його, коригує і знову перетворює в оптичний (рис. 12.1).

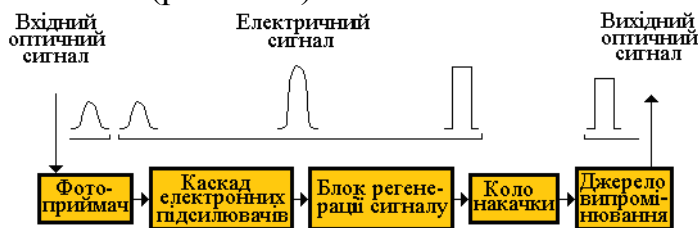


Рис. 12.1

Повторювач являє собою послідовно з'єднані приймальний і передавальний модулі. Як правило, блок регенерації містить вузол дискримінації і таймер.

Блок регенерації відновлює форму імпульсів, ліквідує шум, ресинхронізує передачу так, щоб вихідні імпульси потрапляли до відповідних *тайм-слотів*. Повторювач може і не мати таймера і відновлювати прямокутну форму імпульсів за певним порогом незалежно від того, на якій швидкості йде передача. Такі «середовищезалежні» повторювачі застосовують в локальних мережах, де має місце асинхронний режим передачі інформації.

У локальних мережах поширені повторювачі, що перетворюють сигнали з багатомодового волокна (MMF) в одномодове (SMF). Такі повторювачі отримали назву конверторів. Широко поширені FDDI-(100 Мбіт/с), АТМ-(155 Мбіт/с), АТМ-(622 Мбіт/с) ММ/SM конвертори.

12.1.2. Оптичні підсилювачі

Оптичний підсилювач (ОП) на відміну від повторювача не проводить оптоелектронне перетворення, а відразу виконує підсилення оптичного сигналу (рис. 12.2).

Відзначимо, що ОП посилює як сам сигнал, так і шуми. Крім цього, ОП вносить в сигнал додатково свої власні шуми. Порівняльні характеристики повторювачів і підсилювачів наведені в таблиці 12.1.

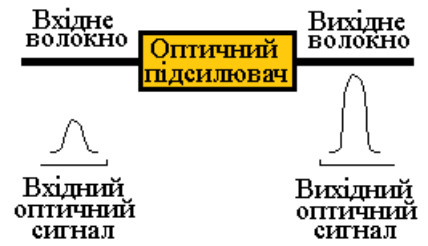


Рис. 12.2

Таблиця 12.1

Характеристика	Повторювач	Оптичний підсилювач
Конструкція	Складна	Проста
Вартість	Низька	Висока, але змінюється у сторону зменшення
Надійність	Висока	Дуже висока
Регенерація сигналу	Допускається	Виключається
Прив'язка до швидкості передачі сигналу	Необхідна	Не потрібна
Можливість одночаної передачі декількох сигналів	Виключається	Допускається
Робоча довжина хвилі	0.85, 1.31, 1.55 мкм	Область 1.53-1.56 мкм
Співвідношення сигнал-шум	Високе	Низьке
Область застосування	Локальні мережі, регіональні мережі, міжрегіональні мережі	Регіональні мережі, міжрегіональні мережі

12.1.3. Підсилювачі Фабрі-Перо

Підсилювачі оснащені плоским резонатором з дзеркальними напівпрозорими стінками. Вони забезпечують високий коефіцієнт підсилення (до 25 дБ) в дуже вузькій (1.5 ГГц) смузі, але можуть перебудовуватися в дуже широкому спектральному діапазоні (800 ГГц). Крім цього, такі підсилювачі нечутливі до поляризації оптичного сигналу і характеризуються сильним придушенням бічних складових (ослаблення на величину ~ 20 дБ за межами інтервалу 5 ГГц за рахунок оптичних властивостей інтерферометра-резонатора).

Оптичні підсилювачі, аналогічно до лазерів, використовують принцип індукованого випромінювання. Існує п'ять типів оптичних підсилювачів, перелік яких наведено в таблиці 12.2.

Таблиця 12.2

№ з/п	Тип підсилювача	Область застосування
1	Підсилювачі з порожниною Фабрі-Перо	Підсилення одного каналу (однієї довжини хвилі)
2	Підсилювачі на волокні, які використовують бріллюенівське розсіювання	Посилення одного каналу
3	Підсилювачі на волокні, які використовують раманівське розсіювання	Посилення декількох каналів одночасно
4	Напівпровідникові лазерні підсилювачі	Посилення великої кількості каналів в широкій області довжин хвиль одночасно
5	Підсилювачі на домішковому волокні	Посилення великої кількості каналів в широкій області довжин хвиль одночасно

Внаслідок своїх характеристик підсилювачі Фабрі-Перо ідеально підходять для роботи як демультіплексори в багатоканальній WDM-системі (системі з багатохвильовим ущільненням), оскільки вони можуть бути перебудовані для посилення тільки однієї певної довжини хвилі (одного каналу).

12.1.4. Підсилювачі на волокні, що використовують бріллюенівське розсіювання

Стимульоване бріллюенівське розсіювання – це нелінійний ефект, що виникає в кремнієвому волокні, коли енергія від випромінювання на оптичній частоті f_1 переходить в енергію випромінювання зі зміщеною частотою f_2 .

Якщо потужна оптичне накачування в кремнієвому волокні відбувається на частоті f_1 , стимульоване бріллюеновское розсіювання здатне посилювати сигнал на частоті f_2 . Вихідний сигнал зосереджений у вузькому діапазоні, що дає можливість вибрати канал з похибкою не вище 1.5 ГГц.

12.1.5. Підсилювачі на волокні, що використовують раманівське розсіювання

Такі підсилювачі також побудовані на принципі використання нелінійного ефекту виникнення стимульованого раманівського розсіювання. На відміну від підсилювачів попереднього типу, зсув частот між хвилею накачки і сигнальної хвилею більше, а вихідний спектральний діапазон посилення значно ширше. Тому такі підсилювачі з одного боку дозволяють проводити посилення декількох довжин хвиль, але, з іншого боку характеризуються великими перехідними перешкодами.

12.1.6. Напівпровідникові лазерні підсилювачі

Напівпровідникові лазерні підсилювачі (НПЛП) мають те ж саме активне середовище, що і напівпровідникові лазери, але дзеркальний резонатор відсутній (рис. 12.3). Таким чином, такі пристрої працюють в режимі квантового підсилювача (відсутня гілка зворотного зв'язку). Для зменшення френелівського відбивання по обидва боки активного шару наноситься спеціальне покриття товщиною $\lambda/4$ з відповідно узгодженим показником заломлення.

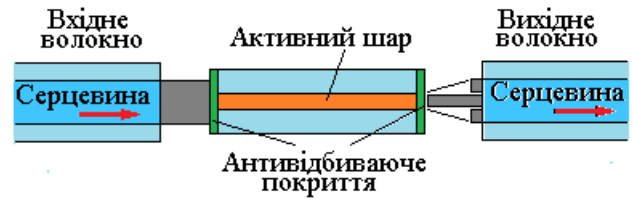


Рис. 12.3

Напівпровідниковим підсилювачам притаманні такі два суттєвих недоліки: Активний шар має поперечний розмір (в одному напрямку) порядку одного мікрметра, в цей же час як найменший діаметр серцевини вхідного волокна має величину порядку 8-10 мкм (одномодове волокно). Внаслідок цього більша частина світлового потоку не потрапляє в зону активного шару, що істотно знижує К.К.Д. підсилювача. Збільшити К.К.Д. можна, застосовуючи на вході підсилювача фокусуючу лінзу. Однак це призводить до ускладнення конструкції підсилювача.

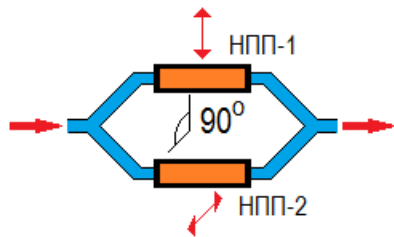


Рис. 12.4

Другий недолік має тоншу природу. Коефіцієнт посилення підсилювача залежить від азимута поляризації вхідного сигналу і може відрізнятись на 4-8 дБ для двох ортогональних поляризацій. Це є дуже негативною характеристикою підсилювача, оскільки поляризація оптичного сигналу, що поширюється в волокні, не контролюється (для одномодового волокна азимут водної поляризації практично випадковий, якщо на вході маємо лінійно-поляризоване випромінювання). Розв'язок проблеми в такій ситуації може бути наступним (див. рис. 12.4). За допомогою розгалужувача сигнал ділиться на два канали. Сигнали в кожному каналі надходять на вхід окремого підсилювача, в яких розміщення (товщина і ширина) активного шару взаємноперпендикулярні.

Однак такий призведе до збільшення

Разом з тим застосування основі таких прилади, якщо заздалегідь

відомі і керовані характеристики оптичних сигналів, наприклад в пристроях, що використовуються на початку оптичної

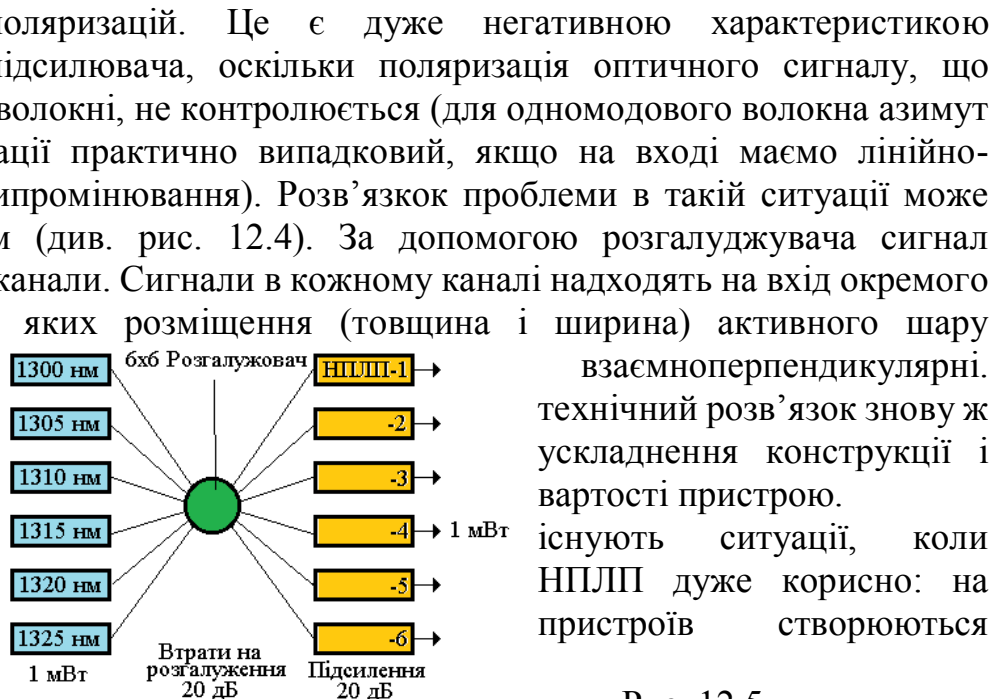


Рис. 12.5

існують ситуації, коли НПЛП дуже корисно: на пристроїв створюються

траси. На малюнку 12.5 наведена реалізація широкосмугового мультиплексора розгалуджувача.

Кілька вузькосмугових напівпровідникових лазерів на різних довжинах хвиль генерують світлові сигнали, які мультиплексуються і розмножуються за допомогою оптичного розгалуджувача. НПЛП встановлюється в кожному каналі на виході такого пристрою з метою компенсації втрат, що виникають при розгалуженні сигналу.

12.2. Підсилювачі на домішковому волокні. Волоконно-оптичні підсилювачі

Волоконно-оптичні підсилювачі (ВОП) найбільш поширений в ВОСП тип підсилювача і є ключовим елементом в технологіях повністю оптичних мереж, оскільки дозволяє посилювати світловий сигнал в широкому спектральному діапазоні.

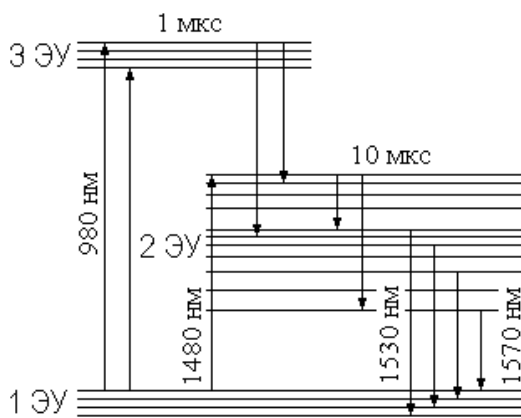


Рис. 12.6

Активним середовищем підсилювача є одномодове волокно, серцевина якого легована рідкоземельним елементом. На рисунку 12.6 зображена схема енергетичних рівнів ОВ легованого Er^{3+} .

Ця схема – стандартна схема трирівневого квантового підсилювача. Ширина метастабільного рівня 2 ЕР ширше, ніж ширина рівня 3 ЕР. Розширення рівня 2 ЕР відбувається за рахунок так званого ефекту Штарка. Цей ефект полягає в тому, що відбувається

розщеплення енергетичних рівнів під дією сильного електричного поля [12].

Відомо, що в зоні ядра існує сильне магнітне поле. Оскільки напруженість електричного поля швидко спадає при збільшенні відстані до ядра, то найбільш розщеплюється саме метастабільний рівень, розпадається на декілька підрівнів. Таке розширення зрештою призводить до збільшення області спектру випромінювання, в якій може виникати вимушене випромінювання.

Час життя електронів на метастабільних підрівнях зменшується при збільшенні відстані до ядра. Таким чином, підрівні з найвищою енергією володіють найменшим часом життя. Середній час життя на рівні 2 ЕР приблизно 10 мкс.

Якщо така система буде збуджуватися випромінюванням лазера накачування з $\lambda=980$ нм (довжина хвилі необхідна для досягнення оптимального коефіцієнта посилення), то відбувається перехід електронів з рівня 1 ЕР на рівень 3 ЕР. Після цього електрони релаксують на метастабільний рівень 2 ЕР. Цей процес супроводжується випромінюванням в довгохвильовій області спектра або без випромінювання з народженням акустичних фононів. Час життя електронів на рівні 2 ЕР значно більше, ніж на

рівні 3 EP. Таким чином, на рівні 2 EP створюється інверсна заселеність електронів.

Природно, що при відсутності інформаційного оптичного сигналу з довжиною хвилі, що лежить в інтервалі 1530 - 1565 нм відбувається спонтанне випромінювання в цьому інтервалі спектру. Як і будь-яке спонтанне випромінювання, це випромінювання має випадковий характер (різні довжини хвиль, різні напрямки поширення фотонів і т.п.). Якщо в таке середовище направити спрямований потік фотонів, що відповідають інформаційного сигналу, то починається процес вимушеного випромінювання (фотонів-близнюків), які в свою чергу викликають чергові акти вимушеного випромінювання. Інакше кажучи, маємо лавиноподібне підсилення сигналу.

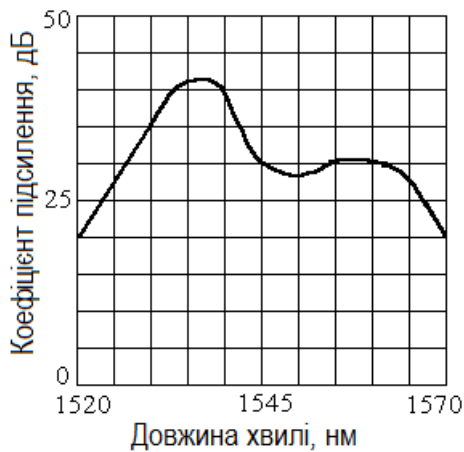


Рис. 12.7

Додамо, що система може бути також збуджена випромінюванням з довжиною хвилі 1480 нм (дворівнева система), але такий тип накачування характеризується високим рівнем шумового спонтанного випромінювання.

Як трирівневу систему, накачування можна проводити також довжинами хвиль 665, 807 нм. Однак накачування випромінюванням з довжиною хвилі 980 нм є найбільш ефективною (найменший рівень спонтанних шумів).

Такі підсилювачі отримали назву ербієвих підсилювачів (EDFA).

Через залежність ймовірності переходу з метастабільного рівня від відстані метастабільного рівня від стабільного, ця ймовірність збільшується при збільшенні цієї відстані. Коефіцієнт підсилення буде різним для різних довжин хвиль. Характерна залежність коефіцієнта підсилення від довжини хвилі приведена на рисунку 12.7.

Посилення в іншому вікні прозорості можна отримати за рахунок легування ОВ за допомогою домішок празеодимом. Однак такі підсилювачі не знайшли широкого поширення.

Можна показати, що для підвищення ефективності активну волокно, яке накачується, повинне мати підвищену числову апертуру (NA) (більше енергії лазера накачування потрапляє у волокно). Відповідно з цією метою ядро ОВ додатково легують окислами германію GeO_2 і алюмінію Al_2O_3 . Відповідно до цих домішок для EDFA виробляються два типи волокон. У таблиці 12.3 наведені характеристики EDFA з волокнами обох типів.

Таблиця 12.3

Тип Волокна	Числовая апертура	Длина волны накачки, нм	Мощность накачки, P_H , мВт	Коэфф. усиления, G_A , дБ	G_A/P_H дБ/мВт
SiO_2/GeO_2	0.16	532	25	34	1.35
SiO_2/GeO_2	0.16	980	10.5	24	2.2
SiO_2/Al_2O_3	0.18	514	100	22	0.22
SiO_2/Al_2O_3	0.14	514	100	16	0.16
SiO_2/Al_2O_3	0.14	528	100	31	0.31
SiO_2/GeO_2	0.2	665	100	26	0.26
SiO_2/GeO_2	0.3	807	20	8	0.4
SiO_2/Al_2O_3	0.12	1480-1490	14	2	0.14

Згідно з цими даними найбільшим коефіцієнтом посилення на 1 мВт володіє волокно 1-го типу при накачуванні довжиною хвилі 980 нм. Мінімальна порогова потужність притаманна волокнам 2-го типу при накачуванні довжиною хвилі 1480 нм. Хоча з таблиці випливає, що мінімальна потужність необхідна для збудження волокна 1-го типу відповідає довжині хвилі 980 нм, тим не менше в першому випадку потужність 14 мВт вводиться при меншій числовій апертурі.

12.3. Інші характеристики ербієвих волоконних підсилювачів

У процесі посилення оптичного сигналу відбувається збіднення населеності метастабільного рівня. Оскільки кількість електронів на цьому рівні розподілена рівномірно вздовж усієї активної ділянки волокна, збіднення наростає в міру просування оптичного сигналу уздовж волокна (лавинне збільшення фотонів близнюків). Іншими словами, середовище намагається

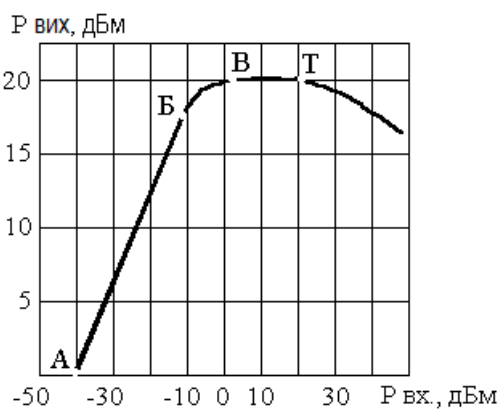


Рис. 12.8

перейти в стан насичення, при якому ступені заселеності основного і метастабільного рівнів однакові. Швидкість і ступінь збіднення залежить від потужності надходить на вхід волокна, тобто від кількості фотонів, що переносяться оптичним сигналом.

Якщо кількість таких фотонів невелика в порівнянні з кількістю електронів, що знаходяться на метастабільних рівні, то це мало впливає на ступінь заселеності, оскільки кількість електронів, які переходять на основний рівень при вимушеному випромінюванні, швидко компенсується за рахунок випромінювання накачування. При цьому коефіцієнт посилення ВОП G_A максимальний. При збільшенні сигнальних фотонів компенсація електронів на метастабільних рівнях поступово зменшується і при певній потужності випромінювання настає насичення. При такій потужності G_A прагне до одиниці, а при подальшому зростанні потужності він стає навіть менше одиниці.

На рисунку 12.8 наведена залежність вихідної потужності EDFA від потужності вхідного сигналу.

Як бачимо з графіка, вихідна потужність лінійно зростає при вхідних потужностях від -30 до -10 дБм. На ділянці -10, 0 дБм вихідна потужність збільшується нелінійно. І, нарешті, на ділянці Б-Т вона практично залишається без змін (зона насичення). Коли вихідна потужність стає того ж порядку, що і вхідна потужність, крива йде вниз. Така залежність вихідної потужності від вхідної призводить до того, що при великих потужностях вхідного сигналу відбувається спотворення його форми (відомий ефект електронних підсилювачів).

Ця залежність отримана при нульовій частоті модуляції. Природно, що при підвищенні частоти (зменшується час активного впливу імпульсу на активне середовище) ситуація починає покращуватися. При цьому на надвисоких частотах вже практично не має значення, в якому режимі працює підсилювач.

Іншим важливим параметром ВОП є коефіцієнт шуму. Ця величина визначається в основному спонтанним випромінюванням:

$$NF = \frac{2P_{cn}}{h\nu_s \Delta\nu (G_A - 1)}, \quad (12.1)$$

де P_{cn} – потужність спонтанного випромінювання, ν_s – робоча частота (світлова), $\Delta\nu$ – ширина (частотна) оптичного спектру випромінювання.

До рівня шумів спонтанного випромінювання необхідно додати також залишкове випромінювання накачування і паразитне випромінювання, обумовлене відображенням від торців підсилювача.

- Таким чином, головними характеристиками ВОП є:
- діапазон довжин підсилюються хвиль, ($\Delta\nu$ або λ_1, λ_2);
- коефіцієнт посилення на лінійній ділянці (дБ);
- рівень вхідної потужності, при якому настає насичення (дБм);
- коефіцієнт шуму (дБм);
- рівень остаточної потужності випромінювання накачування (дБм);
- рівень відбитої потужності на вході і на виході ВОП.

12.4. Схеми накачування ербієвого волокна (ВОП)

На рисунку 12.9 наведені найбільш поширені схеми накачування ВОП.

Рисунок 12.9 а демонструє варіант, коли випромінювання накачування від джерела 3 вводиться у вхідний торець ербієвого волокна 7 через мультиплексор 2. На інший вхід мультиплексора подається вхідний оптичний сигнал. Якщо обмежитися тільки цими пристроями, то внаслідок відбиття випромінювання від торців ЕВ створюється додатковий зворотній

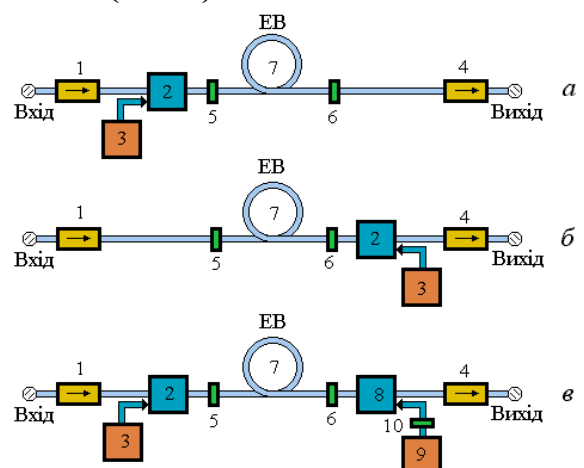


Рис. 12.9

зв'язок і підсилювач може почати працювати як генератор. Для того, щоб виключити таку ситуацію, в схему підсилювача вводяться елементи 1,4 – оптичні ізолятори. Недолік такої схеми полягає в тому, що на вихід підсилювача проходить і випромінювання джерела накачування. Така схема знаходить поширення при застосуванні її на передавальному кінці системи для посилення сигналу при введенні в лінійне ОВ. Якщо довжина хвилі накачування 980 нм, то таке випромінювання швидко загасає при поширенні по лінійному оптичному волокну. Однак, якщо цього недостатньо, то на виході підсилювача іноді розміщують оптичні фільтри, що не пропускають випромінювання з цією довжиною хвилі.

На рисунку 12.9 б випромінювання джерела накачування 3 вводиться через вихідний торець ЕВ за допомогою мультиплексора 2. Така схема використовується в більшості випадків на приймальному кінці лінії.

Для підвищення потужності випромінювання накачування це випромінювання може вводиться в обидва кінці ЕВ від двох різних джерел накачування 3 і 9 (рис. 12.9 в).

Для подальшого збільшення потужності випромінювання використовують поляризаційні мультиплексори 10. Як відомо, випромінювання напівпровідникового лазера характеризується яскраво вираженим еліпсом. Таким чином, застосовуючи елементи типу пластинки $\lambda/4$, можна перетворити його в лінійно поляризоване, тобто оптимально використовувати обидва ортогональних коливання.

Відповідно до розглянутих схем ВОП поділяються на три типи:

- підсилювачі потужності (BOOSTER) оптичного сигналу на вході лінії;
- попередні, включаються на приймальній стороні перед приймачем;
- проміжні, або лінійні підсилювачі, що включаються на певній ділянці лінії.

На сьогодні лінійні підсилювачі часто об'єднуються з компенсатором дисперсії. Лінійний підсилювач складається з пердпідсилювача та підсилювача потужності. Між ними розміщується компенсатор дисперсії.

Для швидкісних ВОСП, в яких передача йде на одній довжині хвилі, має значення нерівномірність характеристики посилення в робочому діапазоні довжин хвиль. Одночасно для систем з багатохвильовим ущільненням (WDM) нерівномірність частотної характеристики не повинна перевищувати ± 1 дБ. Для вирівнювання частотної характеристики в схему ВЗУ додаються вирівнювачі ЧХ-еквалайзери.

Існує кілька типів еквалайзерів. Найбільш поширені з них:

- в волокно вбудовується решітка Брегга, період якої підбирається для відповідної довжини хвилі;
- інтерферометр Маха-Цандера (інтерферометр з двох Y-розгалужувачів), включених послідовно з ербієвим волокном. Застосування обох типів еквалайзерів дозволять зменшити нерівномірність ЧХ до 0.5 дБ.

Сучасні EDFA, що працюють в діапазоні 1550-1565 нм, мають такі характеристики.

Підсилювачі потужності. Вихідна потужність до 10 Вт. Підсилювачі з домішкою ітербію – до 50 Вт. Однак для систем зв'язку така потужність не потрібна. Максимальна потужність, яка на сьогоднішній день вводиться в ВОЛЗ, дорівнює 1 Вт (+30 дБм). Коефіцієнт шуму бустерів знаходиться в межах 6-7 дБ.

Передпідсилювачі характеризуються великим коефіцієнтом підсилення і малим коефіцієнтом шуму. Рекордне значення коефіцієнта посилення – 51 дБ – було отримано в ербієвому підсилювачі з довжиною ЕВ 22 м. Типове значення G_A - 30-40 дБ при коефіцієнті шуму - 3-5 дБ.

Лінійні підсилювачі. В останні роки помітна тенденція до застосування дистанційної подачі випромінювання накачування в лінійний ВОП. В цьому випадку накачування здійснюється на довжині хвилі $\lambda = 1480$ нм. Виявляється, що при такому накачуванні поріг потужності, при якому досягається інверсійна заселеність досить низький – менше ніж 10 мВт. Це створює сприятливі умови для дистанційної накачування EDFA, оскільки випромінювання на довжині хвилі 1480 нм характеризується не набагато більшим поглинанням, ніж на робочій довжині хвилі (близько 1550 нм). Накачування здійснюють таким чином. Випромінювання на довжині хвилі $\lambda = 1480$ нм подається в зворотному напрямку з боку приймальної станції. Лінійний оптичний підсилювач з такою підживленням може бути розміщений на відстані до 100 км від приймальної станції.

Розвиток систем ВОСП з багатохвльовим ущільненням в напрямку збільшення кількості каналів, по яких передається інформація, потребує суттєвого розширення смуги пропускання ВОП. Існують розробки, в яких замість одного ВОП використовують паралельно включені два ВОП, побудовані на основі легування волокна різними домішками. Наприклад, один із створених зразків має смугу пропускання 54 нм. Цей підсилювач працює в двох піддіапазонах 1530-1560 і 1580-1610 нм. Одне з волокон легованих, як і завжди, тільки іонами ербію Er^{3+} , а інше – ще й іонами тулію Tm^{3+} (додатково). Перше волокно забезпечує посилення в першому діапазоні, інше – в другому. Відомий підсилювач, що підсилює в двох діапазонах і має смугу пропускання 113 нм. Перше волокно підсилює в діапазоні 1450-1480 нм. Це волокно легованих іонами Tm^{3+} . Друге підсилює в діапазоні 1530-1608 нм і леговане іонами Er^{3+} і іонами телуру.

Накачування цих підсилювачів здійснюється:

- першого – на довжині хвилі $\lambda=1047$ нм (400 мВт);
- другого – на довжині хвилі $\lambda=1480$ нм (160 мВт вперед та 100 мВт назад).

13. СИГНАЛ І СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ [21-24]

13.1. Системи передачі цифрових сигналів

13.1.1. Основні поняття і термінологія

Інформація – це сукупність відомостей або даних про деякі події, явища або предмети, тобто сукупність знань про навколишній світ. На відміну від матеріального і енергетичного ресурсів, інформаційний ресурс не зменшується при вживанні, а, навпаки, накопичується з часом і за допомогою технічних засобів може оброблятися, зберігатися і передаватися на значні відстані. Передача і збереження інформації здійснюється за допомогою знаків (символів), що дозволяють зобразити її в деякій формі.

Повідомлення – це сукупність знаків, що відображають ту чи іншу інформацію. Передача повідомлень (а відповідно і інформації) на деяку відстань здійснюється за допомогою певного носія.

Модуляція - процес зміни параметрів носія інформації.

Сигнал – фізичний процес, що відображає (переносить) передане повідомлення.

Дискретний, або дискретний за рівнем (амплітуді) сигнал – це сигнал, що приймає за величиною (амплітудою) тільки певні дискретні значення.

Неперервний або аналоговий сигнал – це сигнал, який може приймати будь-які рівні значень в певному інтервалі величин.

Дискретний за часом сигнал – це сигнал, заданий тільки в певні моменти часу.

Неперервний за часом сигнал – це сигнал, заданий на всій осі часу.

Цифровий сигнал - це дискретний як за рівнем, так і за часом сигнал.

Далі, в основному, будемо розглядати тільки системи зв'язку, призначені для передачі цифрових повідомлень. Інформація, яка міститься в такому повідомленні, передається за допомогою цифрових сигналів від джерела повідомлень (ДП) до одержувача повідомлень (ОП) по каналу передачі цифрових повідомлень (КПЦС).

Оскільки об'єктом, що переносить повідомлення такими каналам є цифровий сигнал, то техніка такого зв'язку, по суті, є технікою транспортування (передачі) цифрових сигналів по каналах зв'язку.

Основні параметри сигналу:

Тривалість сигналу T_c - визначає інтервал часу, в межах якого сигнал існує.

Динамічний діапазон D_c – це відношення найбільшої миттєвої потужності до мінімальної потужності, яку необхідно відрізнити від нуля при заданій якості передачі.

Ширина спектра сигналу F_c – це діапазон частот, в межах якого зосереджена його основна енергія. Вона визначає швидкість зміни сигналу в середині інтервалу його існування. У техніці зв'язку спектр сигналу, що передається часто навмисне скорочують для економії втрат на апаратурі лінії зв'язку. Величину інтервалу спектру сигналу, на яку він може бути скорочений, визначають, базуючись на максимальному спотворенні сигналу, що допускається при передачі. Наприклад, при телефонному зв'язку потрібно,

щоб розмова була настільки розбірлива, щоб абоненти могли впізнати один одного по голосу. Для цього достатньо передати голосовий сигнал в смузі частот 300-3400 Гц. Спектр модульованого сигналу, як правило, ширше, ніж спектр переданого повідомлення і залежить від типу модуляції.

Об'єм сигналу V_c :

$$V_c = T_c \times F_c \times D_c. \quad (13.1)$$

Об'єм сигналу дає узагальнене уявлення про можливість даної множини сигналів як переносників повідомлень. Чим більший обсяг сигналу, тим більше інформації можна «вкласти» в даний об'єм сигналу і тим важче передати такий сигнал з необхідною якістю.

13.2. Структура систем зв'язку

На рисунку 13.1 зображена структурна схема одноканальної системи зв'язку.

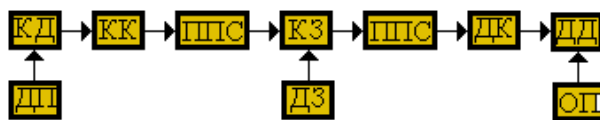


Рис. 13.1. Структурна схема

одноканальної системи зв'язку

ДП – джерело повідомлення; КД – кодер джерела; КК – кодер каналу; ППС – пристрій перетворення сигналу; ДК – декодер каналу; ДД – декодер джерела; ОП – отримувач повідомлення; ДЗ – джерело завад

повідомленням, що надходить від ДП, в ряді випадків властива надмірність. Наприклад, це може бути обумовлено тим, що символи $a_i \in A$ (де A – передане повідомлення) можуть бути статистично пов'язані (наприклад, союзи, розділові знаки і т.п.). Такий зв'язок символів дозволяє частину повідомлення не передавати, відновлювати його на приймальному кінці лінії за відомим статистичним зв'язком.

Ліквідація надмірності призводить до того, що за задані проміжки часу передається більше повідомлень, і, як наслідок, більш ефективно використовується канал зв'язку.

Кодер каналу здійснює надлишкове кодування повідомлення з метою підвищення надійності передачі правильної інформації. На приймальному кінці декодер каналу виконує зворотне перетворення (декодування), в результаті якого отримуємо комбінацію початкового коду. Часто кодер і декодер називають пристроєм захисту від помилок (ПЗП).

Пристрої перетворення сигналів – пристрої, що містяться на обох кінцях каналу зв'язку, і використовуються для узгодження кодера і декодера каналу із середовищем каналу зв'язку. В окремих випадках з цією метою можуть застосовуватися модулятор і демодулятор.

Джерело повідомлення і одержувач повідомлення – люди або різного роду пристрої (автомат, комп'ютер тощо).

Кодер джерела виконує завдання зменшення надмірності при передачі повідомлення в канал зв'язку, а *декодер джерела* – відновлення прийнятого по каналу зв'язку повідомлення.

Присутність цих пристроїв в системі зв'язку пояснюється тим, що з

При проходженні сигналу через реальний канал зв'язку сигнал спотворюється і тому на приймальному кінці повідомлення може відновлюватися з деякою похибкою. Причиною виникнення таких похибок можуть бути як спотворення, що вносяться самим каналом зв'язку, так і завадами, що впливають на сигнал із зовнішнього середовища.

Завадами називають будь-яке випадковий (іноді детермінований) вплив на сигнал, що погіршує правильність відновлення переданих повідомлень.

Перешкоди можуть бути досить різноманітними як за походженням, так і за своїми фізичними властивостями.

Атмосферні завади обумовлені з електричними процесами в атмосфері і, перш за все, грозовими розрядами. Енергія такого типу перешкод, в основному, сконцентрована в області довгих і середніх хвиль.

Індустріальні перешкоди виникають внаслідок різких перепадів струму в різного роду промисловому обладнанні.

Поширені також перешкоди, що виникають внаслідок впливу *сторонніх каналів зв'язку і радіостанцій*.

У сучасних системах зв'язку основним типом перешкод є *імпульсні перешкоди і припинення зв'язку*. Поява імпульсних перешкод часто пов'язано з автоматичною комутацією і перехресними наводками. Припинення зв'язку є явищем, при якому сигнал в лінії різко загасає або зникає.

Практично в будь-якому діапазоні частот мають місце *внутрішні шуми апаратури*.

В діапазоні ультракоротких хвиль мають значення *космічні перешкоди*, пов'язані з електромагнітними процесами, що відбуваються на сонці, зірах і т.д.

В оптичному діапазоні частот істотне значення має *квантовий шум*, викликаний дискретною природою світла.

У реальному каналі, як правило, мають місце *адитивні $n(t)$* (додаються до сигналу) і *мультиплікативні $k(t)$* (ті які множаться на сигнал) перешкоди. Тому сигнал $Z(t)$ в присутності перешкод можна записати у вигляді:

$$Z(t) = k(t)s(t) + n(t). \quad (13.1)$$

Серед адитивних перешкод різного походження виділяють *зосереджені по спектру* (вузькозонні) перешкоди, *зосереджені в часі* (імпульсні) перешкоди і так звані *флуктуаційні* перешкоди, які не зосереджені ні по спектру, ні в часі.

У техніці зв'язку розрізняють *синхронні і асинхронні* цифрові канали.

У *синхронних цифрових каналах* кожен одиничний елемент, який передається, вводиться в канал в строго певні моменти часу. Ці канали призначені тільки для передачі ізохронних сигналів, тому вони називаються *кодозалежними, або непрозорими*.

В *асинхронних каналах* сигнал, що передається може вводиться в канал в будь-який момент часу, тобто таким каналу можна передавати будь-які сигнали - ізохронні і анізохронні. Тому такі канали отримали назву *прозорих, або кодонезалежних*.

Дискретний канал разом з кодером і декодером каналу називається *розширеним*.

Цифровий канал характеризується такими параметрами:

1. **Швидкістю передачі інформації**, яка вимірюється в бітах на секунду (біт/с).

2. **Швидкістю телеграфування V** , яка вимірюється в бодах. Це кількість одиночних символів, що передаються за секунду. У техніці передачі даних замість швидкості телеграфування використовується термін швидкість модуляції.

3. **Ефективною швидкістю передачі інформації**, яка визначається з урахуванням того, що не всі передані в канал елементи, несуть інформацію; не всі комбінації, що прийшли на вхід каналу видаються одержувачу (частина комбінацій може бути забракована).

4. **Коефіцієнтом помилок за елементами**, що виявляє правильність проходження одиничних елементів по каналу і визначеним відношенням помилково прийнятих елементів $n_{ош}$ до загальної кількості переданих $n_{пер}$ за інтервал часу:

$$K_{ош} = \frac{n_{ош}}{N_{пер}}. \quad (13.2)$$

5. **Коефіцієнтом помилок за кодовою комбінацією**, що характеризує правильність проходження повідомлення по каналу зв'язку і визначається відношенням кількості помилково прийнятих кодових комбінацій до кількості переданих в заданому інтервалі часу.

6. **Часом T_k** , впродовж якого по каналу можлива передача інформації.

7. **Динамічним діапазоном каналу D_k** , яким визначається відношенням допустимої потужності переданого сигналу до потужності перешкод, які неминуче притаманні сигналу. D_k виражається в децибелах.

8. **Узагальненою характеристикою каналу**, яка є його ємністю (об'ємом) і визначається виразом:

$$V_k = T_k \times F_k \times D_k. \quad (13.3)$$

При цьому необхідною умовою передачі по каналу неспотвореної інформації з об'ємом сигналу V_c очевидно має бути умова:

$$V_c < V_k. \quad (13.4)$$

Перетворення первинного сигналу в високочастотний сигнал, як правило, має на меті узгодження сигналу з характеристиками каналу. У найпростішому випадку сигнал повинен бути узгоджений з каналом по всіх трьох параметрах:

$$\begin{cases} T_c < T_k \\ F_c < F_k \\ D_c < D_k \end{cases}. \quad (13.5)$$

У цьому випадку об'єм сигналу повністю «вписується» в об'єм каналу. Однак нерівність (13.4) може виконуватися і тоді, коли одна або дві з нерівностей (13.5) не виконуються. Це означає, що в процесі передачі можна проводити «обмін» їх тривалості на ширину спектру або на величину

динамічного діапазону і т.д. Наприклад, якщо записаний на плівку телефонний сигнал, що має ширину спектру 3 кГц, необхідно передати через канал, що має смугу пропускання 300 Гц, то це можна зробити, передаючи сигнал зі швидкістю в 10 разів меншою, ніж швидкість, з якою він був записаний. При цьому всі частоти початкового сигналу зменшуються в 10 разів і у стільки ж разів збільшується час його передачі. Аналогічно, сигнал можна передати швидше, якщо пропускання каналу ширше, ніж ширина спектру сигналу.

В системі зв'язку, зображеній на рисунку 13.1, передавання повідомлення відбувається тільки в напрямку від джерела до одержувача. Такий режим зв'язку називається *симплексним*. Режим зв'язку, що забезпечує можливість одночасної передачі повідомлень в обох напрямках, має назву *дуплексного*. Можливий також і *напівдуплексний* режим, коли обмін повідомленнями відбувається по черзі в обох напрямках.

13.3. Способи передачі сигналів

У системах цифрового зв'язку (СЦЗ) цифрові сигнали можуть передаватися різними способами. Розглянемо їх детальніше.

13.3.1. Послідовна і паралельна передача сигналів

При *послідовній* передачі цифрового сигналу поодинокі елементи цифрового сигналу слідує в каналі по черзі. При *паралельній* передачі поодинокі елементи цифрового сигналу об'єднуються в групи, що передаються одночасно (як правило, на різних смугах частот) окремими каналами. При заданій швидкості передачі послідовні (одночастотні) системи мають ряд переваг перед паралельними (багаточастотними) системами. Такі системи краще використовують потужність передавача, менш критичні до нелінійності каналу, простіше реалізуються і т.п.

13.3.2. Синхронна і асинхронна передача сигналів

При *синхронній** передачі цифрового сигналу його миттєве значення (МЗ) знаходиться в постійному фазовому співвідношенні (необхідне співвідношення) з МЗ будь-якого сигналу, що передається. При *асинхронній* передачі цифрового сигналу його МЗ може перебувати в будь-яких фазових співвідношеннях з МЗ іншого сигналу.

*Синхронізація – це процес встановлення і підтримки певних часових співвідношень між двома або кількома процесами.

13.3.3. Поелементна передача сигналів

При поелементній передаванн** на приймальній стороні спочатку визначається вид елемента ("0" або "1"), а потім з елементів формуються кодові комбінації, декодування яких дозволять визначити символи переданого повідомлення. Тип переданого елемента, як правило, визначається шляхом порівняння його з еталоном. Для двійкових сигналів досить мати один або два еталона. На прийомі для правильного відновлення елементів кодових комбінацій необхідно правильно відокремлювати один елемент від іншого. Для цього можуть використовуватися різні методи поелементної синхронізації.

13.3.4. Передача сигналів кодовими комбінаціями

При кодової передачі правильне відділення однієї кодової комбінації від іншої здійснюється методами групової синхронізації, що дозволяє встановити і підтримувати необхідні фазові співвідношення між МОЗ початку груп і груп прийнятих елементів. Відокремити на прийомі одну кодову комбінацію від іншої можна, наприклад, якщо ввести в початок і кінець групи спеціальні стартовий і стоповий елементи. Така послідовність переданих елементів, має назву стартстопової. Розглянутий спосіб передачі є асинхронним, оскільки передача будь-якою кодовою комбінації можна почати в будь-який момент часу.

13.4. Особливості каналів зв'язку

Для передачі голосових повідомлень і даних можуть використовуватися як аналогові, так і цифрові канали зв'язку. Розглянемо їх особливості на прикладі телефонного зв'язку.

13.4.1. Особливості аналогових каналів зв'язку

Однією з основних проблем передачі повідомлень є проблема правильності їх передачі, яка полягає у визначенні: чи передаються повідомлення по каналу зв'язку без спотворень, і в разі їх спотворення, чи можуть вони бути правильно відновлені одержувачем. Аналоговий сигнал, що безпосередньо передається по каналу зв'язку, може бути спотворений за амплітудою, по фазі, частоті або за часовим масштабом. Ці спотворення – наслідок природних або штучних обмежень каналу зв'язку, наприклад, таких як динамічний діапазон і/або смуга пропускання, а також вплив зовнішніх перешкод.

**Поелементна синхронізація – це синхронізація переданого і прийнятого цифрових сигналів, при яких встановлюються і підтримуються необхідні часові співвідношення між миттєвими значеннями переданих і прийнятих елементів цих сигналів.

При передачі повідомлень на великі відстані енергетично вигідно використовувати як сигнали високочастотну *несучу*, параметри якої модулюються повідомленням, що передається. Для передачі по каналу зв'язку голосових повідомлень, як правило, використовують два методи модуляції несучої: *амплітудну* (АМ) та *частотну* (ЧМ). Нехай f_0 – частота несучої, а Δf – основна смуга частот, яку займає сигнал. Також візьмемо до уваги, що модуляція є нелінійним процесом, в результаті якого з'являються додаткові гармоніки (ліві і праві бічні частоти) $f_0 \pm \Delta f$ (де m залежить від індексу модуляції). Тоді смуга частот, яку займає модульований сигнал (або його спектр), які і визначають ширину смуги частот, необхідну для каналу зв'язку дорівнює для АМ- $2\Delta f$, а для ЧС- $14\Delta f$. Виходячи з цього, бачимо, що ЧС вимагає значно більшої ширини смуги частот каналу зв'язку. Однак ЧС дозволяє істотно зменшити спотворення переданого сигналу. Наприклад, сьогодні найбільш розвиненою системою зв'язку є система телефонного зв'язку, яка останнім часом у зв'язку з поширенням персональних комп'ютерів стала використовуватися для передачі даних. З економічних міркувань системи телефонного зв'язку використовували різні методи ущільнення каналів і будувалися як багатоканальні системи, що забезпечують можливість одночасної передачі великої кількості телефонних розмов по одному кабелю. Основна смуга частот голосового спектру, що передається була оптимізована за індексом артикуляції 0.7, що відповідає рівню розпізнавання слів 85-90%. При використанні такого критерію ширина смуги дорівнює 3100 Гц. Ця смуга розміщувалася в діапазоні 300-3400 Гц. З огляду на те, що сигнал з такою смугою частот фільтрується реальним аналоговим смуговим фільтром, який має кінцеву крутизну спаду частотної характеристики (має деяке пропускання за межами цієї смуги), як розрахункову **ширину основної смуги стандартного телефонного каналу** взята смуга частот в 4 кГц (захисна смуга Δf_z між двома сусідніми каналами при цьому становить 900 Гц).

13.4.2. Особливості цифрових каналів зв'язку

В даний час в системах зв'язку одночасно з аналоговою модуляцією використовують більш прогресивні *імпульсні методи модуляції*, зокрема *амплітудно-імпульсну модуляцію* (АІМ). Імпульсні методи модуляції дозволяють покращити енергетичні характеристики процесу в цілому, тому що тривалість випромінюваного імпульсу може бути мала в порівнянні з періодом несучої. Для передачі аналогового сигналу по каналах зв'язку методами імпульсної модуляції використовують процеси *дискретизації* і *квантування*.

Дискретизація переданого аналогового сигналу, являє собою формування *послідовності вибірок* (вибіркових значень) аналогового сигналу, що беруться з *частотою дискретизації* f_d . Ця частота вибирається, виходячи з умови можливості відновлення аналогового сигналу без спотворень аналогового сигналу за допомогою фільтра нижніх частот. Для сигналів з обмеженим спектром, до яких в принципі може бути віднесений сигнал стандартного телефонного каналу, який має частоту зрізу $f_{cp}=4$ кГц, може бути

застосована теорема Котельникова-Шенона, або Котельникова-Найквіста, або Шенона, відповідно до якої $f_d = 2f_{cp}$. Тоді для стандартного телефонного каналу частота дискретизації становить 8 кГц. Таким чином, вибірки (вибіркові значення) аналогового сигналу формуються з періодом дискретизації $T_d = 125$ мкс).

Квантування амплітуд імпульсних вибірок – процес визначення для кожної вибірки еквівалентного їй чисельного (цифрового) значення.

Зазначені дві операції (дискретизація і квантування) визначають процеси, що здійснюються при *імпульсно-кодової модуляції* (ІКМ) і забезпечують перехід від *аналогового представлення голосового сигналу до цифрового*.

ІКМ, відома з 1938 року, але вперше була реалізована тільки в 1962 році, дозволяє створювати цифрові системи телефонії, що мають наступні переваги перед аналоговою телефонією:

- ліквідується істотне загасання сигналу і його зміна як протягом сеансу, так і від сеансу до сеансу;
- практично ліквідуються сторонні шуми;
- покращується розбірливість голосу і підвищується динамічний діапазон передачі.

13.5. Параметри цифрової системи зв'язку

Цифрові системи зв'язку описуються сукупністю параметрів, що поділяються на зовнішні і внутрішні.

Зовнішні параметри задаються множиною параметрів $\{y_1, y_2, \dots, y_n\}$, що описують систему цифрового зв'язку з точки зору замовника або споживача.

Внутрішні параметри задаються множиною параметрів $\{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ і описують систему цифрового зв'язку з точки зору розробника. При проектуванні систем цифрового зв'язку на обидва типи параметрів накладаються певні обмеження, що формуються, базуючись на вимогах технічного завдання або з області допустимих значень. Математично ці обмеження можна задати у вигляді:

$$\begin{aligned} y_i = a, \quad y_k \leq b, \quad y_s \geq c, d \leq y_p \leq e, \dots \\ x = g, \quad x \leq h, \quad x \geq k, l \leq x_p \leq m, \dots \end{aligned} \quad (13.6)$$

Множина зовнішніх параметрів поділяється на три основні підмножини параметрів: *інформаційні, техніко-експлуатаційні, техніко-економічні*.

Інформаційні параметри характеризують процес передачі цифрових даних по системі зв'язку. До цих параметрів належать правильність, швидкість, час і час передачі інформації. Названі параметри визначаються з порівняння вхідних ($c_{вх}$) і вихідних ($c_{вих}$) сигналів (символів). Наприклад, правильність передачі сигналу визначається ймовірністю повного збігу прийнятого символу з переданим, тобто $y_1 = p(c_{вх} = c_{вих})$.

Для обліку часової затримки прийому інформації вводять параметр $t_{зат}$, що має назву часу затримки. Затримка прийому визначається інтервалом часу між моментами t_1 ($c_{вх}$) видачі повідомлення джерелом і моментом t_2 ($c_{вих}$) реєстрації цього повідомлення одержувачем. Тоді

$$y_2 = t_{\text{зад}} = t_2(c_{\text{вых}}) - t_1(c_{\text{вх}}).. \quad (13.7)$$

Техніко-експлуатаційні параметри характеризують фізичний процес експлуатації системи зв'язку. До них належать такі параметри як середній час безвідмовної роботи, температурний діапазон роботи, механічні характеристики і т.п.

Техніко-економічні параметри характеризують систему зв'язку з точки зору як повної вартості, так і питомої вартості зв'язку та обладнання. До таких параметрів відносять вартість, габаритні розміри, масу. Для оцінки вартості системи, як правило, використовують вартість передачі 1 біта інформації, яка повністю визначається вартістю витрат за рік на систему зв'язку і складається з капітальних витрат на виготовлення апаратури і її експлуатацію.

До внутрішніх параметрах системи зв'язку належать, наприклад, характеристики елементної бази, характеристики завод і складність системи. Розрізняють *алгоритмічну і структурну складності системи*.

Алгоритмічну складність системи можна оцінити кількістю логічних і арифметичних операцій і інформаційним обсягом пам'яті, необхідної для забезпечення перетворень.

Структурна складність системи визначається кількістю базових вузлів, необхідних для побудови надійно функціонуючої системи. Складність базового вузла вважається дорівнює одиниці. Базовими можуть вважатися вузли, виробництво яких освоєно промисловістю (наприклад, різного роду інтегральні мікросхеми).

Зовнішні та внутрішні характеристики цифрових систем зв'язку пов'язані певними залежностями. У загальному випадку кожен із зовнішніх параметрів системи може бути представлений у вигляді функції його внутрішніх параметрів:

$$y_i = f_i(x_1, x_2, \dots, x_n), \quad i=1, 2, \dots \quad (13.8)$$

Ця система рівнянь має назву рівнянь зв'язку і задає математичну модель проєктованої цифрової системи зв'язку.

При оцінці роботи цифрової системи зв'язку необхідно, перш за все, врахувати, яку точність передачі повідомлень, що визначає якість передачі, забезпечує система при даній швидкості передачі інформації.

Найбільш загальним показником цифрового зв'язку є інформаційна ефективність η , яка визначається як відношення швидкості передачі інформації до пропускну здатності каналу:

$$\eta = \frac{R}{C}, \quad (13.9)$$

де під пропускну здатністю каналу розуміють максимально можливу (граничну) швидкість передачі. Інформаційна ефективність характеризує ступінь використання каналу. Відзначимо, що такі показники, як вартість передачі 1 біта інформації та інформаційна ефективність тісно пов'язані між собою.

14. ВОЛОКОННО-ОПТИЧНІ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ [21-24]

14.1. Структура волоконно-оптичної лінії зв'язку

На рисунку 14.1 наведена узагальнена структурна схема ВОЛЗ.

По суті, ВОЛЗ містить функціональні вузли, властиві будь-яким електричним системам зв'язку. Більш того, при формуванні сигналів, в принципі, можливе використання різних способів кодування і типів модуляції, що застосовуються в радіотехнічному діапазоні. Однак ряд особливостей оптичного діапазону і особливості елементної бази, використовуються під ВОЛЗ, накладає певні обмеження на можливості реалізації волоконно-оптичних систем передачі та призводить до технічних розв'язків, що відрізняються від традиційних в техніці зв'язку.

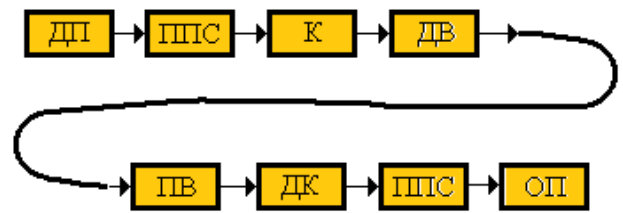


Рис. 14.1

ДП – джерело повідомлення;
 ППС – пристрій перетворення сигналу;
 КД – кодер джерела;
 МП – модуль передавання;
 ПРМ – приймальний модуль; ДК – декодер каналу. ОП – отримувач повідомлення

14.2. Переваги використання оптичних волокон в системах зв'язку

1. Широка смуга пропускання – обумовлена високою частотою несучої 1014 Гц, що забезпечує потенційну можливість передачі по одному оптичному волокну потоку інформації в кілька терабіт за секунду. Велика смуга пропускання - одне з найважливіших переваг оптичного волокна перед мідної або будь-який інший середовищем передачі інформації.

2. Мале загасання світлового сигналу у волокні. Як відомо, сучасні волокна мають згасання на рівні 0.2-0.3 дБ на кілометр на довжині хвилі 1.55 мкм. Мале загасання і невелика дисперсія дозволяють монтувати ділянки ліній без ретрансляції довжиною понад 100 км.

3. Низький рівень шумів у волоконно-оптичному кабелі дозволяє збільшити смугу пропускання за рахунок використання різноманітних способів модуляції з невеликою надмірністю кодування інформаційного сигналу.

4. Висока завадозахищеність. Оскільки волокно виготовляється з діелектричного матеріалу, воно не чутливе до електромагнітних завад, які можуть виникати з боку близько розміщених електричних кабелів і обладнання. У багатоволоконних оптичних кабелях також не виникає проблем перехресного впливу, властивого багатожильним мідним кабелям.

5. Невелика вага і об'єм. Волоконно-оптичні кабелі мають меншу вагу і об'єм у порівнянні з мідними кабелями, розрахованими на ту ж пропускну здатність. Наприклад, 900-парний телефонний кабель діаметром 75 мм на металевій основі може бути замінений на одноволоконного оптичний кабель діаметром (разом з металевією «бронєю»), меншим ніж 15 мм. Інший приклад: 300 м одноволоконного кабелю важить 2.5 кг, а такої самої довжини аналогічний коаксіальний кабель – 32 кг.

6. Висока захищеність від несанкціонованого доступу. Оскільки за межами оптичного кабелю практично відсутній поле і, як наслідок, сигнал,

який передається по кабелю, «зняти» інформацію, можна тільки порушивши цілісність волокна. При цьому системи моніторингу (неперервного контролю) цілісності оптичної лінії зв'язку (завдяки високій чутливості волокна до зовнішніх впливів) можуть миттєво відключити такий канал зв'язку і подати сигнал тривоги.

7. Гальванічна розв'язка. Ця перевага оптичного волокна впливає з його діелектричних властивостей. Волокно дозволяє уникнути так званих «земельних» петель, що виникають, коли два мережевих пристрої неізолюваної обчислювальної мережі, пов'язані мідним кабелем, мають заземлення в різних точках будови, наприклад на різних поверхах. В електричній мережі це може привести до виникнення великої різниці потенціалів, яка, в свою чергу, може пошкодити мережеве обладнання та бути небезпечним для персоналу. При використанні волоконно-оптичного кабелю таких проблем просто не існує.

8. Вибухо-пожежна безпека. Внаслідок відсутності іскроутворення оптичне волокно підвищує безпеку мереж зв'язку при обслуговуванні систем (структур), в яких використовують технологічні процеси з підвищеним ризиком.

9. Економічність. Волокно виготовляється з кварцу, основу якого складає двоокис кремнію, широко поширений в природі і який є, на відміну від міді, відносно недорогим матеріалом. Сьогодні вартість оптичного волокна і мідної пари співвідносяться як 2:5. При цьому волоконно-оптичний кабель в порівнянні з мідним кабелем дозволяє передавати сигнали без ретрансляції на значно більші відстані, що дозволяє різко скоротити кількість повторювачів на довгих лініях зв'язку.

10. Довготривалий термін експлуатації. Згодом волокно деградує. Це означає, що загасання в прокладеному кабелі зростає. Однак на сьогодні термін служби ВОК становить приблизно 25 років. За цей час може змінитися кілька поколінь стандартів приймально-передавальних систем.

11. Можливість подачі електроживлення. Саме волокно не призначене для проведення електричного струму. Однак можна використовувати змішані кабелі, де на ряду з оптичними волокнами закладається кілька мідних провідників.

Природно, що волоконно-оптичні системи також мають недоліки, до яких в основному відносять високу вартість прецизійного монтажного обладнання, лазерних джерел випромінювання і вимоги спеціального захисту оптичного волокна.

15. ПРОЕКТУВАННЯ (ПЛАНУВАННЯ) ВОЛОКОННО-ОПТИЧНОЇ ЛІНІЇ ЗВ'ЯЗКУ [21]

Змістом роботи з проектування (планування) лінії зв'язку є визначення засобів зв'язку, найбільш вигідних по вартості та ефективності при побудові лінії зв'язку і передачі повідомлень від джерела повідомлень до їх одержувача. Проектувальник повинен при цьому враховувати переваги і обмеження функціонування різних компонент ліній зв'язку та спроектувати фізичну конфігурацію системи з урахуванням конкретних умов передачі повідомлень.

При вирішенні першого з цих завдань, що стосуються якості цифрового сигналу, в першу чергу слід враховувати такі фактори, як ширина смуги пропускання системи і рівень бітових помилок (БЕР (BER)).

Наступний крок – визначення мінімальної оптичної потужності оптичного сигналу, необхідні для впевненого прийому сигналу на стороні приймача. Ці дані можна отримати з інформації, що міститься в технічній документації виробників кожного компонента.

15.1. Аналіз смуги пропускання ВОЛЗ

Продуктивність ВОЛЗ, перш за все, залежить від смуги пропускання і загасання лінії.

Локальні мережі, як правило, вимагають смуги від 20 до 600 МГц/км, тому на таких частотах можливе застосування багатомодових волокон. Системи передачі сигналів на великі відстані вимагають смугу волокна порядку 100000 МГц/км, яку можуть забезпечити тільки одномодові волокна.

Зменшення величини оптичного сигналу в робочій смузі частот на 3 дБ означає втрату половини початкової потужності.

Перетворення в системі зв'язку «електричної» смуги ΔF_e в оптичну ΔF_o або здійснення такого перетворення між будь-якими її компонентами, такими як волокно, приймач або передавач визначається за формулою:

$$\Delta F_o = 1.41 \Delta F_e. \quad (15.1)$$

Досить часто фірма, що випускає приймачі або передавачі, приводить в паспорті на ці пристрої значення часу наростання робочого імпульсу. Електрична смуга ΔF_i (МГц) для такого компонента ВОЛС зіставляється з часом t (нс) наростання імпульсу від 0.1 до 0.9 від його пікового значення як

$$\Delta F_i = 350/t. \quad (15.2)$$

Кінцева ширина електрична смуги системи визначається на основі ширини електричних смуг індивідуальних компонент за формулою:

$$\frac{1}{\Delta F^2} = \frac{1}{\Delta F_R^2} + \frac{1}{\Delta F_C^2} + \frac{1}{\Delta F_T^2}, \quad (15.3)$$

де ΔF_R , ΔF_C , ΔF_T – електричні смуги приймача, кабелю і передавача відповідно.

Для цифрових систем зв'язку розміри смуги пропускання будуть залежати від швидкості передачі даних R (біт/с) і формату кодування відповідно до формули:

$$\Delta F = R/K, \quad (15.4)$$

де $K = 1.4$ для формату без повернення до нуля (NRZ) і $K = 1.0$ для формату з поверненням до нуля (RZ).

Ширина смуги системи обмежена смугою частот компоненти з найвужчою смугою частот в лінії. Наприклад, при використанні волокна з досить широкою смугою пропускання робоча смуга частот системи може обмежуватися термінальним обладнанням. Тому при виборі термінального обладнання особливу увагу необхідно приділяти вибору приймача – його необхідно вибирати з смугою такого рівня або такий, що перевищує ширину смуги системи. Передавач і волокно повинні мати смугу в 1.5-2 рази ширше, ніж ширина смуги приймача.

Системи зв'язку, як правило, більш економічні при високих швидкостях передачі даних. Тому запас по ширині смуги дає можливість покращити пропускну здатність системи. При послідовному з'єднанні кабелів з сумарною довжиною, що перевищує 1 км, необхідно точно оцінювати оптичну смугу (МГц/км) оптичних волокон, так як приблизно співвідношення між повною шириною смуги кабелю ΔF_C і шириною смуги відрізка волокна довжиною 1 км ΔF_f таке:

$$\Delta F_f = \Delta F_C L^x, \quad (15.5)$$

де L – довжина кабелю в кілометрах, $x=1.0$ для відрізків довжиною 1 км і менше, $x = 0.75$ для відрізків довжиною понад 1 км.

15.2. Втрати і обмеження в лініях зв'язку

Як зазначалося вище, проектування (планування) ліній зв'язку передбачає вирішення таких двох завдань:

- Розрахунок втрат оптичної потужності, що відбуваються між джерелом світла та фотодетектором;
- Визначення обмежень, пов'язаних з смугами пропускання передавача, волокна, приймача і впливають на здатність системи передавати сигнал. Втрати оптичної потужності визначають, як відомо, в дБ/км:

$$\partial B = 10 \lg \left(\frac{P_0}{P_1} \right). \quad (15.6)$$

Втрати в 3 дБ відповідають втратам половини потужності, 10 дБ – тільки 0.1 потужності доходить до приймача. Як правило, ВОЛЗ здатні функціонувати при прийомі 0.001 потужності від джерела, розміщеному на іншому кінці лінії (тобто втрати потужності складають величину порядку 30 дБ).

Втрати потужності при передачі:

- при введенні світла в волокно (втрати на інжекцію);
- загасання в оптичному волокні;
- в точках з'єднання коннекторами;
- на нероз'ємних з'єднаннях: на зварних стиках, в муфтах. Лінія, як правило, складається з декількох частин, довжиною рівній будівельної довжині (~ 6 км).

Сума втрат в кожній індивідуальній компоненті між передавачем і приймачем є бюджетом потужності оптичної лінії (рис. 15.1, табл. 15.1).

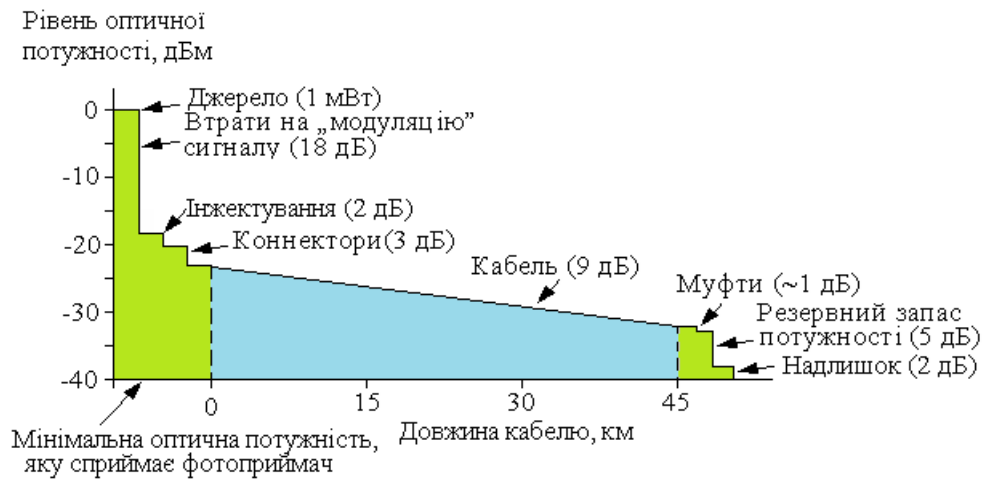


Рис. 15.1

Відзначимо, що частина потужності повинна бути зарезервована на створення відповідного відношення сигнал/шум (втрати на модуляцію) ~ 18 дБ.

Таблиця 15.1

Характеристики потужності	Реальна потужність	Рівень оптичної потужності
Мінімальна оптична потужність, необхідна для роботи фотоприймача	0.1 мкВт	-40 дБм
Оптична потужність на виході джерела	1 мВт	0 дБм
Повний робочий бюджет		40 дБ
Відношення сигн./шум по напрузі, необхідне для роботи ФП -36 дБ. Еквівалентне співвідношення по оптичній потужності		18 дБ
Залишкова оптична потужність лінії		22 дБ
Втрати потужності у лінії: Кабель 9 дБ Конектори 3 дБ Нероз'ємні з'єднання 1 дБ Інжекція 2 дБ		15 дБ
Резерв потужності		5 дБ
Залишок бюджету		2 дБ

Як правило, для компонент ВОЛЗ можна вказати точні значення втрат, тому виробники, зазвичай, призводять діапазони їх значень або значення найбільших втрат. Крім цього, необхідно враховувати залежність відповідних параметрів компонент ВОЛЗ від температури. Необхідно також враховувати певний запас потужності для майбутніх ремонтів, установки муфт у системі, а також запас на часову деградацію джерела випромінювання. Наприклад, на ремонт і старіння емітера відводиться в більшості випадків від 3 до 6 дБ.

Втрати при введенні випромінювання в волокно. Рівень оптичної потужності, що вводиться в волокно, залежить від фізичних параметрів джерела і волокна. Очевидно, що чим більше діаметр волокна, тим більше здатність волокна до прийому світла. Однак слід пам'ятати, що волокна з великим діаметром серцевини мають деякі обмеження на смугу пропускання.

Іншою характеристикою, що відповідає за ефективність введення випромінювання, є, як відомо, числова апертура NA .

Для врахування впливу NA і діаметру сердцевини вводять характеристику, що отримала назву коефіцієнта оптичної абсорбції, який можна розглядати як міру ефективності волокна введення і передачі оптичної потужності.

У таблиці 15.2 наведені типові значення коефіцієнта оптичної абсорбції для різних NA і діаметрів ядра.

Таблиця 15.2

Діаметр серцевини	Числова апертура	Коефіцієнт оптичної абсорбції	
		Відносний*	Співвідношення в дБ
200	0.27	3.5	+5.4
100	0.29	1.0	+0.0
62.5	0.275	0.35	-4.54
50	0.2	0.12	-9.25

* Значення нормалізовано відносно короткого відрізка волокна з ядром 100 мкм

16. СИСТЕМИ ПЕРЕДАВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ [21-24]

У сучасних мережах і лініях зв'язку серед різноманітних типів послуг основний тип – це телефонні послуги. Як відомо, телефонний канал займає смугу близько 4 кГц. Однак в аналоговому вигляді він передається тільки від абонента до АТС і назад. По лініях, що з'єднують АТС міськими, зонними, магістральними каналами повідомлення (в ідеалі) передаються в цифровому вигляді. Після перетворення завдяки ІКМ аналоговий сигнал перетвориться в потік бітів зі швидкістю передачі 64 кбіт/с. Канал, в якому передається такий потік, отримав назву "Основного цифрового каналу" (ОЦК) або (DS0) за міжнародною класифікацією.

Формування групових цифрових сигналів, призначених для передачі по лінії зв'язку, здійснюється методом лінійного кодування. Для цього використовують ряд двійкових кодів, основні з яких такі: 1b2b, ADI, AMI, B3Z9, B6Z9, B6ZS, B8ZS, CMI, HDB2, HDB3, mBnB, NRZ, RZ, Miller code.

На сьогодні найбільш вживані коди в електричних системах зв'язку: HDB3 та AMI.

Відповідно до норм ІТУ-Т і ГОСТ на таких лініях зв'язку в європейських країнах і країнах Латинської Америки передається 30 (основних) каналів DS0. Крім того, в груповому лінійному потоці додатково передаються ще два додаткових канали сигналізації та управління. Таким чином, кількість переданих каналів рівне 32. Добуток кількості каналів (32) на швидкість каналу DS0 (64 кбіт/с) дає швидкість передачі групового цифрового потоку, яка дорівнює 2048 кбіт/с (2.048 Мбіт/с). У США і Канаді аналогічний канал має швидкість +1544 кбіт/с (24 канали DS0). Якщо початковий цифровий канал (64 кбіт/с) отримав назву (ОЦК), то груповий канал зі швидкістю 2048 (1544) кбіт/с називають первинним цифровим каналом (ПЦК або DS1).

Очевидно, що кількість телефонних каналів, що складає 30 (24), особливо при передачі зонними, а тим більше магістральними лініями зв'язку недостатньо. Тому міжнародними угодами було встановлено, що швидкість передачі ПЦК і кожного каналу такого порядку може бути збільшена за допомогою мультиплексування з коефіцієнтом, кратним 4. Якщо використовувати, наприклад, метод часового мультиплексування з новою більш високою (в 4*m* рази) тактовою частотою, отримаємо ряд швидкостей передачі інформації: 2048, 8448, 34368, 139264, 564992 кбіт/с. Відзначимо, що значення цих швидкостей не точно кратні 4. Це пояснюється тим, що для ідентифікації груп, каналів (або блоків, пакетів) вводяться додаткові біти, що порушують зазначену вище кратність. Разом з тим за кількістю основних цифрових каналів кратність зберігається чітко: 30, 120, 480, 1920, 7680. Перераховані швидкості створюють ієрархічний ряд або цифрову ієрархію. Для країн Європи та Латинської Америки кожна цифрова ієрархія отримала своє позначення:

- первинна цифрова ієрархія – ПЦІ (2048 кбіт/с) - E1;
- вторинна цифрова ієрархія – ВЦІ (8448 кбіт/с) - E2;
- третинна цифрова ієрархія – ТЦІ (34368 кбіт/с) - E3;
- четвертина цифрова ієрархія – ЧЦІ (139264 кбіт/с) - E4;

- п'ятирівнева цифрова ієрархія – ПТЦІ (564992 кбіт/с) - E5.

Зауважимо, що в перерахованих ієрархіях швидкостей передачі тактові частоти сусідніх рівнів, а тим більш віддалених, не обов'язково повинні бути синхронізовані. Крім цього, можуть не збігатися частоти мультиплексованих каналів. Разом з тим, вони дуже близькі за значеннями і можуть входити в смугу захоплення каналу синхронізації, тобто вони «майже» синхронні. Такі системи отримали назву плезіохронних (плезі – майже) цифрових систем передачі, а відповідна цифрова ієрархія – плезіохронна цифрова ієрархія (ПЦІ або PDH).

Вище перераховані системи ПЦІ були спочатку розроблені для ліній зв'язку, в яких середовищем поширення групових сигналів були або електричний (металевий) коаксіальний кабель, або радіорелейні лінії. Для таких ліній передачі була розроблена відповідна апаратура для ієрархій E1-E4. Для таких ліній внаслідок невеликої смуги пропускання і великого загасання в кабелях довжина регенераційної ділянки для E1-E2 не перевищувала 5 км, а для E4 – 1.5-2 км. Такі лінії були дуже дорогими і широкого поширення не отримали, не кажучи вже про лінії зв'язку типу E5, де довжина регенераційної ділянки менше 1.5 км. Додамо, що це не єдина причина, завдяки якій лінії ієрархії E4-E5 не набули широкого поширення. Інша не менш важлива причина пов'язана з особливостями плезіохронної системи передачі. Відсутність жорсткої синхронізації тактових частот різних рівнів E1-E5, а також додавання або відбір вставок (стаффінг) у вигляді додаткових бітів в відповідний код для вирівнювання кодових комбінацій призводить до неможливості виділення каналу DS0 або DS1 з потоку на довільному проміжному пункті зонного, або магістральної лінії, вищого рівня (наприклад, рівня E3 або E4) без повного демультіплексування групового потоку. Якщо для рівня E2 це завдання нескладне і вартість виконання цього завдання апаратурою збільшується несуттєво, то для рівня E3 вартість аналогічних пристроїв зростає істотно, для рівнів E4-E5 в зв'язку з необхідністю різкого підвищення швидкості електронних пристроїв ця вартість зростає до непомірних величин.

Таким чином, застосування оптичного волокна як носія, а світла як основи інформаційного сигналу дозволило значно збільшити довжину регенераційних ділянок. Для E1-E2 така довжина становить величину до 200 км, для E3-E4 – близько 100 км. Завдяки цьому вартість плезіохронних систем передачі істотно знизилася.

Природно, що при проектуванні (плануванні) систем з ВОЛЗ необхідно враховувати особливості, що виникають внаслідок специфічності фізичних процесів, що відбуваються у волокні. Одна з таких особливостей пов'язана з вибором лінійного двійкового коду.

Відзначимо, що код, як правило, HDB3, що надходить на вхід електричної апаратури ВОЛЗ, стиковий.

На рисунку 16.1 приведена узагальнена структурна схема однопрогоною (тобто без проміжних пунктів) ВОЛЗ з передачею сигналу в одну сторону.

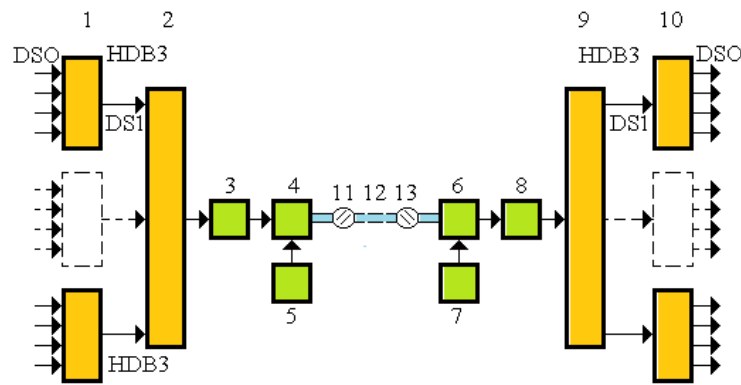


Рис. 16.1. Узагальнена структурна схема однопрогонової ВОЛЗ

1 – електронні мультиплексори основних інформаційних потоків рівня DS0 в інформаційний потік рівня DS1 в коді HDB3; 2 – електронний мультиплексор і перетворювач коду HDB3 в лінійний код; 3 – блок узгодження (накачування) випромінювача 4 з виходом пристрою перетворення коду 2; 4 – випромінювач; 5 – блок стабілізації оптичної потужності і температури випромінювача; 6 – ФП; 7 – джерело електричної напруги зсуву для ФП; 8 – широкосмуговий підсилювач електричного сигналу; 9 – перетворювач лінійного коду в коді рівня DS1 і демультимплексор; 10 – демультимплексори сигналів в коді рівня DS1 в сигнали рівня DS0; 11,13 – оптичні розніми; 12 – оптичний кабель

Найбільш поширені лінійні коди (рис. 16.2) [22]

I. Код NRZ (Non Return to Zero, рис. 16.2 а)

Створення коду дуже просте «1» кодується як «1», «0» кодується як «0». Код NRZ може бути використаний в ВОСП, але практично не використовується в електричних лініях зв'язку.

Особливості та недоліки:

- Постійна складова, обумовлена ймовірністю появи «1». Завдяки цьому крім передачі сигналів подається напруга живлення. На виході ланцюга поділяють за допомогою трансформатора.

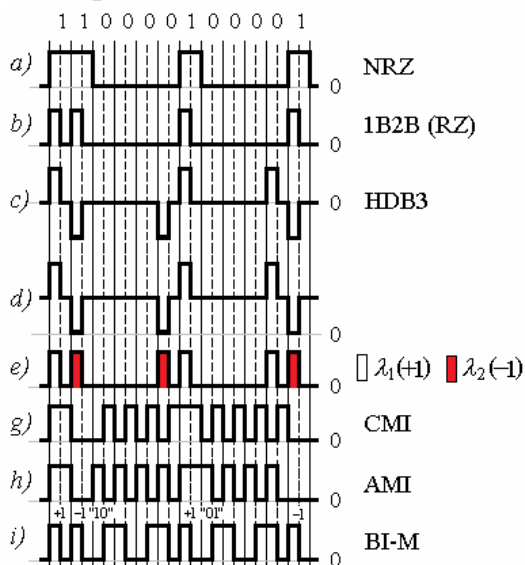


Рис. 16.2

- Можливий збій синхронізації по «0» при великій кількості таких безперервно «0» (лінія мовчить). Аналогічно можливий збій синхронізації за рівнем «1».

II. Код mBnB код з надмірністю.

Код типу 1B2B (RZ - Return to Zero, рис. 16.2 b). «1» кодується послідовністю «10», «0» кодується за допомогою послідовності «00». Код може бути використаний в ВОСП при відносно малих швидкостях передачі (до 140 Мбіт/с).

Особливості та недоліки:

1. Знімається збій по синхронізації за рівнем «1».

2. Удвічі підвищуються вимоги до швидкості передачі.

III. Код HDB3 (High Density Bipolar of order 3, рис. 16.2 с).

Код HDB3 один з найбільш використовуваних в провідних лініях зв'язку зі швидкістю передачі до 34 Мбіт/с. Застосовується відповідно до рекомендацій ITU-T G.703 ієрархій ПЦІ Е1, Е2 і Е3. Одиниці двійкової послідовності передаються імпульсами, полярність яких змінюється на протилежну при передачі кожної наступної одиниці (або нуля), тобто одиниці передаються чергуванням «+1», «-1». Нуль передається нулем. Однак при передачі послідовності з «0», кількість яких більше ніж 3 передається одиночний імпульс тієї ж полярності, що і попередня одиниця. Як наслідок:

1. Знімається збій по синхронізації як за рівнем «0», так і за рівнем «1».

2. Цей код не містить постійної складової. Таким чином середній рівень сигналу близький до нуля, що задовольняє вимогам, що висуваються при виборі коду для електричної лінії передачі.

3. Однак на відміну від електричного кабелю, по якому можна передавати імпульси струму як позитивної, так і негативної полярності, через оптичне волокно можна передавати оптичні імпульси, які не мають негативних значень. Тому такий код є стиковим для електричної апаратури ВОСП і не може бути безпосередньо використаний в ВОСП, внаслідок його біполярності.

IV. при передачі двополярного коду HDB3 через оптичне волокно за допомогою імпульсів оптичного випромінювання на одній довжині хвилі ці коди перетворюються в однополярні з постійною складовою. Послідовність імпульсів типу коду **HDB3** може бути реалізована при піднятті нульового сигналу до певного рівня (рис. 16.2 d).

Застосування такого перетвореного коду в лініях ВОЛЗ недоцільно з таких причин:

1. Потужність сусідніх імпульсів типу «11» в два рази менше за максимальну потужність, випромінюваної оптичним джерелом. Це еквівалентно втратам потужності в два рази (3 дБ);

2. Наявність постійної складової вимагає стабілізації робочої точки на ват-амперній характеристиці лазера, що ускладнює конструкцію передавального оптичного модуля;

3. Залежність величини P_0 від статистики кодових модуляцій призводить до виникнення паразитної змінної складової, яка в результаті також знижує енергетичний потенціал лінії;

4. Наявність постійної складової еквівалентно деякій фоновій засвітці. Як наслідок, з'являється додатковий шум у фотоприймачі при прийомі такого сигналу. Таким чином, зменшується відношення сигнал/шум; різні рівні сусідніх імпульсів призводять до різного відношенню сигнал-шум в сусідніх тайм-слотах.

V. Одним з розв'язків цієї проблеми є застосування для кодування випромінювання двох довжин хвиль (рис. 16.2 e). Позитивні імпульси кодуються як імпульси з довжиною хвилі λ_1 , негативні – як імпульси з довжиною хвилі λ_2 . Такий спосіб передачі імпульсів протилежної полярності можна назвати хвильовим кодуванням.

VI. В сучасних ВОЛЗ, призначених для передачі інформації для ПЦІ Е1-Е3, використовують перетворення коду HDB3 в інший, більш вигідний для застосування в оптичних системах. Найбільш часто це лінійні коди СМІ (Coded Mark Inversion) (рис. 16.2 f), або АМІ (Alternate Mark Inversion) (рис. 16.2 g), оптимізовані для оптичного тракту.

Недолік, той самий, що і у попередніх – застосування таких кодів вимагає дворазового збільшення тактової частоти і смуги частот.

У більш швидкісних системах типу ПЦІ Е4 застосовують коди 5В6В, 10В1Р1R і ін.

VII. У локальних і бортових обчислювальних системах досить часто зустрічаються так звані коди Манчестера - біімпульсний ВІ-Л і біфазний ВІ-М. У біфазному коді (рис. 16.2 і) при передачі «1» зберігається послідовність чергування імпульсів «0» і «1», тоді як при передачі «0» порядок їх чергування змінюється на зворотний.

16.1. Системи зв'язку плезіохронної цифрової ієрархії [21-24]

16.1.1. Системи зв'язку для ліній зв'язку первинної цифрової ієрархії Е1

Системи передачі даних цифрової ієрархії Е1 – це, як правило, системи місцевої, об'єктної зв'язки, відводи від зональних або магістральних систем в невеликі населені пункти або об'єкти, що знаходяться в зоні лінії на значній відстані (100-150 км).

«Вітчизняне» обладнання – обладнання, розроблене в колишньому Радянському союзі, які в даний час виготовляється в Росії і Україні (частково або повністю).

Один з представників такого обладнання – лінійний оптичний термінал ЛОТ-1Ц1, структурна схема якого наведена на рисунку 16.3.

Особливою рисою цього обладнання є наявність блоку контролю параметрів 4, що дозволяє контролювати:

- вихідну оптичну потужність на виході оптичного роз'єму (мкВт);
- вхідну оптичну потужність, що приходить на фотоприймач (нВт);
- струм накачування лазера (мА);
- напруга живлення всього терміналу (60 В).

Рис. 16.3. Структурна схема лінійного оптичного терміналу ЛОТ-1Ц1:

1,7 – апаратура групового каналостворення «КЕДР»; 2 – блок перетворення цифрового потоку формату DS1 – HDB3 в електричний сигнал в біфазному коді або СМІ; 3 – оптичний модуль передавання; 4 – блок контролю параметрів передаючого і приймаючого модулів; 5 – приймаючий оптичний модуль; 6 – блок перетворення лінійного коду у код HDB3

Контроль здійснюється візуально за допомогою цифрового табло, розміщеного на передній панелі блоку 4.

ЛОТ-1Ц1 має характеристики, наведені в таблиці 16.1.

Таблиця 16.1

Характеристика	Значення
Робоча довжина хвилі	1.3 або 1.55 мкм
Рівень оптичної потужності на виході оптичного модуля	0 ± 1 дБм
Мінімальний рівень оптичного сигналу на вході оптичного приймального модуля при коефіцієнті помилок $K_{\text{пом}} \leq 10^{-9}$	-5 дБм
Швидкість передачі	2048 кбіт/с
Лінійний код	СМ1
Код на електричних стиках	HDB3 (або АМІ)
Напруга живлення	-60 ± 12 В

Виготовляється також оптичний термінал ЛОТ-2Ц, призначений для передачі двох цифрових потоків зі швидкостями 2048 кбіт/с по одному оптичному волокну на двох довжинах хвиль 1.3 і 1.55 мкм. Оптичний кабель в ЛОТ-1Ц1 і ЛОТ-2Ц приєднується оптичними шнурами типу «пачкорд» за допомогою оптичних роз'ємів FC.

АТ НПП Ротек (Росія) виготовляє обладнання Т-31, призначене для передачі потоків типу DS1 зі швидкістю 2048 кбіт/с. Характеристики обладнання наведені в таблиці 16.2.

Таблиця 16.2

Характеристика	Значення
Робоча довжина хвилі	1.3 мкм
Носії	Одномодове волокно
Мінімальний рівень оптичного сигналу на вході оптичного приймального модуля при коефіцієнті помилок $K_{\text{пом}} \leq 10^{-9}$	-42 дБм
Швидкість передачі	2048 кбіт/с
Тип оптичного роз'єму	FC
Код на електричних стиках	Задовільняє реком. ITU-T G. 703
Напруга живлення	
Перший варіант (постійна напруга)	-43 – -72 В, або -21 – -27 В
Другий варіант (змінна напруга)	220В ± 10 %, 50 ± 5 %

Устаткування типу ЛОТ і Т-31 зібрано на сучасній елементній базі з використанням сучасних електронних і квантово-оптичних елементів.

16.1.2. Системи зв'язку для ліній зв'язку вторинної цифрової ієрархії E2

У Радянському Союзі була розроблена і виготовлялася апаратура ВОСП «Соната-2», призначена для використання в міських мережах як лінії, що з'єднують вузли зв'язку. Ця апаратура дозволяє по одній парі оптичних волокон (багатомодових) передавати в обидві сторони 120 телефонних каналів в цифровому форматі зі швидкістю 8448 кбіт/с.

На рисунку 16.4 представлена узагальнена структурна схема системи зв'язку «Соната-2».

Блок аналого-цифрового устаткування 1 складається з 4-х комірок, кожна з яких бере чотири первинних цифрових потоки DS0 (64 кбіт/с, 30 телефонних каналів) і формує один інформаційний потік в двійковому коді рівня DS1-HDB3. Далі чотири таких потоки надходять на вхід мультиплексора 2, який формує потік рівня DS2 в тому ж коді HDB3. Потім цей потік надходить на вхід СОЛСТ-0-2. У блоці 3 (СОЛСТ-0-2) він надходить у комірку ПК, завдання якої – перетворення двійкового цифрового потоку DS2 з кодом HDB3 в лінійний код СМ1. З виходу ПК електричний сигнал в коді СМ1 подається на вхід передавального оптичного модуля (ПОМ), що перетворює його в оптичний цифровий потік в тому ж коді СМ1. Оптичний потік за допомогою оптичного роз'єму вводиться в оптичний кабель. До складу блоку СОЛСТ-0-2, крім зазначених комірок, входять також пристрої, що виконують такі функції: контроль лінійного обладнання стійки, контроль лінійного тракту, службовий зв'язок.

Додамо, що для з'єднувальних ліній міських телефонних мереж, крім обладнання «Соната-2», виготовлялося аналогічне обладнання ІКМ-120-5, що забезпечує передачу 120 каналів зі швидкістю 8448 кбіт/с по оптичному кабелю. Апаратура випускалася в двох варіантах КЛТ-26 з робочою довжиною хвилі 0.85 мкм і КЛТ-24 з робочою довжиною хвилі 1.3 мкм.

В даний час ці системи застаріли, хоча ще використовуються.

Сьогодні в Росії виготовляються сучасні системи передачі по одномодовому волокну сигналів вторинної плезіохронної ієрархії E2: ОЛП-025 («Моріон», м. Перм) і Т-41 (АТ НПП Ротек).

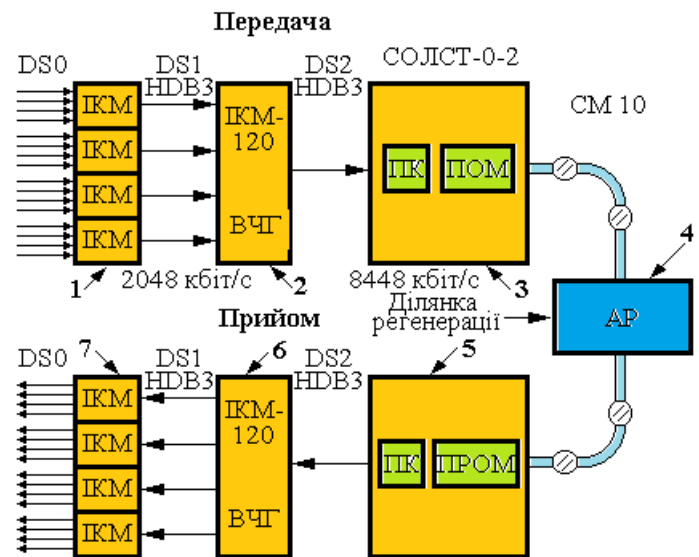
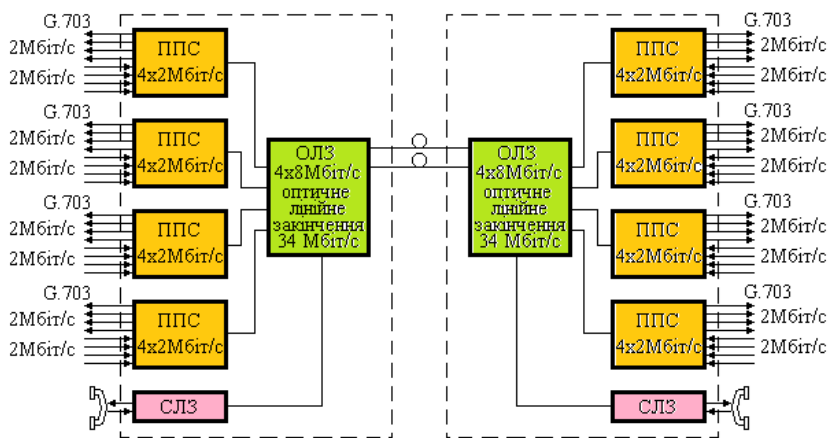


Рис. 16.4. Структурна схема системи зв'язку «Соната-2»:

1,7 – блоки аналого-цифрового обладнання ІКМ-30; 2 – мультиплексор, або блок вторинного часового групоутворення (ВЧГ); 6 – демultipлексор; 3,5 – кінцеве обладнання СОЛСТ-0-2; 4 – стійка проміжного лінійного світловодного тракту

16.1.3. Системи зв'язку для ліній зв'язку третинної цифрової ієрархії ЕЗ

Компанія АТ НПП Ротек (Москва) виготовляє апаратуру Т-51 і Т-316. Т-51 призначена для передачі по багатомодовому або одномодовому кабелю цифрового потоку ЕЗ. Модель Т-316 дозволяє тим самим кабелем передавати



від 1 до 16 потоків DS1 (2.048 Мбіт/с).

На риунку 16.5 представлена структурна схема системи зв'язку Т-316. Апаратура моделі Т-316 містить такі блоки: 4 мультиплектора ППС, кожен з яких з чотирьох вхідних потоків DS1 (Е1) формує один потік Е2 на

Рис. 16.5. Структурна схема

Системи зв'язку Т-316:

ПМ – плата мультиплектора 4x2 Мбіт/с; ОЛО – плата мультиплектора 4x8 Мбіт/с і оптичного лінійного закінчення 34 Мбіт/с; СЛЗ – плата службового зв'язку

передачу і виконує зворотне перетворення на прийомі. Далі 4 потоки Е2 надходять на входи блоку ОЛО. Цей блок складається з мультиплектора, що формує з чотирьох потоків Е2 один

цифровий потік 34 Мбіт/с і пристрою оптичного лінійного закінчення, що здійснює на передачі, перетворення електричного сигналу цифрового потоку ЕЗ в код HDB3 в лінійний код. Після цього електричний сигнал перетвориться в оптичний. На прийомі відповідні блоки виконують зворотні операції. Блок СЛЗ призначений для організації службового зв'язку.

АТ НПП Ротек, крім моделі Т-316, виготовляє варіант Т-316 (21Е1). Це обладнання призначене для передачі по ВОЛЗ цифрового двійкового потоку зі швидкістю 51.84 Мбіт/с. Така швидкість – результат мультиплексування 21-го потоку первинної ієрархії Е1. Системи зі швидкістю передачі 51.84 Мбіт/с позначаються як STM0. До складу обладнання входять система контролю стану лінії, два телефонних канали службового зв'язку і канал RS-232 для контролю і управління віддаленим обладнанням (можливо управління по ЛОС через інтерфейс ETHERNET).

Крім перерахованого обладнання, ВАТ "Моріон" виготовляється третинне групоутворення з оптичним інтерфейсами і сервісними каналами ОТЛС-31. Це обладнання має те ж саме призначення, що і обладнання АТ НПП Ротек,

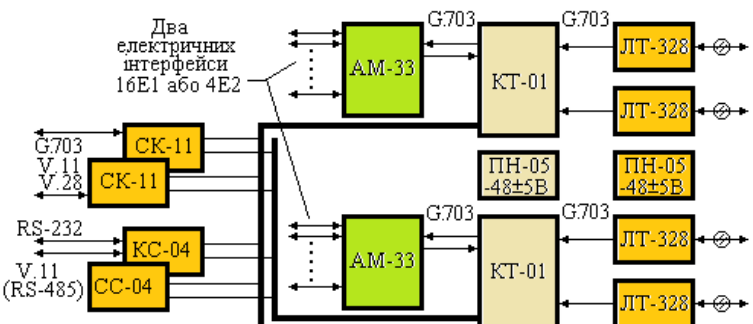


Рис. 16.6

а саме: для створення міжстанційного зв'язку, а також для внутрішньозонового та міжрайонного зв'язку по оптичному кабелю. Устаткування дозволяє

об'єднувати 16 цифрових потоків E1 або 4 потоку E2 в один цифровий потік E3.

Структурна схема ОЛТС-31 зображена на рисунку 16.6.

На кожній стороні лінії зв'язку обладнання в лінійному оптичному тракті має дві плати оптичного інтерфейсу ЛТ (передача і прийом) з електричним інтерфейсом відповідно до G.703

ITU-T і оптичним інтерфейсом (роз'єм FC) з лінійним кодом NRZ зі скремблюванням, завдяки чому швидкість передачі по лінії зростає до 35.84 Мбіт/с. Електричні входи (інтерфейси) плат ЛТ через плату КТ (пристрій резервування) підключені до плати групоутворення АМ, яка є мультиплексором при передачі і демультимплексором при прийомі 16E1 або 4E2.

Плата КТ (пристрій резервування) призначена для вставки (стаффінгу) або виділення в лінійний сигнал (або з лінійного сигналу) додаткових каналів за рахунок збільшення стандартної третинної швидкості 34.368 Мбіт/с до 35.84 Мбіт/с.

Плати СК, КС і СС за допомогою зазначених вище додаткових каналів взаємодіють з пристроєм КТ через дві 2М-шини.

Блок КС укомплектований інтерфейсами RS-232 і RS-485, перший з яких призначений для підключення персонального комп'ютера для контролю за станом блоку і відповідними віддаленими блоками. Крім цього, додаткові канали використовуються для організації службового зв'язку (блок СЗ).

В останні роки в мережах зв'язку в тому числі і в міських мережах широкого поширення знаходить закордонне обладнання плезіохронної цифрової ієрархії, особливо для рівнів E2, E3 і E4. Досить швидко впроваджується компактне мультиплексне і лінійне оптичне обладнання PLE2-140 компанії PHILIPS. Це обладнання має орієнтовану на користувача конфігурацію структурної схеми з невеликою кількістю блоків. Крім основних модулів мультиплексування, перетворення стикових кодів в лінійний і лінійних оптичних модулів, до складу обладнання входять пристрої, що виконують функції контролю і управління мережею без переривання зв'язку, пристрої службового зв'язку і кілька сервісних каналів з різними швидкостями передачі. Устаткування дозволяє здійснювати передачу по оптичному кабелю інформаційних потоків зі швидкістю 2.048 Мбіт/с, 34.368 Мбіт/с і 140 Мбіт/с. Для цього призначені блоки з однаковими з'єднувачами, завдяки чому вони взаємозамінні. В обладнанні також передбачені лінійні оптичні закінчення з малопотужними або потужними напівпровідниковими лазерами в передавальних модулях, високоефективними фотодіодами в приймальних модулях, з'єднаних оптичними з'єднувачами FC/PC. Компанія PHILIPS виготовляє також обладнання LS34s/CXOF, що представляє собою модульну систему для швидкості передачі 34.368 Мбіт/с для симетричних і оптичних кабелів. Це обладнання призначене для передачі сигналів третинної цифрової ієрархії E3 і може бути використано для місцевих і магістральних мереж. До складу обладнання входять пристрої для локалізації та аналізу пошкоджень за допомогою персонального комп'ютера, а також блок службового зв'язку.

Таблиця 16.3

	Тип апаратури					
	T-316	T-316 21E1	ОТЛС-31	PLE2-140	LS34S/140	STARMUX3 4F
Коефіцієнт помилок на виході тракту максимальної довжини	10^{-8}	10^{-8}	10^{-10}	10^{-10}	10^{-10}	10^{-10}

Аналогічне за призначенням і технічними характеристиками обладнання виготовляє фірма LGIC (Південна Корея) – кінцевий пристрій ВОЛЗ STARMUX-34F. Це обладнання дозволяє передавати по оптичному кабелю оптичні інформаційні потоки зі швидкістю 8.448 Мбіт/с або 34.368 Мбіт/с. До складу обладнання входять пристрої місцевого і віддаленого контролю, управління і діагностики роботи системи.

Характеристики розглянутих систем дуже схожі, однак є і суттєві відмінності, наприклад, за коефіцієнтом помилок на виході тракту максимальної довжини.

16.1.4. Системи зв'язку цифрової плезіохронної ієрархії E4

Для передавання інформаційного потоку цифрової плезіохронної ієрархії E4 в СРСР вироблялася апаратура «Сопка-4». Більш сучасну апаратуру STM-1 виробляє ОАО «Моріон» для передавання тієї ж самої кількості каналів (1920) по оптичному волокну зі швидкістю 155.52 Мбіт/с.

Серед зарубіжних компаній треба назвати компанію PHILIPS, яка згадувалася при опису апаратури рівня E3. Це варіант тієї самої апаратури PLE2-140, призначений для передавання інформації зі швидкістю 140 Мбіт/с по одномодовому волокну.

16.2. Системи і обладнання синхронної цифрової ієрархії [21-24]

16.2.1. Синхронна цифрова ієрархія та мережі

Недоліки плезіохронних систем передавання та прогрес у технологіях волоконно-оптичних систем, які мають у порівнянні з електричними кабельними системами практично необмежену смугу пропускання та інші переваги ВОСП, стимулювали розробку та впровадження нових цифрових систем передавання інформації. Цьому також сприяла актуальність проблеми створення глобальної інтегрованої інформаційної мережі. Ці проблеми неможливо було вирішити на основі систем передавання плезіохронної ієрархії (ПЦІ або PDH). Тому в лютому 1988 р. на засіданні комісії МККТТ (зараз ІТУ-Т) у Південній Кореї (Сеул) було підписано угоду про прийняття нового стандарту Синхронної Цифрової Ієрархії (СЦІ, або SDH) та єдиної глобальної оптичної мережі. Цей стандарт, узгоджений і прийнятий у Мельбурні (Австралія) в листопаді 1988 р. На основі SDH у різних країнах були розроблені системи передавання. У США і Канаді це система SONET

(Синхронна Оптична Мережа – Synchronous Optical Network), у Європі – SDH (Synchronous Digital Hierarchy). При прийнятті нового стандарту цифрового зв'язку – SDH – однією з вимог до нової системи було забезпечення сумісності з системами PDH. Це мало відношення, насамперед, до цифрового потоку рівня E4 PDH (140 Мбіт/с). Для розв'язку цієї задачі в цифровий потік E4 була введена надлишковість у вигляді додаткових бітів. Внаслідок цього швидкість передавання нового рівня підвищилася до 155.52 Мбіт/с. Така швидкість відповідає основному формату синхронного сигналу, який отримав назву синхронного транспортного модуля – STM-1. Враховуючи вимоги сумісності SDH-систем з мережами PDH, у США і Канаді було прийняте рішення перетворити американський стандарт PDH для швидкості 44.736 Мбіт/с у швидкість 51.84 Мбіт/с (це перший рівень SDH для США). Завдяки цьому за допомогою мультиплексування такого потоку з коефіцієнтом 3 досягається сумісність з Європейським транспортним модулем STM-1 ($51.84 \times 3 = 155.52$). Нова американська синхронна система отримала назву SONET/SDH. У результаті міжнародних угод були встановлені швидкості передавання у вигляді синхронної цифрової ієрархії (СЦІ – SDH), що регламентуються рекомендаціями ІТУ-Т (МККТТ) – G.707, структура сигналу в інтерфейсі мереженого вузлу – G.708, структура синхронного групоутворення – G.709. Так була прийнята така градація швидкостей для ієрархії синхронних сигналів:

- STM-1 – 155.52 Мбіт/с;
- STM-4 – 622.08 Мбіт/с;
- STM-16 – 2488.32 Мбіт/с (2.488 Гбіт/с);
- STM-64 – 9.953 Гбіт/с;
- у перспективі STM-256 – 39813.12 Мбіт/с (39.813 Гбіт/с);

Зауважимо, що за винятком STM-1, швидкість STM-4, STM-16 і т.д. використовується лише у волоконно-оптичних системах передавання.

На відміну від плезіохронних у мережах синхронної цифрової ієрархії використовують центральний опорний генератор синхрочастоти (таймер). Внаслідок цього в SDH середня частота всіх місцевих задаючих генераторів синхронна з точністю не гірше 10^{-9} . Жорстка синхронізація на всіх рівнях SDH дає можливість введення ідентифікаційних бітів, що дозволяє отримати низку переваг синхронних мереж. Основні переваги синхронних мереж такі:

1. Можливість виділення із загального групового потоку високого рівня ієрархії потоків більш низького рівня аж до потоків E1 без повного демультимплексування (або, навпаки, введення такого потоку в груповий потік);
2. Спрощення загальної структурної схеми обладнання SDH завдяки тому, що всі функції введення-виведення виконує один мультиплексор, в тому числі він може вивести (ввести) цифровий потік E1 PDH з потоку (фрейму) STM-1;
3. Можливість виведення (або введення) цифрових потоків будь-якого рівня з групового потоку більш високого рівня дозволяє здійснювати оперативне перемикання цифрових трактів у мережах, робити їх більш гнучкими в плані щодо їх конфігурації;

4. Швидкість передавання сигналів на стиках мережених вузлів збігається в системах SDH із лінійними швидкостями, завдяки чому відпадає необхідність використання додаткового перетворювача стикового коду в лінійний.

Гнучкість мереж SDH, використання їх сумісно з волоконно-оптичними системами, що мають дуже велику ширину смуги пропускання та високу швидкодію квантово-електронних модулів, дозволяє здійснити автоматичну комутацію цифрових потоків, а також комп'ютерне дистанційне мережею з одного центру. При цьому процес реконфігурації мережі займає час близько однієї декількох секунд.

Вищеперелічені переваги систем SDH на основі ВОСП дозволяє оптимально використовувати ємність каналів, здійснювати оперативну комутацію цифрових потоків і резервних ліній.

16.2.2. Основні сигнали SONET і SDH

Базова швидкість передавання – STS-1 – 51.84 Мбіт/с – синхронний транспортний сигнал 1-го рівня. Подальші рівні сигналів STS-N утворюються в результаті байт-інтерлівінга, N фреймів STS-1 простим мультиплексуванням утворюють сигнал STS-N, без додаткових заголовків. Внаслідок цього швидкість передавання такого сигналу – $N \times 51.84$ Мбіт/с.

Аналогічно утворюються сигнали більш високого рівня для систем SDH. Базова швидкість передавання – синхронний транспортний модуль STM-1 – 155.52 Мбіт/с. Відповідно швидкість передавання транспортного модуля STM-N – $N \times 155.52$ Мбіт/с. На сьогодні лише STM-1, STM-4, STM-16, STM-64 і STM-256 визначені стандартами ITU-T.

Як в SONET так і в SDH швидкість передавання фреймів складає 8000 фреймів/с, що відповідає періоду повторення фреймів 125 мкс.

Додатково 1. Швидкість передавання STS-3 відповідає швидкості передавання STM-1.

Додатково 2. Різниця між SONET і SDH полягає не тільки в базових швидкостях передавання, але і в характері використання заголовків.

Додатково 3. SONET – синхронна оптична мережа не означає, що можуть використовуватися лише оптичні канали. Наприклад, можуть бути використані радіорелейні канали зв'язку.

16.2.3. Структура синхронних сигналів

Технології SONET і SDH базуються на синхронному сигналі, який складається з 8-бітних полів – байтів, що організовані в структуру фрейма.

Фрейм може бути представлений у вигляді матриці з N рядків та M стовпчиків, де кожна комірка матриці містить один байт. Верхній лівий кут матриці, відповідаючої фрейму містить ідентифікаційний маркер, який вказує на початок фрейму.

16.2.3.1. SONET

Оскільки верхні рівні сигналів утворюються як проста мультиплікація базових сигналів STS-1 ретельно розглянемо структуру фрейму цього сигналу (див. Рис. 16.7).



Рис. 16.7

Фрейм можна представити у вигляді матриці розмірів 9×90 . Якщо взяти до уваги періодичність повторення фрейму 125 мкс (8000 фреймів/с) маємо, що швидкість передавання STS-1 складає 51.84 Мбіт/с. 3 перші колонки (27 байт) складають транспортний заголовок. 9 з них – секційний заголовок, 18 – лінійний заголовок.

Розкривання фрейму відбувається порядково.

Оболонка синхронного корисного навантаження STS-1 (SPE) займає всю корисну ємність STS-1. SPE складається з 783 байтів і може бути зображена у вигляді матриці 9×87 .



Рис. 16.8

Фрейм сигналу STS-1 є основним модулем і конструктивним блоком SONET. Він передається у вигляді послідовності з 810 байтів (6480 бітів), які містять байти різних заголовків і ємність синхронної оболонки, що транспортує корисне навантаження. Фрейм

вигляді матриці 9×87 . 1 стовпчик – маршрутний або трактовий заголовок (РОН) містить 9 байтів. В SPE 30-й та 59-й стовпчики не використовуються для корисного навантаження, а використовуються під фіксовані стовпчики наповнювачі.

16.2.3.2. Фрейми сигналів вищого рівня

Фрейм STC-N утворюється за рахунок байт-інтерлівінга модулів STS-1 і STS-M ($3 \leq M \leq N$). Структура фрейма надана на рисунку 16.8.

16.2.3.3. Структура фрейма SDH

Стандартний транспортний модуль STM, є інформаційною структурою, яка використовується для підтримки з'єднань на рівні секцій в мережі SDH.

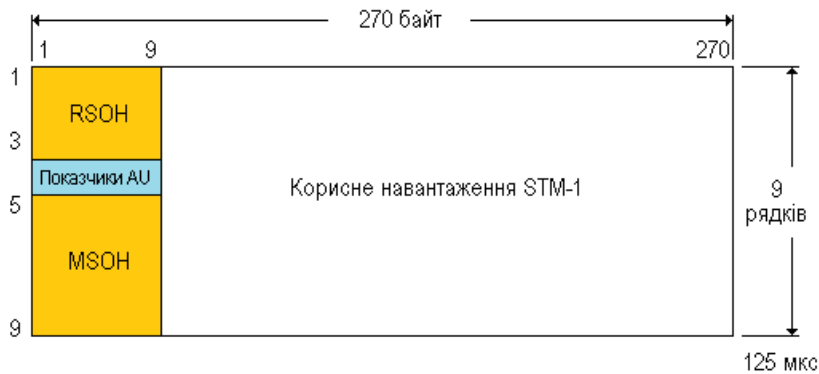


Рис. 16.8

Модуль складається з корисного навантаження і секційного заголовка (SOH), які організовані у вигляді фрейма, що „повторюється” кожні 125 мкс. Базовий STM – STM-1 (155.52 Мбіт/с). Модулі вищих рівнів N, формуються на швидкостях $N \times 155.52$ Мбіт/с. На сьогодні ємності STM визначені лише для $N=1,4,16,64$ та 256.

На рисунку 16.8 наведена структура фрейма модуля STM-1.

AU – адміністративний модуль, RSOH, MSON – секційні заголовки

16.2.4. Апаратура СЦІ (SDH)

При розробці апаратури СЦІ була передбачена обов'язкова сумісність не тільки швидкостей, але також і стиків (інтерфейсів), що є відсутнім в апаратурі ПЦІ. У зв'язку з цим розробники апаратури СЦІ керуються відповідними рекомендаціями ITU-T, зокрема для SDH такими рекомендаціями є G.957 і G.691, які регламентують оптичні і електричні інтерфейси систем SDH всіх рівнів. Зокрема, до стандартних інтерфейсів, які визначаються рекомендаціями G.957, відносять такі параметри: довжину хвилі оптичного випромінювання, діапазон довжин хвиль, ширину спектральної лінії випромінювання, рівень оптичної потужності на передавання, коефіцієнт згасання, рівень чутливості приймального пристрою при заданому коефіцієнті помилки для даної швидкості передавання. Вибір значень цих параметрів визначається швидкістю передавання інформації і довжиною лінії. Апаратура SDH призначена для роботи з одномодовими волокнами. Параметри волокна теж регламентовані (Рекомендації: G.652, G.653, G.655).

У випадках, коли відстань між пунктами, які необхідно поєднати за допомогою ВОЛЗ з апаратурою SDH, перевищує довжину, що відповідає енергетичному потенціалу системи (тобто необхідний підсилювач на трасі) або на обох кінцях використовують оптичний підсилювач потужності на передавання та передпідсилювач на прийомі, керуються Рекомендаціями G.691. Крім цього, для всіх рівнів апаратури SDH стандартизовані оптичні розніми (оптичні з'єднувачі) типу FC або PC, оптичні внутрішні з'єднувальні шнури (patchcord), тип і габарити плат, комірок, габарити блоків і стоек, споживана електрична потужність, напруга живлення тощо.

Структурно апаратура SDH складається з таких блоків:

- обладнання зовнішнього доступу (EAE – external access equipment);

- синхронний лінійний регенератор SLR;
- синхронні розгалужувачі – мультиплексори SLR 4D/1, SLR16D/1, які можуть бути позначені також ADM (ADD/DROP MULTIPLEXSOR).

Системи SDH будь-якого виробника будуються за узагальненою схемою, наведеною на рисунку 16.8.

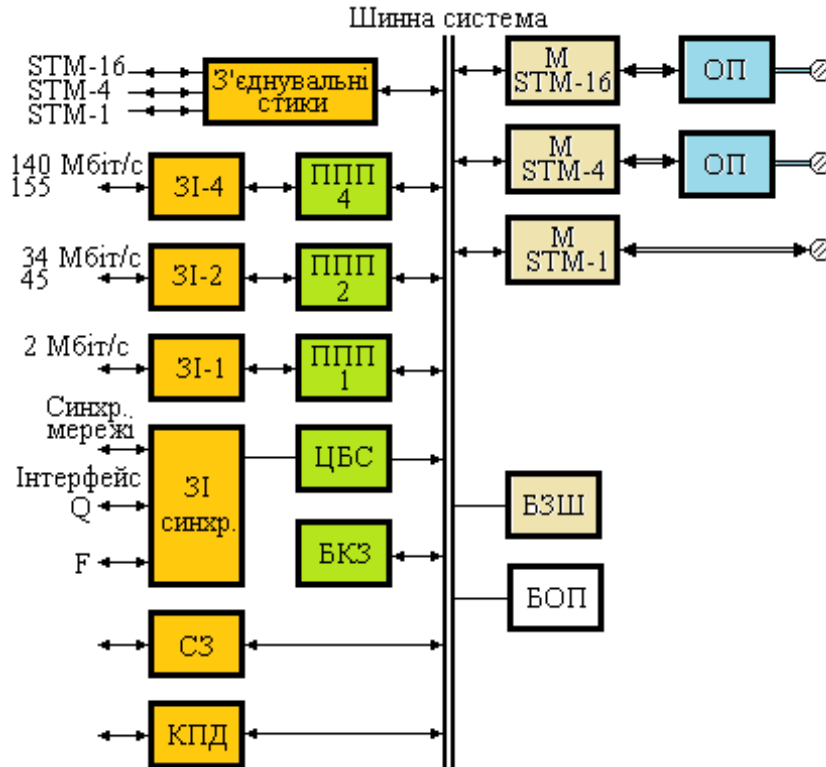


Рис. 16.8. Узагальнена структурна схема системи SDH:

М – мультиплексор, ОП – оптичний підсилювач, ЗІ – з'єднувальний інтерфейс, ППП – порт первинних потоків, ЦБС – центральний блок синхронізації, БКЗ – блок керування та зв'язку, СЗ – службовий зв'язок, КПД – канал передавання даних, БОП – блок обробки показників, БЗШ – блок з'єднувальних шин

Крім вищезгаданих вузлів і блоків, до складу апаратури SDH входять:

- система контролю та керування;
- блоки аварійної та передаварійної сигналізації;
- блоки живлення та захисту від перевантажень і зовнішніх впливів, у тому числі електромагнітних полів.

Система контролю та керування являє собою сукупність датчиків різних параметрів та кіл, які об'єднують точки контролю та керування з персональним комп'ютером. На дисплеї комп'ютера відображаються значення всіх необхідних параметрів – як оптичних, так і електричних. Ця система дозволяє здійснювати діагностику всієї ділянки мережі зв'язку, в якій задіяна дана апаратура SDH. Передбачена також можливість керування та зміни конфігурації ділянок мережі.

У випадках пошкодження мережі, наприклад, обриву оптичного кабелю, в апаратурі SDH всіх рівнів для надання можливості проведення робіт по відновленню мережі та забезпечення безпеки персоналу передбачається

пристрій автоматичного відключення лазера (Automatic Laser Shutdown) у відповідності до Рекомендацій ІТУ-Т (G.958). Цей пристрій періодично вмикає лазер із такими часовими проміжками: 70-90 секунд лазер вимкнаний, від 1 до 5 секунд працює. При відновленні лінії система автоматично відновлює свої функції.

У даний час обладнання для систем SDH виробляють більшість великих компаній, що спеціалізуються на розробці та виробництві апаратури зв'язку.

Основні компанії:

- LUCENT TECHNOLOGIES (США – штаб квартира, Франція, Нідерланди),
- ALCATEL TELECOM (Німеччина, США),
- SIEMENS (Німеччина),
- NEC (Японія).

16.2.4.1. Апаратура SDH компанії LUCENT TECHNOLOGIES

Розглянемо функціональні характеристики і технічні параметри (в аспекті оптичних інтерфейсів) обладнання “Wavestar™ADM4/1” синхронного мультиплектора доступу виробництва компанії LUCENT TECHNOLOGIES. Це обладнання 4-го рівня ієрархії ПЦІ (SDH) – STM-4 призначене для передавання по оптичному волокну оптичних цифрових потоків STM-1 або STM-4. Оптичне волокно повинно відповідати параметрам, визначеним Рекомендаціями G.652, G.653 або G.654. При цьому для передавання на малі відстані (до 60 км) використовують випромінювання на довжині хвилі 1.27-1.335 мкм, а на великі відстані (до 100 км) у діапазоні 1.53-1.56 мкм.

Апаратура може працювати в таких режимах:

1. Мультиплексор TM1/1(STM-1) має електричні вхідні стики (інтерфейси) для підключення 16-ти потоків первинної плезіохронної ієрархії (2 Мбіт/с), з гнучким компонуванням у потоці 155.52 Мбіт/с або потоків 3-го рівня PDH – E3 (34 Мбіт/с) також із гнучким компонуванням. Крім цього, є електричний інтерфейс для підключення потоку PDH – E4. Перелічені потоки мають назву компонентних, або за міжнародною термінологією трибютарних (tributaries) потоків. Якщо мультиплексор TM1/1 використовують як кінцеве обладнання, з його вихідного інтерфейсу електричний потік STM-1 подається на вхід оптичного модуля, в якому він перетворюється на відповідний оптичний цифровий потік STM-1. Цей потік із вихідного оптичного інтерфейсу поступає на вхід лінійного оптичного кабелю.

2. На приймальному боці виконуються обернені операції, тобто оптичний сигнал з лінійного кабелю поступає на вхідний інтерфейс. Після цього в фотоприймальному пристрої він перетворюється на електричний цифровий

Таблиця 16.4

Швидкість передавання, Мбіт/с	155.52		Мультиплексом ТМ1/1
1	2	3	4
Код, що використовується (G.957)	S-1.1	L-1.1	1-1.2/L-1.3
Робочий діапазон довжин хвиль	1270-1360	1285-1330	1530- 1560
Передаючий блок, точка S			
Тип джерела випромінювання	MLM	MLM	SLM
Спектральні характеристики:			
Максимальна ширина смуги випромінювання, нм	4	3	-
Максимум на рівні -20 дБ, нм	-	-	1
Відношення подавлення бокових мод відносно центральної частоти, дБ	-	-	30
Середня вихідна потужність, що вводиться у волокно:			
Максимум, дБм	-8	+2	+2
Мінімум (з урахуванням 2 дБ старіння), дБм	-15	-5	-5
Максимальний коефіцієнт затухання, дБ	8.2	10	10
Приймальний блок в точці R			
Мінімальна чутливість (з урахуванням 2 дБ старіння і 10^{-10} BER), дБм	-34	-34	-34
Мінімальний рівень перевантаження, дБм	-3	-3	-3
Максимальний коефіцієнт відбитого сигналу, виміряний у точці R, дБ	25	25	25
Середні втрати у волокні, дБм/км	0.4	0.4	0.25
Теоретична максимальна довжина, км	40	70	110

потік, який після підсилення до необхідного рівня амплітуди подається на груповий (агрегатний) вхід демультиплексора. Сигнал, який передається по оптичній лінії, за міжнародною термінологією має назву агрегатного (aggregate signals). У таблиці 6 наведені параметри оптичних інтерфейсів для випадку, коли мультиплексор ТМ1/1 використовують у складі кінцевого обладнання, тобто як термінал.

Таблиця 16.5

Швидкість передавання, Мбіт/с	622.04		Мультиплексор ТМ1/1
1	2	3	4
Код, що використовується (G.957)	S-4.1	L-4.1	1-2.2/L-4.3
Робочий діапазон довжин хвиль	1270-1355	1280-1335	1530- 1560
Передаючий блок, точка S			
Тип джерела випромінювання	MLM	MLM	SLM
Спектральні характеристики:			
Максимальна ширина смуги випромінювання, нм	2.5	-	-
Максимум на рівні –20 дБ, нм	-	1	1
Відношення подавлення бокових мод відносно центральної частоти, дБ	-	30	30
Середня вихідна потужність, що вводиться у волокно:			
Максимум, дБм	-8	+2	+2
Мінімум (початку терміну життя), дБм	-13	-1.5	-2
Мінімум (початку терміну життя), дБм	-15	-3	-3
Максимальний коефіцієнт затухання, дБ	8.2	10	10
Приймальний блок в точці R			
Мінімальна чутливість (на початку терміну життя), дБм	-29.5	-29.5	-29.5
Мінімальна чутливість (в кінці життя), дБм	-28	-28	-28
Максимальний рівень перевантаження, дБм	1	1	1
Максимальний коефіцієнт відбитого сигналу, виміряний у точці R, дБ	25	25	25
Середні втрати у волокні, дБм/км	0.4	0.4	0.25
Теоретична максимальна довжина, км	30	60	96

3. До складу обладнання також входять мультиплексор введення-виведення – Add&Drop Multiplexer ADM 1/1 для формату STM-1. За допомогою цього мультиплексора можуть бути здійснені операції перехресної комутації компонентних потоків низьких порядків ієрархії ПЦІ для введення (виведення), а також перекомутації їх між двома агрегатними портами STM-1.

4. Наступна складова апаратури “WavestarTM” – це термінальний мультиплексор STM-4 – ТМ4/1. Для нього компонентними є чотири інформаційних електричних потоки рівня STM-1, а агрегатним – електричний потік STM-4 (622.04 Мбіт/с), який подається на вхід оптичного передаючого модулю, що виконує операцію, аналогічну випадку ТМ1/1.

У таблиці 16.5 наведені параметри оптичних інтерфейсів для термінального мультиплексора ТМ4/1.

Таблиця 16.6

Параметри	Од. Вим.	Величина				
		1	2	3	4	5
Код, що використовується		S-4.1	L-4.1	L-4.2 L-4.3	JE-4.2/JE-4.3	
Швидкість передавання	Мбіт/с	622.08				
Лінійний код		Бінарний NRZ, скрембльований				
Передаючий пристрій (еталонна точка S (G.957))						
Тип джерела випромінювання		Фабрі-Перо із зниженою потужністю	Фабрі-Перо із номінальною потужністю	ЛД із розподіленим оберненим зв'язком із номінальною потужністю	ЛД із розподіленим оберненим зв'язком з підвищеною потужністю	
Спектральні характеристики:						
Макс. шир. смуги випромін., нм	нм	<2.5				<0.5
Мінімальний коефіцієнт подавлення бокових мод	дБ	-	<1.7	<0.5		>30
Коефіцієнт затухання	дБ	>8.2	-	>30		>10
Середня вихідна потужність, що вводиться у волокно	дБМ	-15 -- 8	>10	>10		+3 – +6 3 опт. Підсил. +13 – +16
Приймальний пристрій (еталонна точка R (G.957))						
Тип фотоприймача		Ge-APD у режимі номінальної чутливості	InGaAs-APD у режимі номінальної чутливості	InGaAs-APD у режимі підвищеної чутливості	InGaAs-APD у режимі номінальної чутливості із опт. підсил.	
Рівень номінальної потужності, що сприймається при BER	дБМ	-34	-36	-39		
Рівень перевантаження	дБМ	-3	-8	-17		-45 -15

Крім основних вищеописаних функцій до складу апаратури входять пристрої телеконтролю, керування, аварійної сигналізації, блоки живлення, захисту, службового зв'язку (з адресним вибором).

Додамо, що компанія LUCENT TECHNOLOGIES виробляє також обладнання СЦІ рівня STM-16.

16.2.4.2. Апаратура СЦІ виробництва фірми SIEMENS

Для передавання інформаційного цифрового потоку 4-го рівня STM-4 фірма SIEMENS виробляє апаратуру SL4, яка є синхронним мультиплексором 4-го рівня цифрової ієрархії. Вона формує груповий (агрегатний) цифровий потік зі швидкістю 622.08 Мбіт/с з чотирьох цифрових потоків СЦІ 1-го рівня (STM-1) або 4 цифрових потоків Е4 ПЦІ зі швидкістю 139.264 Мбіт/с. Агрегатний потік 622.08 Мбіт/с після перетворення з електричного в оптичний передається як лінійний оптичний сигнал по одномодовому стандартному волокну (G.652, G.653) в діапазоні довжин хвиль 1.51-1.56 мкм. Апаратура може бути використана в одному з двох варіантів:

1. Лінійний кінцевий мультиплексор 4-го рівня СЦІ (SLT4);
2. Лінійний регенератор (SLR4).

Для контролю та керування (у відповідності з Рекомендації ITU-T (G.783 і G.784) в обладнання вбудований спеціальний мікропроцесор із відповідним програмним забезпеченням. Передбачений також службовий зв'язок з адресацією вибору.

Основні технічні параметри оптичних інтерфейсів обладнання SL4 подані в таблиці 16.6.

Фірма SIEMENS виробляє також апаратуру SL16, яка є мультиплексором 16-го рівня STM-16. Ця апаратура формує агрегатний сигнал зі швидкістю 2488.32 з 16-ти компонентних потоків СЦІ 1-го рівня (STM-1) або 16 цифрових потоків Е4 ПЦІ зі швидкістю 139.264 Мбіт/с, як і в апаратурі SL4. У даному випадку агрегатний потік після перетворення з електричного в оптичний у передаючому модулі по стандартному одномодовому волокну (G.652, G.653) в діапазоні довжин хвиль 1.54-1.56 мкм. Апаратура може бути використана в одному з двох варіантів:

3. Лінійний кінцевий мультиплексор 16-го рівня СЦІ (SLT16);
4. Лінійний регенератор (SLR16).

В обох типах апаратури SL4 і SL16 у разі необхідності можуть бути використані оптичні підсилювачі на передаючому і приймальному боці.

Аналогічне за призначенням, конфігурацією і параметрами обладнання 3AL36494AAA виробляє компанія ALCATEL (Німеччина, США). Апаратуру зв'язку СЦІ для передавання цифрових потоків STM-1, STM-4, STM-16 виробляють також інші фірми, зокрема, NEC (Японія), ERICSSON (Швеція) та ін.

17. МЕТОДИ УЩІЛЬНЕННЯ ІНФОРМАЦІЙНИХ ПОТОКІВ [21,23,24]

Існує декілька способів збільшення пропускної здатності систем передавання інформації. Більшість з них зводиться до одного з методів ущільнення компонентних інформаційних потоків в один груповий, який передається лінією зв'язку. Для подальшого нарощування компонентних інформаційних потоків широко застосовують поєднання двох і більше методів. Термін «ущільнення» останнім часом все частіше замінюють терміном «мультиплексування».

17.1. Метод частотного ущільнення (FDM)

При частотному мультиплексуванні (FDM – Frequency Division Multiplexing) смуга частот загального каналу F_k поділяється на деяку кількість смуг (підканалів або піднесучих), смуга частот яких відповідає основній смузі частот вхідного каналу ($\Delta f_{вх}$). При цьому

$$F_k \geq \Delta f_{вх}, \quad (17.1)$$

а $n \leq \frac{F_k}{\Delta f_{вх}}$. Ці під канали (частотні смуги) можна використовувати для передавання повідомлень від n джерел, організувавши для цього перенос

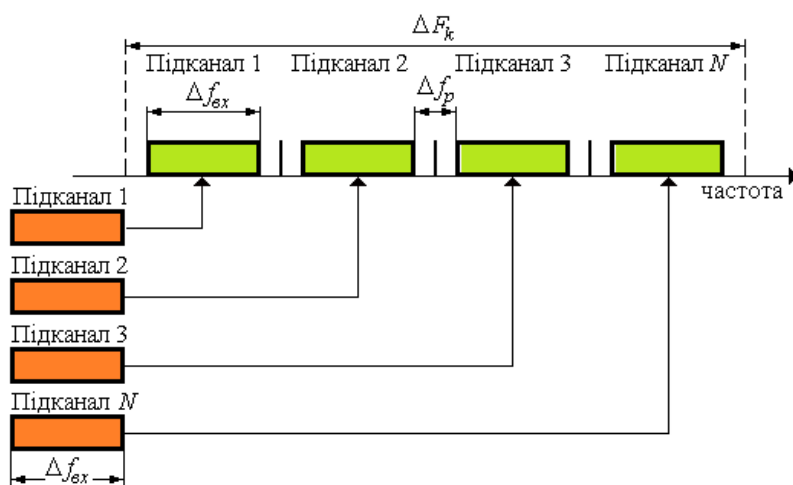


Рис. 17.1

спектра сигналу від кожного джерела у відведений йому діапазон частот загального каналу, як показано на рис. 17.1.

Таке об'єднання спектрів підканалів в єдиний спектр загального каналу здійснюється пристроєм перетворення сигналу передавання (ППС). Структурна схема передавання повідомлень

при частотному ущільненні каналів надана на рис. 17.2.

На приймальному боці оптична несуча поступає на фотодетектор, на виході якого виділяється електричний груповий потік. Після підсилення за допомогою широкопasmового підсилювача сигнал поступає на входи вузькосмугових фільтрів, центральна частота яких рівна піднесучим частотам.

Компонентними можуть бути як цифрові, так і аналогові сигнали. FDM застосовують у кабельних системах багатоканального телебачення.

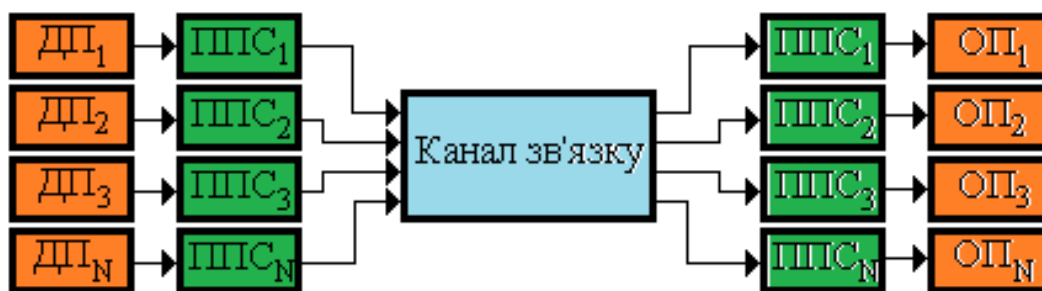


Рис. 17.2

ДП – джерело повідомлення; ППС – пристрій перетворення сигналу;
ОП – одержувач повідомлення

17.2. Метод часового ущільнення

У даний час метод часового ущільнення інформаційних потоків (TDM – Time Division Multiplexing) є найбільш розповсюдженим. Він застосовується при передаванні інформації в цифровому вигляді. Суть його полягає в наступному. Процес передавання розбивається на низку часових циклів, кожен з яких у свою чергу розбивається на N субциклів, де N – кількість потоків (або каналів), що ущільнюються. Кожний субцикл поділяється на часові позиції, тобто часові інтервали, вродовж яких передається частина інформації одного з ущільнюваних потоків. Окрім цього, деяка кількість позицій відводиться для ідентифікаційних синхроімпульсів, вставок і цифрового потоку службового зв'язку. Як приклад розглянемо процес групоутворення цифрового потоку E2 (ПЦ) 8.448 Мбіт/с із чотирьох потоків ієрархії ПЦ-E1 (2.048 Мбіт/с). Процес передавання розбивається на часові цикли тривалістю 125 мкс кожний. Ці цикли складаються з 4 субциклів, довжина кожного з яких 31.25 мкс.

Субцикли розділені на 264 часових відрізка (позицій) тривалістю 118.4 нс, з яких 8 позицій відводяться на ідентифікаційні синхроімпульси, вставки і цифровий потік службового зв'язку. Тривалість кожного часового відрізка $\tau_{и}$ дорівнює тактовому інтервалу, що визначає тактову частоту (для групового потоку 8.448 Мбіт/с)

$$f = \frac{1}{\tau_{и}} = \frac{1}{118.4 \cdot 10^{-9} \text{с}} = 8.448 \text{ МГц} \quad (17.2)$$

Метод часового ущільнення розподіляється на асинхронне або плезіохронне ПЦ (PDH), АТМ- та синхронне СЦ (SDH)-мультиплексування. Зрозуміло, що в PDH- та SDH-системах, які описані вище застосовують методи часового мультиплексування. Максимальна швидкість передавання групового (агрегатного) потоку в системах, які знайшли широке впровадження при побудові сучасних систем передавання складає величину близько 2,5 Гбіт/с. Починається практичне втілення систем SDH зі швидкістю передавання групового сигналу 10 Гбіт/с (STM-,64), яка декілька років вважалася граничною для електронних систем мультиплексування. Проте завдяки розвитку новітніх електронних технологій (напівпровідникові структури на основі арсеніду галію, мікровакуумних елементів) вже створені лабораторні зразки електронних мультиплексорів для швидкості 40 Гбіт/с (STM-256), які підготовлені для серійного промислового виробництва.

Часове мультиплексування двійкових потоків

При використанні систем цифрової телефонії для передавання даних на входах мультиплексора присутні вже сформовані потоки двійкових даних, які представлені імпульсними сигналами. Тоді в цьому випадку схема часового мультиплексування практично збігається з аналогічними схемами, що застосовуються в комп'ютерних системах.

Будемо вважати, що на n входах мультиплексора маємо вхідні двійкові послідовності. Тоді комутатор мультиплексора послідовно відбирає будь-які логічно осмислені послідовності бітів та формує з них загальну вихідну послідовність. Цей процес називають *інтерлівінгом* (interleaving), або *чергуванням*.

Розрізняють такі типи інтерлівінгу:

- *біт-інтерлівінг*, або *чергування бітів* – на вихід мультиплексора послідовно комутуються по одному біту від кожного каналу;
- *байт-інтерлівінг*, або *чергування байтів* – на вихід мультиплексора послідовно комутуються по одному байту від кожного каналу;
- *символьний інтерлівінг*, або *чергування символів* – на вихід мультиплексора послідовно комутуються по одному символу від кожного каналу;
- *блок-інтерлівінг*, або *чергування блоків* – на вихід мультиплексора послідовно комутуються по одному блоку (який може мати довжину в декілька байтів або бути полем, цілократним іншому стандартному формату) від кожного каналу.

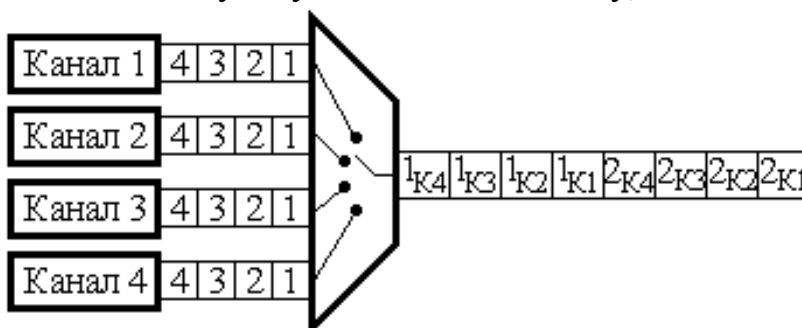


Рис. 17.3

Схема часового мультиплексування чотирьох двійкових потоків даних за варіантом біт-інтерлівінгу подана на рисунку 17.3. Цифри 1-4 відповідають номерам бітів, а індекси $K1 - K4$ – номерам каналів.

17.3. Модове ущільнення

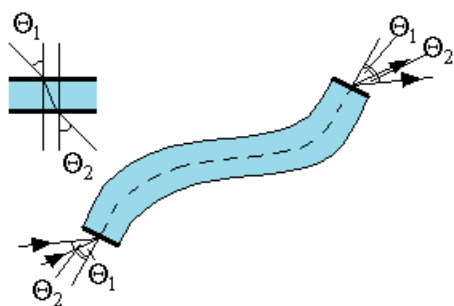


Рис. 17.4

У деяких системах передавання, що базуються на використанні багатомодового оптичного волокна, знаходить застосування модове ущільнення (MDM – Mode Division Multiplexing). Суть цього методу ущільнення полягає в наступному. З геометричної оптики відомо, що кут, під яким промінь входить в плоскопаралельну пластинку виходить з неї під тим самим кутом (рисунок 17.4).

Волокно можна уявити собі як деяку плоскопаралельну пластину, тобто під яким кутом від нормалі до торця падає на вході лінії пучок, під таким самим кутом до нормалі він вийде з іншого її боку. Отже, використовуючи кутові селектори на вході і на виході багатомодового волокна, можна здійснити передаванню незалежних інформаційних потоків по каналах, роль яких відіграють моди волокна. Модове ущільнення може бути використане лише за умови незалежного розповсюдження мод, відсутності їх перемішування та взаємоперетворень. Такі умови складаються при відсутності локальних неоднорідностей у волокні та при відсутності значних його вигинів. Подібні вимоги можуть бути витримані, наприклад, у системах автоматики, де сигнали передаються на невеликі відстані (близько одиниць – десятків метрів).

17.4. Ущільнення за поляризацією

Ущільнення потоків інформації за допомогою оптичних несучих, які мають лінійну поляризацію, називають ущільненням за *поляризацією* (PDM – Polarization Division Multiplexing). При цьому площина поляризації кожної несучої розташована під своїм кутом. Мультиплексування здійснюється за допомогою спеціальних оптичних призм, наприклад призм Рошона. На відміну від попереднього методу мультиплексування як середовище, за допомогою якого передається сигнал, може бути використане одномодове волокно. Проте, метод PDM може успішно застосовуватися лише у випадку, коли в середовищі відсутні локальні неоднорідності, вигини, які викликають локальну поляризаційну анізотропію. Отже, вказані причини, які впливають на замультиплексований сигнал, істотно обмежують такий метод ущільнення сигналу.

17.5. Багатохвильове ущільнення оптичних несучих (WDM) [2123,24,31-35]

Можна стверджувати, що подальше зростання пропускної здатності передавання даних на основі TDM обмежується не тільки технологічними складнощами при електричному часовому ущільненні, але й обмеженнями, що виникають внаслідок хроматичної дисперсії в ОВ (часове спотворення та руйнація імпульсу). Подальше нарощування пропускної здатності оптичного каналу зв'язку може бути здійснене за рахунок застосування іншого типу

мультиплексування – *багатохвильового* мультиплексування несучих (WDM – Wavelength Division Multiplexing). Ідея цього методу полягає в тому, що m інформаційних цифрових потоків, кожен з яких переноситься на несучій з своєю довжиною хвилі λ_m та рознесений у просторі один відносно іншого за допомогою спеціального пристрою – хвильового мультиплексору об'єднуються в один оптичний потік $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_m$. Згодом цей потік вводиться у волокно та передається за допомогою оптичного кабелю. На приймальній стороні проводиться обернена операція демультимплексування.

Сьогодні WDM відіграє для оптичних синхронних систем ту саму роль, що і мультиплексування з частотним розділенням МЧР (FDM) для аналогових систем передавання даних. Саме тому системи з WDM часто називають системами оптичного мультиплексування з частотним розділенням ОМЧР (OFDM). Проте за суттю ці технології (FDM і OFDM) суттєво відрізняються одна від одної. Їх відмінність полягає не лише у використанні оптичного (OFDM) або електричного (FDM) сигналу. При FDM використовують АМ модуляції з одною боковою смугою (ОБС) та відповідною системою піднесучих, модулюючий сигнал яких однаковий за структурою, так як є набором стандартних каналів ТЧ. При OFDM механізм модуляції, необхідний в FDM для зсуву несучих, взагалі не використовується, несучі генеруються окремими випромінювачами (лазерами), сигнали яких просто об'єднуються мультиплексором в єдиний багаточастотний сигнал. Кожна його складова (несуча) принципово може передавати потік цифрових сигналів, який формується за законами різних синхронних технологій. Наприклад, одна несуча формально може передавати АТМ трафік, друга SDH, третя PDH і т.д. Для цього несучі модулюються цифровим сигналом у відповідності з передаваним трафіком.

17.6. Модель взаємодії WDM з транспортними технологіями

Формально для систем WDM не важливо, які методи кодування і формування конкретного цифрового сигналу використовувалися. Проте, як правило, в таких системах передається однотипний трафік. Це диктується використанням відповідних методів синхронізації та одноманітністю процесу обробки. На відміну від систем SDH сигнал, що передається не упаковується в контейнери і не піддається обробці у відповідності до структури мультиплексування SDH для формування транспортного модуля STM-N, який тільки і може бути переданий через фізичний рівень в канал зв'язку (середовище передавання).

Якщо спрощено уявити багаторівневу модель взаємодії основних технологій SDH/SONET, АТМ, ІР (без врахування можливості переносу ІР через АТМ), які здійснюють транспортування сигналу в глобальних цифрових мережах, і WDM, то до появи останньої вона мала вигляд, який наданий на рис. 17.5 а. Модель складалася з трьох рівнів і оптичного середовища передавання. Вона показувала, що для транспортування трафіка верхнього рівня (АТМ і ІР) по оптичному середовищу передавання він повинен бути розміщений (інкапсульований) в транспортні модулі

STM-N/OC-n технологій SDH/SONET, які спроможні, використовуючи фізичний інтерфейс цих технологій, пройти через фізичний рівень в оптичне середовище передавання. Звідси випливала необхідність створення технологій інкапсуляції комірок ATM, наприклад, у віртуальні контейнери SDH (ATM over SDH), або пакетів IP у віртуальні триби SONET (IP over SONET). Цим і займалися відповідні підкомітети по стандартизації у таких інститутах, як ANSI, ISO, ITU-T і ETSI, розробляючи стандарти на вказані технології.



Рис. 17.5. Модель взаємодії основних транспортних технологій.

a – до впровадження технології WDM,

б – після впровадження технології WDM.

Після появи систем WDM модель приймає вигляд, наданий на рис. 17.5 *б*. Тепер модель має чотири рівня, не враховуючи оптичного середовища передавання. З'явився проміжний рівень WDM, який, як і SDH/SONET, забезпечує фізичний інтерфейс, що дозволяє через фізичний рівень вийти в оптичне середовище передавання не тільки технології SDH/SONET, і й технологіям ATM та IP. В останньому випадку не потребується інкапсуляції комірок ATM або пакетів IP в проміжний транспортний модуль технологій SDH/SONET. Це не тільки спрощує процедуру обробки і транспортування трафіка, який генерується системами ATM та IP, а й суттєво зменшує загальну довжину заголовків (які пристиковуються по мері проходження з верхнього рівня на нижній). Тим самим підвищується відсоток, який займає інформаційна складова трафіка, в загальній довжині передаваного повідомлення, і як наслідок, підвищується ефективність передавання в цілому. Природно, що ATM і IP трафік може бути переданий і по традиційній схемі з використанням SDH/SONET, трафік яких може бути також переданий за допомогою систем WDM. Це зберігає спадкоємність старих схем транспортування та збільшує гнучкість композитних систем WDM-SDH/SONET в цілому.

17.7. Блок-схема систем з WDM

Основна схема системи з WDM має вигляд, наданий на рис. 17.6. (показаний один прямий канал).

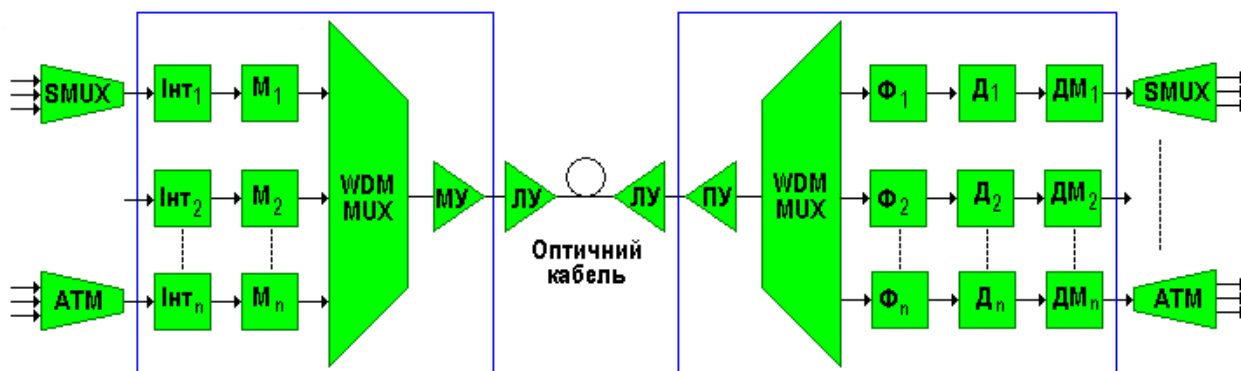


Рис. 17.6. Блок-схема системи, яка використовує WDM

n вхідних потоків даних (кодованих цифрових імпульсних послідовностей) модулюють за допомогою оптичних модуляторів M_i оптичні несучі з довжинами хвиль λ_i . Модульовані несучі мультиплексується за допомогою мультиплексора WDM MUX в агрегатний потік, який після підсилення (за допомогою бустера або потужного підсилювача – МУ) подається в ОВ. На приймальному кінці потік з виходу ОВ підсилюється попереднім підсилювачем – ПУ, демультимплексується, тобто розділяється на складові потоки, модульовані несучі λ_i , які детектуються за допомогою детекторів D_i (на вході яких можуть застосовуватися смугові фільтри Φ_i для зменшення перехідних завад і відповідно збільшення завадозахищеності детектування). На останньому етапі сигнали де модулюються демодуляторами DM_i , які формують на виході початкові цифрові імпульсні послідовності. Відзначимо, що окрім МУ і ПУ в системі можуть бути задіяні і лінійні підсилювачі – ЛУ.

17.8. Вузкосмугові і широкосмугові WDM

Хвильове мультиплексування практично використовується вже більше 10-20 років в початково було спрямоване на об'єднання двох основних несучих 1310 нм і 1550 нм (2-го і 3-го вікон прозорості) в одному оптоволокну. Це дозволило подвоїти ємність системи і було виправдано всією історією розвитку ВОЛЗ. Багато стандартних систем SDH передбачають це і зараз, як один з варіантів конфігурації. Деякі дослідники називають такі системи широкосмуговими WDM („рознос” за довжиною хвилі – 240 нм) на противагу вузькосмуговим WDM (рознос в яких був на порядок нижче – 24-12 нм, що давало можливість розмістити у 3-му вікні (1550 нм) 4 канали). Таке розділення систем здається на сьогодні не зовсім коректним, так як у таких „широкосмугових” WDM спектр не перекривався, а складався з двох ізольованих смуг. З іншого боку, сьогодні формується клас дійсно широкосмугових систем WDM, перекриваючих в сусідніх вікнах прозорості (3-му і 4-му) смугу близьку до 84 нм от 1528-1612 нм. Цей клас в майбутньому, можливо, буде перекривати смугу 1280-1620 нм, якщо орієнтуватися на характеристики „піонера” в цій області WaveStar AllMetro DWDM System компанії Lucent Technologies, яка використовує волокно, в якому усунутий пік поглинання в області 5-го вікна (~ 1383 нм).

17.9. Рекомендації ІТУ-Т відносно довжин хвиль в системах WDM

Хоча розраховувати зараз на повну взаємну сумісність обладнання різних виробників систем WDM не приходиться, необхідно було стандартизувати номінальний ряд несучих – так звану, сітку частот ІТУ-Т, або частотний план ІТУ-Т, щоби дати виробникам орієнтир на майбутнє, а також позиціювати уже існуючі WDM системи. Цю задачу в першому наближенні вирішив Сектор стандартизації МСЭ, що випустив стандарт ІТУ-Т Rec. G.692.

17.9.1. Стандартний каналний план і його використання

Спочатку в основу проекту стандарту був покладений каналний (частотний) план с рівномірним розташуванням несучих частот каналів з мінімальним розносом (кроком) каналів на 0,1 ТГц, або 100 ГГц. Вибрана в плані область частот покриває стандартизований діапазон $D_{ст}=5,1$ ТГц і практично відповідає діапазону довжин хвиль (від 1528,77 до 1569,59 нм) амплітудно-хвильової характеристики АВХ волоконно-оптичних підсилювачів, щр широко використовуються. При виборі постійного кроку $h=0,1$ ТГц (100 ГГц) в цьому діапазоні можна розмістити максимально 51 канал з несучими, вказаними у верхньому рядочку таблиці 17.1. Для перерахунку на довжини хвиль зазвичай використовують співвідношення – $\lambda = 2.99792458 \cdot 10^{17} / f$ [нм/Гц], при цьому крок по λ різний від 0,780 до 0,821 нм, або в середньому 0,8 нм).

При використанні кроку 0,2 ТГц (200 ГГц, або в середньому 1,6 нм) можна отримати похідну таблицю 17.2.

Аналогічно можна отримати похідні таблиці як при використанні більшого кроку 0,4 ТГц (400 ГГц, або 3,2 нм), 0,6 ТГц (600 ГГц, або 4,8 нм) та 1,0 ТГц (1000 ГГц, або 8,0 нм).

Таблиця 17.1.

Стандартний каналний план з розносом каналів на 100 ГГц

f (ТГц)	196,1	196,0	195,9	195,8	195,7	...	191,4	191,3	191,2	191,1	191,0
λ (нм)	1528,77	1529,55	1530,33	1531,12	1531,90	...	1566,31	1567,13	1567,95	1569,59	1568,77

Таблиця 17.2

Стандартний каналний план при розносі каналів на 200 ГГц

f (ТГц)	196,1	195,9	195,7	195,5	195,3	...	191,9	191,7	191,5	191,3	191,1
λ (нм)	1528,77	1530,33	1531,90	1533,47	1535,04	...	1562,23	1563,86	1565,50	1567,13	1568,77

Зараз, згідно з рекомендаціями G.692. сітка частот має вигляд (див. Таб. 17.3)

Таблиця 17.3

Сітка частот WDM

Номинальні центральні частоти (ТГц) для кроку 50 ГГц	Номинальні центральні частоти (ТГц) для кроку 100 ГГц	Номинальні центральні довжини хвиль (нм)
196.10	196.10	1528.77
196.05	–	1529.16
196.00	196.00	1529.55
•	•	•
•	•	•
192.20	192.20	1559.79
192.15	–	1560.20
192.10	192.10	1560.61

Природно, наявність такої сітки передбачає синхронізацію (калібровку) відповідного обладнання за опорною частотою. Опорна частота сітки 193.10

Мінімальний крок між каналами відповідно 100 ГГц (0.8 нм) та 50 ГГц (0.4 нм), вибирався, виходячи з характеристик оптичного обладнання, насамперед, з мінімально досяжної ширини спектральної характеристики випромінювачів.

Жорстка регламентація оптичних частот для систем WDM робить досить актуальною постановку питання про стабільність і точність керування частот оптичних несучих ($\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_m$). У Рекомендаціях ITU-T G.692 зазначено, що ця проблема знаходиться в стадії вивчення і тому в документах поки що немає конкретних числових значень цього параметра. Проте, виходячи зі встановлених значень частот спектральних каналів, можна з достатньою точністю оцінити допустиму ширину спектральної лінії випромінювання лазера $\Delta\lambda$, а також допустиму величину часової нестабільності оптичної частоти Δf (часове зміщення (флуктуації) частоти лазера в часі). Для цього звернемося до рис. 17.7, де зображено положення центральних частот перших двох хвильових каналів системи DWDM (крок по частоті 50 ГГц).

Розглянемо два сусідніх канали, один з яких має центральну частоту 192.15 ТГц, а інший 192.2 ТГц. Сьогодні в оптичному зв'язку застосовують лише один тип модуляції – модуляцію інтенсивності, яка аналогічна амплітудній модуляції сигналу в електричному каналі. Будемо вважати, що на обох каналах передаються цифрові потоки рівня STM-64, тобто потоки зі швидкостями 10 Гбіт/с. Припустимо, що спектр цифрового потоку STM-64 обмежується

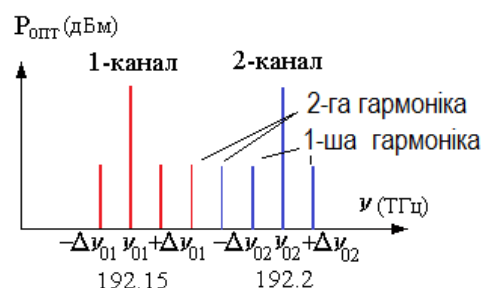


Рис. 17.7

першою гармонікою тактової частоти 10 ГГц (на практиці це майже завжди виконується). Тоді оптичний спектр кожного каналу буде складатися з 3-х складових – центральної частоти ν_0 та двох бокових $+\Delta\nu_0$ і $-\Delta\nu_0$. Зауважимо, що багатохвильове (спектральне) ущільнення оптичних каналів аналогічне частотному ущільненню радіоканалів, або багатокабельних систем з аналоговим методом передавання. Тому для багатохвильових оптичних систем справедливі ті самі співвідношення, що й для частотного ущільнення згаданих систем, для яких захисний інтервал між двома сусідніми каналами не повинен бути меншим, ніж подвійна верхня частота модуляції каналу. Наведений рисунок ілюструє випадок, коли ця умова виконується. Тепер припустимо, що для 1-го каналу вона збільшилася на 10 ГГц, а для 2-го зменшилася на ту саму величину. Тоді інтервал між каналами складатиме 10 ГГц. У такому випадку, частотні позиції 2-х гармонік сигналів 1-го та 2-го каналу збігаються. Незважаючи на те, що ми нехтували їх величиною, за деяких умов вони можуть досягати певної істотної величини (принаймні в шумовому сенсі). Тоді одна і та сама частота для 2-х гармонік обох сигналів призводить до виникнення в них перехресних шумів. Отже, подібний зсув частоти (10 ГГц) недопустимий при передаванні сигналів. Частотний інтервал 10 ГГц відповідає інтервалу довжин хвиль $\Delta\lambda=0.08$ нм. Із розглянутого вище впливає, що для передавання потоків STM-64 методом DWDM при спектральних інтервалах 50 ГГц ширина спектрального інтервалу лінії випромінювання не повинна перевищувати величини близько $\Delta=0.04$ нм, а нестабільність оптичної частоти повинна бути не гірша, ніж величина приблизно ± 5 ГГц. Природно, що при переході до передавання цифрових потоків STM-16 і нижче відповідні величини можуть бути збільшені.

17.9.2. Типові характеристики систем WDM

В таблицях 17.4 та 17.5 наведені типові характеристик мультиплексорів та демультиплексорів, які випускаються компанією ADC (USA).

Таблиця 17.4

Специфікація мультиплексорів WDM компанії ADC

	Кількість каналів			
	4	8	15	32
Крок між каналами, ГГц	200	100	100	100
Ширина смуги на рівні 1 дБ (мінімум), нм	0.7	0.3	0.3	0.3
Ширина смуги на рівні 3 дБ (мінімум), нм	0.8	0.4	0.4	0.4
Максимальні втрати, що вносяться, дБ	1.5	2.3	3.3	5.3

Таблиця 17.5

Специфікація демультиплексорів WDM компанії ADC

	Кількість каналів			
	4	8	15	32
Крок між каналами, ГГц	200	100	100	100
Ширина смуги на рівні 1 дБ (мінімум), нм	0.7	0.3	0.3	0.3
Ширина смуги на рівні 3 дБ (мінімум), нм	0.8	0.4	0.4	0.4
Ширина смуги на рівні 20 дБ (максимум), нм	1.5	0.8	0.8	0.8
Максимальні втрати, що вносяться, дБ	2.0	2.8	3.8	5.8
Мінімальна “ізоляція” довжин хвиль, дБ	30	30	30	30

Останнім часом спостерігається тенденція до зменшення частотного інтервалу між спектральними каналами до 50 і навіть до 25 ГГц. Природно, що застосування таких систем значно збільшити можливості систем з WDM. Таке ущільнення отримало назву щільного хвильового ущільнення (DWDM – Dense Wavelength Division Multiplexing).

Відзначимо, що *іноді в літературі абревіатуру DWDM використовують і для систем із кроком за частотою 100 ГГц.*

Вище згадувалося, що оптичні інтерфейси апаратури WDM і DWDM повинні бути сумісні з апаратурою SDH – STM-16 і STM-64. Разом з тим, у відповідності до Рекомендаціями G.957 для систем SDH допустимі значення параметрів на вихідних оптичних стиках (інтерфейсах) мають такі значення: ширина спектральної лінії $\Delta\lambda \cong \pm 0.5$ нм (для STM-16) і $\Delta\lambda \cong \pm 0.1$ нм (для STM-64), а центральна оптична довжина хвилі може мати будь-яке значення з інтервалу 1530 – 1565 нм. Очевидно, якщо на оптичні входи мультиплексора системи WDM (DWDM) подати без перетворення сигнали з вихідних каналів систем SDH, то така система працювати не буде. Таким чином, на вході системи WDM (DWDM) повинен стояти певний пристрій, який виконує таке перетворення сигналів, щоб вони відповідали регламентованим Рекомендаціями G.692 параметрам. Такий пристрій отримав назву *транспондера*. Він має кількість оптичних входів і виходів, рівну кількості оптичних сигналів, що ущільнюються.

17.9.3. Інші особливості функціонування систем WDM

Треба зауважити, що, як відомо [21-24] при оптичному ущільненні за довжинами хвиль в оптичному мультиплексорі відбуваються значні втрати. Так, у системах передавання DWDM 16 спектральних каналів втрати складають ~ 7-9 дБ (на одному боці). З урахуванням втрат на передавання та прийомі загальні втрати складають 14-18 дБ. Такі втрати істотно скорочують енергетичний потенціал системи, тому без оптичних підсилювачів можлива передавання лише на невеликі відстані – близько 50 км (для 8-ми каналів). Для того, щоб забезпечити передаванню на більші дистанції, використовують волоконно-оптичні підсилювачі потужності (BOOSTERи). Якщо ж такої

потужності недостатньо, то оптичний підсилювач використовують додатково на приймальному боці.

У системах DWDM з більшою кількістю каналів нерідко використовують індивідуальні підсилювачі для кожного хвильового каналу. У Такий спосіб на виході системи DWDM з багатою кількістю каналів у волокно вводиться велика потужність близько 10 мВт та більше. Як відомо [21], при таких потужностях можливі спотворення сигналу внаслідок нелінійних явищ в ОВ. Тому, враховуючи вплив таких явищ і вимоги безпеки для обслуговуючого персоналу, максимальна потужність, яка вводиться до волокна обмежується величиною +17 дБм (50 мВт) (Рекомендації G.692). Проте ця величина не остаточна та в кінцевому варіанті у відповідній Рекомендації вона збільшена до 23 дБм.

Окрім вищевказаних параметрів (сітки оптичних частот та максимальної потужності) встановлені також стандарти на структуру з'єднань ліній із WDM. Запропоновано три варіанти структурної побудови ліній:

- L (long) – довга лінія з пасивною ділянкою до 80 км і загальними втратами до 22 дБ. На основі таких ліній будуються лінії передавання довжиною до 640 км з кількістю проміжних оптичних підсилювачів до 7 штук;
- V (very) – дуже довга лінія з пасивною ділянкою до 120 км і загальними втратами до 33 дБ. На основі таких ліній будуються лінії передавання довжиною до 600 км з кількістю проміжних оптичних підсилювачів до 4 штук;
- U (ultra) – наддовга лінія, яка складається з однієї пасивної ділянки до 160 км і загальними втратами до 44 дБ.

У наведених варіантах з'єднань втрати в лінії компенсуються за рахунок встановлення оптичних підсилювачів. Разом з тим, довжина оптичної лінії визначається не тільки енергетичними втратами, але й спотворенням сигналу, що виникає внаслідок хроматичної дисперсії. Це обмеження долається за допомогою так званих компенсаторів хроматичної дисперсії. Компенсатори бувають дискретними та протяжними.

Основу дискретних компенсаторів складають решітки Брегга, які працюють як певні хвильові

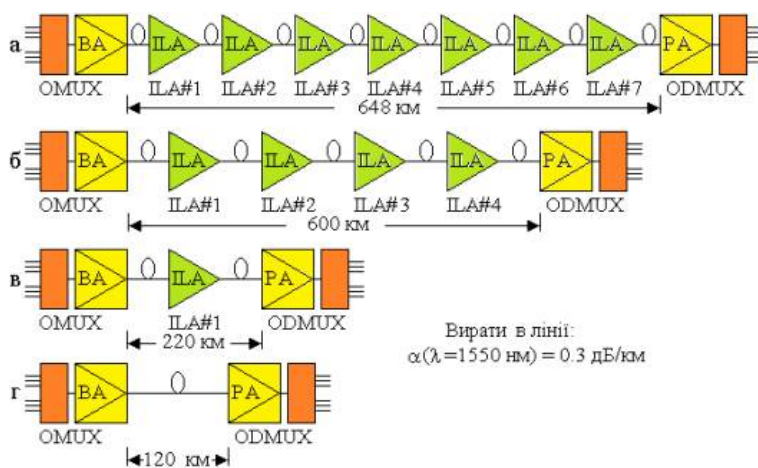


Рис. 17.8 Структурні схеми побудови систем передавання:

OMUX – оптичний мультиплексор; BA (Booster Amplifier) – бустерний оптичний підсилювач; ILA – лінійний проміжний оптичний підсилювач; ODMUX – оптичний демуплексор; PA – попередній оптичний підсилювач прийому

фільтри. Конструкція таких компенсаторів подібна до розглянутих вище спектральних демультимплексорів.

Протяжні компенсатори, як вже згадувалося при вивченні дисперсії, можуть бути побудовані на основі волокон з від'ємною дисперсією.

Як ілюстрації наведених вище варіантів оптичних ліній з DWDM на рисунку 17.8 зображені структурні схеми систем передавання, які випускаються корпорацією NEC (Японія)

Аналогічні системи (V – 3x33 дБ – 360 км) та (L – 8x22 дБ – 640 км) відповідно з двома та сьома підсилювачами виробляються фірмою LUCENT TECHNOLOGIES.

Зауважимо, що системи WDM працюють у діапазоні довжин хвиль 1530-1565 нм. Отже, особливу увагу при розробці та конструюванні таких систем треба приділяти розробці (вдосконаленню) оптичних підсилювачів, які повинні мати однаковий коефіцієнт підсилення у всьому цьому діапазоні.

У плані розв'язку цієї проблеми в літературі наводяться дані, згідно з якими фірмою PHOTONICS LAB. NTT ELECTRONICS CORPORATION (Японія), розроблений підсилювач з смугою пропускання 80 нм (розробка готова до впровадження) та 113 нм.

Таке розширення діапазону дозволило перейти до розробки WDM-систем з великою кількістю спектральних каналів. ALCATEL, PIRELLI, LUCENT TECHNOLOGIES заявили про практичне впровадження систем зі 128 каналами. Більш того LUCENT TECHNOLOGIES розробляє систему з 256 каналами.

Одним з важливих моментів при розробці систем DWDM є проблема організації каналів для керування та передавання службових повідомлень. Згідно з вимогами для організації таких каналів до сітки каналів, що регламентовані відповідними Рекомендаціями ІТУ-Т, додається ще один канал. З цією метою рекомендується використовувати одну з двох довжин хвиль – 1510 або 1625 нм – що лежать за межами пропускання ербієвого оптичного підсилювача та відповідної сітки.

Зауважимо, що для сучасних систем WDM крок по довжині хвилі не перевищує 0.8 нм (100 ГГц). Проте в ряді країн (США, Канада, Європа, Росія) прокладена велика кількість волоконно-оптичних кабелів на основі стандартного одномодового волокна (G.652). Для таких систем передавання запропонований метод багатохвильового ущільнення CWDM (Coarse Wavelength Division Multiplexing). У цих системах крок між спектральними каналами складає 20 нм і вони використовують 2-ге та 3-тє вікна прозорості. Хоча дані системи характеризуються великими енергетичними втратами, проте вони мають знижені вимоги до спектральних характеристик випромінювачів.

17.10. Оптичне часове ущільнення (OTDM) [21]

Поява і розвиток нових типів послуг зв'язку вимагає передавання все більших масивів інформації в масштабі реального часу. В цьому випадку недостатньо вимагати лише збільшення пропускної здатності системи передавання. Актуальним є не тільки об'єм інформації, що може передати система, але й час, за який ця передавання відбувається. Отже, передавання інформації в реальному часі про процеси, що протікають із високими швидкостями, вимагає наявності ліній і систем передавання, в яких ця операція відбувається теж із високою швидкістю. Наприклад, якщо треба передати в цифровому вигляді телефонне повідомлення, достатньо швидкості 64 кбіт/с. Проте якщо потрібно передати зображення телевізійного каналу підвищеної чіткості, необхідна швидкість 994.3 Мбіт/с (з ущільненням 135 Мбіт/с).

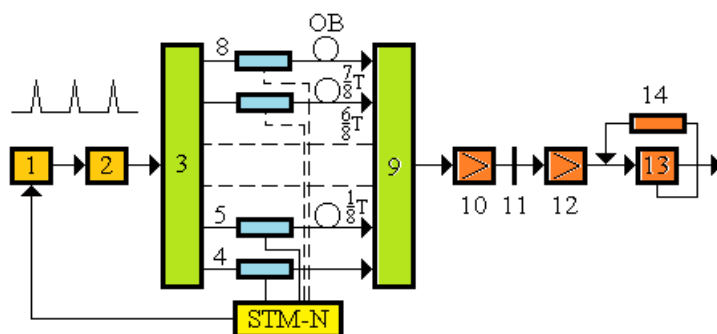


Рис. 17.9

Таким чином, потреба створення систем із часовим ущільненням залишається актуальною. Відомо, що нещодавні успіхи в області створення електронних елементів дозволили створити систему з електронним

часовим ущільненням (ETDM) зі швидкістю передавання близько 40 Гбіт/с. Саме тому була поставлена задача розробки системи оптичного часового ущільнення (OTDM –

Optical Time Division Multiplexing). На рисунку 17.9

наведена схема для реалізації такого типу ущільнення.

Лазер із синхронізацією мод 1 синхронізується від еталонного таймера мультимплексованих електронних систем SDH – STM-N. Потік оптичних імпульсів з тривалістю τ і періодом слідування T через оптичний підсилювач 2 подається на оптичний розгалужувач 3, що просторово розділяє світловий потік на вісім рівних частин, кожна з яких поступає на оптичні модулятори 4 – 8. З виходу кожного модулятора випромінювання проходить через відповідні відрізки оптичних волокон, які відіграють роль оптичних ліній затримки. При цьому затримки на виході каналу з 1-м модулятором (позиція 4) практично дорівнюють нулю. Після виходу 2-го модулятора (позиція 5) оптичні імпульси затримуються на $1/8T$, і т.д., а після модулятора 8 затримки складають величину $7/8T$. Потім сигнали з усіх виходів поступають на вхід суматора 9 (такий самий, як розгалужувач 3, але включений у зворотному напрямку). З виходу розгалужувача об'єднаний груповий потік після підсилення в підсилювачі 10 подається в лінію передавання. Для компенсації втрат (якщо це необхідно) в лінію може бути включений додатковий оптичний підсилювач 11. З виходу лінії оптичний сигнал, підсилений підсилювачем 12, подається на оптичний часовий демультиплексор 13, який синхронізується за допомогою пристрою 14. Отже, в описаній системі методом оптичного часового ущільнення (OTDM) передається вісім цифрових потоків по 10 Гбіт/с. Система

призначена для передавання в діапазоні хвиль 1530 – 1560 нм. У системі використані повністю оптичні елементи: лазер, оптичні розгалужувачі, модулятори, що виконані на кристалах $LiNbO_3$, оптичні підсилювачі і оптичні лінії затримки. Це повністю вкладається в перспективну концепцію створення повністю оптичних мереж і систем передавання.

17.11. Методи ущільнення каналів за полярністю [21]

Досить часто виникають ситуації, коли по існуючій лінії зв'язку, що передає, наприклад, 480 телефонних каналів (рівень ПЦІ Е3), треба передати додатково ще 30 або 60 каналів (один або два цифрових потоки Е1). Цю проблему можна розв'язати у кілька способів:

1. Прокласти новий оптичний кабель (або використати пари резервних волокон у вже побудованому ОК) і встановити нове обладнання, включаючи передаючий та приймальний модулі.
2. Встановити обладнання більш високого рівня.
3. Застосувати обладнання, що реалізує метод модуляції несучої за полярністю для оптичного сигналу.

Метод модуляції за полярністю відомий тривалий час і використовується, наприклад, для передавання радіоканалом стереофонічного сигналу. Суть метода полягає в тому, що додатна полярність модулюється одним сигналом, від'ємна – іншим. При цьому, як і для звичайної амплітудної модуляції, частота модуляції $f_{\text{мод}}$ і частота несучої $f_{\text{нес}}$ повинні знаходитися у співвідношенні $f_{\text{нес}} \geq 10f_{\text{мод}}$.

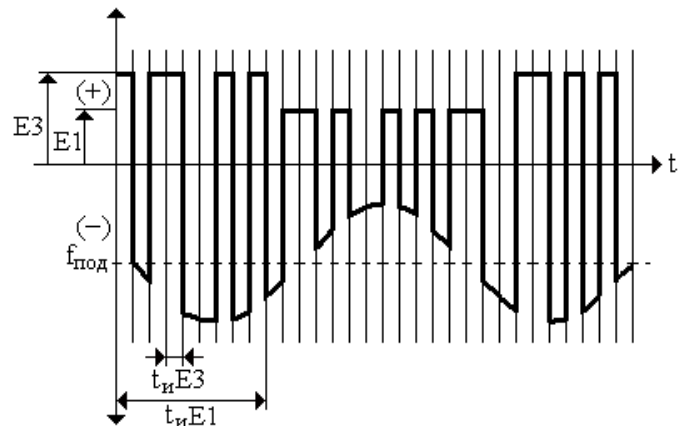


Рис. 17.10

У нашому випадку як несуча може бути використана послідовність лінійного сигналу, яким модулюється оптична несуча. Як зазначено відмічено

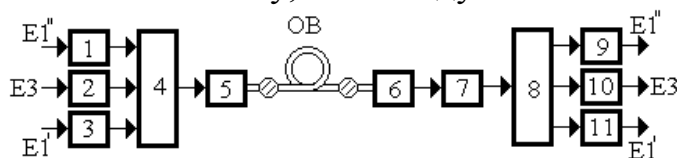


Рис. 17.11. Структурна схема системи передавання з ущільнення каналів за полярністю:

- 1-3 – схеми узгодження сигналів Е1 з модулятором за полярністю 4; 2 – схема нормалізації несучої для узгодження з модулятором 4; 5 – схема накачування; 6 – фотодетектор; 7 – електронний підсилювач; 8 – демодулятор

вище, як лінійний код у системах ВОЛЗ ПЦІ (2.048 Мбіт/с, 8.8 Мбіт/с, 34 Мбіт/с і 140 Мбіт/с) застосовують коди типу СМ1 5В6В, які не мають у своєму спектрі постійної складової.

Враховуючи ці обставини, такий сигнал в електричному тракті можна з певним коефіцієнтом модулювати: додатну полярність одним сигналом, від'ємну – іншим. Цей процес ілюструється рисунком 17.10, де по осі часу

нанесена сітка, одна поділка якої відповідає тривалості половини тактового

інтервалу цифрового сигналу $E3 - t_u E3$. Додатна полярність цього потоку модулюється за амплітудою цифровим сигналом, який відповідає, наприклад, рівню ПЦІ E1 з тактовим інтервалом $2t_u E3$, а від'ємна – аналоговим сигналом, частота якого $f_{\text{нес}} \geq 10f_{\text{такт}}$. Отже, використовуючи сигнал цифрового потоку E3 (E4), можна передавати три незалежних інформаційних потоки: E3 (E4) і два потоки E1 або E3 (E4), один потік E1 та аналоговий сигнал, або E3 (E4) і два аналогових сигнали. Структурна схема реалізації системи з ущільнення каналів за полярністю подана на рис. 17.11.

У такий спосіб за допомогою відносно простого електронного пристрою, одного лазера та одного оптичного волокна фактично вдається передати три інформаційних потоки.

18. БЕЗПРОВОДНИЙ ОПТИЧНИЙ ЗВ'ЯЗОК. ПРИНЦИПИ. ВТРАТИ

18.1. Беспровідні оптичні системи зв'язку. Основні аббревіатури

БОСП – беспроводні оптичні системи передавання, БОСЗ – беспроводні оптичні системи зв'язку. Основні аббревіатури: АОЛЗ – атмосферні оптичні лінії зв'язку, FSO-системи, FSO-лінії зв'язку (Free space optics – системи).

18.2. Загальні характеристики. Принципи побудови [36-49]

Найбільш розповсюдженими сьогодні є атмосферні лінії передавання даних зі:

- швидкостями від 10 Мбит/с до 1–2,5 Гбит/с
- дальностями от 100 м до 4 км.

Топологія – на відміну від беспроводних радіомереж, які допускають з'єднання «точка – багаточка» і дозволяють підключення до одної базової станції декілька десятків, сотень, а іноді і тисяч абонентів, АОЛЗ в основному реалізують двохточкові з'єднання: данні передаються між двома оптичними терміналами, в кожному з яких є наявності роздільні приймач і передавач, як правило, з рознесеними оптичними трактами, щоб уникнути можливих завад і перевідбивань.



Рис. 18.1.

Необхідна умова для роботи системи – пряма видимість. Данні передаються спрямованими зустрічними пучками модульованого світла. Джерело світла – світло діод або лазер.

Механізми поглинання світла в прозорій атмосфері (не враховуючи специфічні фактори такі як погодні умови) багато в чому аналогічні тим, що виникають в оптоволокну. В «чистій» атмосфері світло з довжинами хвиль, які використовують у БОСП (850, 1310 і 1550 нм) розповсюджується практично без поглинань. Це дозволяє використовувати розвинуту елементну базу, яка використовується в оптоволоконній оптиці і яка виробляється все і більших масштабах.

Окрім цього, така ситуація приводить до того, що також можна залучити більшу частину вже розроблених технологій (на створення нових знадобилося б не малі засоби і кошти – лазери, фото- і світлодіоди, мікролінзи, оптичні підсилювачі, спектральні маски, голографічна оптика, атенюатори і методи спектрального ущільнення каналів).

Загальна елементна база і принципи обробки сигналу визначають загальний діапазон швидкостей – верхня межа визначається скоріше платоспроможністю, оскільки в АОЛЗ відсутня хвилеводна дисперсія, яка в основному обмежує швидкість передавання у ВОЛЗах.

Більш того, в атмосферних оптичних лініях використовується та ж сама модуляція, що і в БОСП. Саме тому FSO-системи «всеїдні» по відношенню до протоколів передавання даних. Інакше кажучи, системі однаково, що передавати, будь то потоки E1, Fast, Gigabit Ethernet або ATM.

18.3. Переваги FSO-систем

1. Одна з головних переваг FSO-систем є *малий час інсталяції*. Іншою принциповою перевагою атмосферних оптичних ліній є *самодостатність*.

2. Витрати на встановлення *одноразові, ліцензійні відрахування і дозвіл на використання частот не вимагається* ніде у світі. *Час напрацювання пристроїв визначається, насамперед, терміном роботи лазера і може досягати 20 і більше років – MTBF всієї системи має аналогічні величини.*

3. FSO-системи можна встановлювати не лише даху будівлі. Оптичний термінал можна розміщати в середині будівлі біля вікна, не змінюючи зовнішній вигляд будівлі та не привертаючи уваги перехожих і інших зацікавлених спостерігачів.

4. Достатньо вузькі пучки світла дають можливість нехтувати обмеженнями, які властиві радіочастотним системам, і компактно розмістити декілька приймально-передавальних терміналів, оскільки при застосуванні FSO-системи зникають проблеми електромагнітною сумісності.

5. *Висока захищеність АОЛЗ-каналу від несанкціонованого доступу* ще одна з характеристик FSO. Деякі джерела навіть вважають що рівень захисту даних в АОЛЗ перевищує захищеність ВОЛЗ.

6. *Застосування загальної елементної бази з системами оптоволоконної оптики* обумовлює: поступове зниження вартості конструкції і підвищення надійності електроніки без значних інвестицій в розробку і конструкторські роботи; поступове спрощення процедур інсталяції оптичних терміналів та використання динамічних систем наведення для максимальної простоти встановлення, зниження вимог до несучих конструкцій; високу швидкість передавання даних і автоматичне відновлення зв'язку з покращенням погодних умов.

18.4. Недоліки FSO-систем

Недоліки FSO-систем, зводяться до:

1. Відносно *високої вартості* систем, яка все ще стримує застосування FSO на коротких лініях

2. Відносно *низької надійності зв'язку на довгих лініях, де вплив погодних факторів* особливо значний.

3. На *якість і надійність атмосферних оптичних ліній* негативний вплив оказують також *мікроподвіжки і вібрації несучих конструкцій*

4. Окрім цього треба відзначити, що *конвекція теплих і холодних потоків повітря (турбулентність атмосфери)* породжує неоднорідності показника заломлення – мікролінзи, які обумовлюють завмирання оптичного сигналу величиною до 30 дБ.

Трохи далі кожний з недоліків FSO-систем буде розглянутий окремо.

18.5. Області застосування

Все сказане вище достатньо жорстко визначає області використання технології FSO:

1. В першу чергу це *створення високошвидкісних мобільних магістралей у випадку наявності перешкод*, які важко обійти звичайними способами, – залізничні колії та розв'язки, водні перешкоди, дороги і т. д.

2. *Корпоративний сектор*, в якому досить часто розповсюджена ситуація з офісами, вже підключеними до Інтернету, і *стає актуальною організація високошвидкісної мережі між філіалами, що знаходяться в прямій видимості*. В цьому випадку проблеми доступності каналу зв'язку відходять на другий план, оскільки критичний трафік завжди (або практично завжди) можна пустити по низькошвидкісним каналам зв'язку.

3. Швидке розгортання *високошвидкісного тимчасового зв'язку*. Треба відзначити, що для вирішення цієї задачі альтернативи FSO-системам практично не існує.

4. *Вирішення проблеми останньої милі* при організації комп'ютерних мереж. Особливо це стає актуальним для мало потужних провайдерів, кількість абонентів яких налічує одиниці і десятки клієнтів.

5. Використання FSO в *мережах мобільного зв'язку (в тому числі і в 3G-мережах)* в місцях високого скупчення абонентів, базові станції розташовані достатньо щільно на відносно невеликих відстанях одна від одної. Використання FSO при такому сценарії значно скорочує терміни реалізації проекту і початкові витрати на створення мережі. В подальшому, по мірі її розвитку і зниження необхідності використання FSO-систем, системи FSO можуть пересуватися на периметр мережі – якщо, звичайно, виникне загроза конкуренції з боку оператора, що пропонує більш якісні послуги.

6. «Екзотичні» або перспективні області використання оптичного безпроводного зв'язку:

- застосування оптичного безпроводного зв'язку в *космосі*.

Такого типу застосування має широкі перспективи, оскільки відсутня атмосфера, яка породжує основні перешкоди при організації зв'язку. Відповідно довжина лінії оптичного зв'язку стає практично необмеженою.

Компанія fSona планує застосувати оптичний зв'язок в унікальному експерименті. Розроблена цією компанією система буде використана в наступному польоті на Марс – вона зв'яже супутник, який обертається на круговій орбіті Марса, з Землею.

Проект отримав назву Mars Laser Communication Demonstration і повинен реалізувати швидкість передавання даних від 1 до 30 Мбит/с (в залежності від часу доби і відстані між планетами. Відзначимо, що існуючі радіосистеми далекого зв'язку забезпечують швидкість передавання не більше 120 Кбіт/с).

На шляху до земної поверхні пучку світла прийдеться проходити через атмосферу, тому для забезпечення стійкого зв'язку планується використання двох наземних терміналів на випадок, якщо один з них буде закритий хмарами.

- застосування оптичного безпроводного зв'язку *під водою* також має широкі перспективи, оскільки як відомо радіоканал у морській воді використовувати не можна, так як випромінювання в провідячих середовищах швидко затухає на відстанях, порівняних з довжиною хвилі

а акустичні методи забезпечують швидкість лише на рівні порядку 2,4 Кбіт/с, що явно недостатньо при військових та інших практичних задач.

Задача скритого високошвидкісного зв'язку, захищеного від несанкціонованого доступу залишається актуальною, особливо для зв'язку з підводними човнами, без спливання човнів в надводне становище. На сьогодні є данні, що розв'язати цю задачу взялася компанія Ambalux. Ambalux пропонує використовувати сине-зелені лазери і повідомляє про дальності зв'язку 10–100 м і швидкості передавання 10–150 Мбіт/с. На відміну від атмосфери, де головною перешкодою для оптичного безпроводного зв'язку є поява туману, у воді виникає проблеми, пов'язані з планктоном і багатократним розсіюванням випромінювання (очевидно на тому ж планктоні). Тем не менш роботи йдуть повним ходом – єсть інформація про секторні прийомопередавачі і використання методів спектрального ущільнення для забезпечення повнодуплексного зв'язку. В подальшому технологія може бути комерціалізована (наприклад, для зв'язку з підводними нафтодобувними платформами). Відзначимо, що кількість платформ навіть сьогодні складає біля 4 тис. і по мірі освоєння запасів океанів буде тільки збільшуватися.

18.5. Структура безпроводної оптичної системи зв'язку [50]

На рисунку 18.2 наведена узагальнена структурна схема приймально-передавального модуля БОСП (дуплексна версія).

По суті, БОСП містить функціональні вузли, які притаманні будь-яким електричним системам зв'язку. Більше того, при формуванні сигналів, у принципі, можливе використання різноманітних способів кодування і типів модуляції, що відомі для традиційних систем передавання.

Сигнал (оптичний, або електричний) поступає на інтерфейсний модуль. Який трансформує сигнал в електричний, в відповідному цифровому коді. Цей модуль також забезпечує трансформацію прийнятого сигналу в сигнал в лінійному коді. Далі сигнал відповідним чином кодується, як правило, з надлишковістю (часто з великою надлишковістю). Такого типу трансформація необхідна для забезпечення підвищеної заводостійкості системи зв'язку. Необхідно зауважити, що ступень надлишковості може бути дуже значним, і, він мало пов'язаний (або практично не обмежується) протокольною швидкістю передавання. Це пов'язано, з тим, що при застосуванні БОСП-систем, таке явище як дисперсія сигналів за швидкостями розповсюдження практично відсутнє. А як відомо, саме дисперсія обмежує швидкість передавання у БОСП. Отже передавання сигналу між передавачем і приймачем може вестися на швидкості, яка значно перевищує протокольну швидкість передавання системи. Як наслідок, велика кількість додаткових бітів може бути передана, і, практично будь-які за складністю алгоритми можуть бути реалізовані.

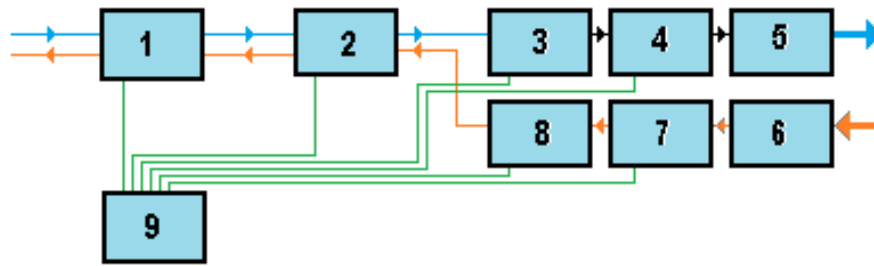


Рис. 18.2

1 – інтерфейсний блок, 2 – блок кодування-декодування сигналу, 3 – модулятор, 4 – ЛД, 5 – передавальна оптична антена, 6 – приймальна оптична антена, 7 – ФП, 8 – підсилювач, 9 – блок контролю та живлення модулю.

Далі сигнал поступає на модулятор. Відзначимо, що у більшості випадків, для тих швидкостей, які реалізуються в БОСП-системах достатньо прямої модуляції. Отже модулятор – блок, який формує інформаційний сигнал у вигляді електричного сигналу, що передається безпосередньо в ланку накачування лазера. Приймальна ланка містить: оптичну приймальну антену, ФП та підсилювач.

В якості передавача використовують ЛД, який працює в одному з вікон прозорості ВОСП. Приймач – PIN, або лавинний фотодіод.

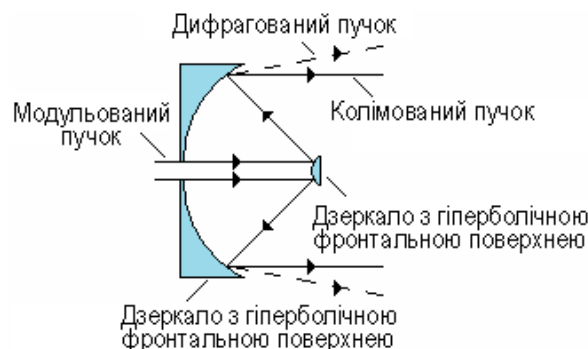


Рис. 18.3. Схематичне зображення типової оптичної антени

Декілька слів про передавальну або приймальну антени. Така антена є не чим іншим як деякою оптичною системою „оптимізованою на нескінченість”. Інакше кажучи, така антена є колімаційною системою типу телескоп з великим вихідним (вхідним) отвором. Такий телескоп може бути побудований на основі як рефракційної так і відбивальної оптики. Треба відзначити, що другий варіант є більш привабливим, оскільки елементи антени складаються з меншої кількості оптичних поверхонь. Це пов’язане з тим, що на сьогодні добре розвинута технологія виготовлення відбиваючих поверхонь асферичної форми. Застосування таких асферичних дзеркал дозволяє суттєво зменшити кількість оптичних поверхонь (не менш ніж вдвічі). Приклад такою антени наведений на рисунку 18.3.

Оцінимо поле зору приймального блоку.

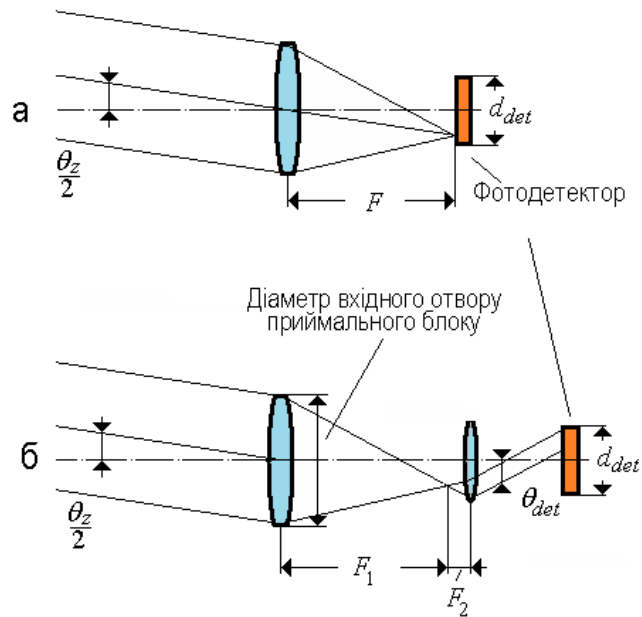


Рис. 18.4. Геометричні діаграми приймальних оптичних антен:
а) фокусуєча антена; б) колімуєча антена.

Для простоти оцінку проведемо для антен, побудованих на основі рефракційних елементів. Результати для дзеркальної оптики будуть абсолютно ті самі.

В антені фокусуєчого типу (рис. 18.4 а) фотодетектор встановлюється в фокальній площині вхідного об'єктиву; відповідно поле зору визначається виразом

$$\theta_z = \frac{d_{det} - d_{sp}}{F}, \quad (18.1)$$

де F – фокусна відстань вхідного об'єктива; d_{det} – діаметр фотодетектора; d_{sp} – діаметр сфокусованої плями у фокусі об'єктива.

Якщо приймальна антена проектується для роботи на дифракційній межі, то розміри сфокусованої плями дорівнюють

$$d_{sp} = 2.44 \frac{F\lambda}{d_{inp}}. \quad (18.2)$$

де d_{inp} – діаметр вхідного пучка

Якщо розміри дифракційної плями набагато менше, ніж діаметр чутливої площинки фотодетектора, то

$$\theta_z = \frac{d_{det}}{F}. \quad (18.3)$$

Поле зору приймального блоку з антеною колімуєчого типу (рис. 18.4 б) визначається таким чином

$$\theta_z = \frac{F_2}{F_1} \theta_{det}, \quad (18.4)$$

де F_1 і F_2 – фокусні відстані колімуєчих лінз.

18.6. Фізична модель системи зв'язку [50]

Розглянемо моделі зв'язку з використанням лазерів в якості випромінювачів.

Часова та просторова когерентність оптичного випромінювання лазера дозволяє зформувати пучок з мінімальною розбіжністю, яка практично визначається дифракційною межею:

$$\theta_0 = \frac{1.22\lambda}{d_{\text{inp}}}, \quad (18.5)$$

де λ – довжина хвилі, d_{inp} – діаметр вихідної зіниці передавального блоку, θ_0 – кут розбіжності випромінювання, або просто розбіжність.

З 18.5 випливає, що розбіжність у випадку використання лазера складає величину близьку до кутової секунди і менше. Разом з тим при досить довгих оптичних трасах збільшення перерізу пучка може бути відносно великим.

Фізична модель лазерної системи зв'язку може бути представлена у вигляді:

Модульований лазерний пучок колімується оптичною антеною передавача. Оптичний сигнал поступаючи на вхідну антену приймального блоку, фокусується на вхідному торці приймача, де відбувається перетворення оптичного сигналу в електричний. Електричний сигнал поступає на декодер і перетворюється на вихідний сигнал приймача.

Оскільки в FSO-системі відсутній вплив дисперсії, то успішна роботи системи залежить від балансу між переданою та прийнятою енергією.

Такий зв'язок між переданою і прийнятою енергією сигналу будемо називати рівнянням дальності дії системи зв'язку, або просто рівнянням системи зв'язку.

18.7. Просторове мультиплексування сигналів на основі вихрових пучків

Відомо, що однією з актуальних задач, що виникають при передаванні сигналів є задача ефективного передавання сигналу по каналу зв'язку із завадами. Не є винятком сигнали, які передаються вздовж атмосферних (FSO) ліній зв'язку. Додатковим фактором, що впливає на якість передавання є турбулентності атмосфери. Наявність турбулентності приводить до виникнення спотворень оптичного пучка, руйнування його структури, як за фазою, так і за інтенсивністю.

Додамо, що лише при прямій модуляції, яка застосовується при передаванні сигналів на відносно малих швидкостях (до 155 Мбіт/с) сигнал, що передається може розглядатися як чергування певних імпульсів та проміжків коли рівень сигналу нульовий. При зовнішній модуляції, як правило, середній рівень сигналу залишається сталим незалежно від того передається одиниця «1» або нуль «0» повідомлення.

За звичай, відновлення сигналу, який проходить через канал із завадами відбувається за рахунок застосування так званих надлишкових кодів, що забезпечує досить надійне передавання інформації. Такий метод має значний недолік: якщо збурення в атмосфері достатньо серйозні, то такий сигнал буде втрачатися, тобто руйнуватиметься канал зв'язку.

Тому на наш погляд існує більш перспективний шлях вирішення проблеми, (принаймні для FSO-систем) а саме, застосування іншого типу кодування, яке базується на використанні стійких у фізичному сенсі оптичних сингулярних пучків, наприклад вихрових.

Такі пучки достатньо просто реалізуються методом синтезованих голограм за допомогою просторово-часових модуляторів світла.

При цьому для будь-яких систем зв'язку залишається актуальним збільшення каналів, вздовж яких передаються сигнали, що дає можливість значно збільшити кількість інформації яка передається системою.

Треба відзначити, що для оптичних систем (волоконно-оптичних насамперед) передавання існують специфічні методи ущільнення такі як модове або поляризаційне мультиплексування. Це дає надію, що і для FSO-систем може бути запропоноване дещо подібне.

На відміну від волоконно-оптичних систем, в яких характеристики оптичних пучків достатньо строго регламентуються фізичними обмеженнями, які властиві хвилеводним системам, наприклад, модовий характер розповсюдження, відповідний розподіл інтенсивності в перетині пучка, тощо, такі обмеження для FSO-систем відсутні.

Тому, на нашу думку, застосування сингулярних пучків в FSO-системах є достатньо перспективним.

18.7.1. Деякі відомості про вихрові пучки.

Повернемося до виразу (1.25):

$$U = x \pm jy, \quad (1.25)$$

Розподіл фази в області вихору (фазова карта), заданого рівнянням (1.25), ілюструється малюнком 18.5 а.

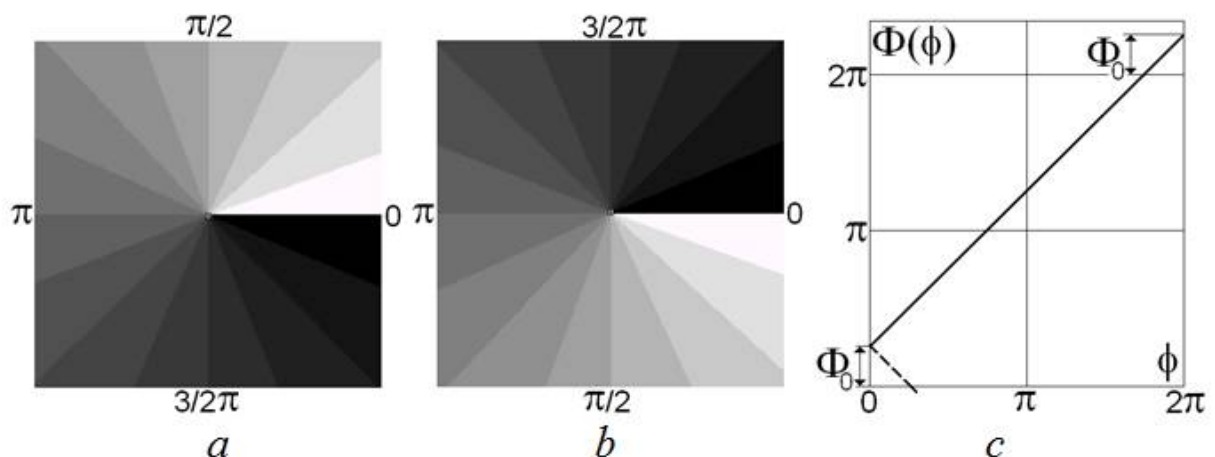


Рис. 18.5. Фазова карта ізотропного вихору

Зміна відтінку сірого відповідає зміні фази. а) – відповідає знаку (+) в рівнянні (4.4); б) – знаку (-). с) – зміна фази при обході вихору. Суцільна лінія на рис.(с) – позитивний вихор (+ у виразі (1.25)). Пунктирна – негативний.

Як бачимо, при обході центру вихору по колу фаза наростає або спадає залежно від знака (+) або (-) в (1.25) лінійно. В роботі [51] такі вихори отримали назву ізотропних. У загальному випадку еквіфазна лінія, що

відповідає нульовій фазі, може і не збігатися з віссю x лабораторної системи координат, прив'язаної до центру вихору. Величину фазового зсуву надалі будемо називати початковою фазою ізотропного вихору. Зауважимо, що зміну фази (рис. 18.5 с) можна отримати з розподілу (рис. 18.5 а) простим поворотом системи координат на кут величиною $-\Delta\Phi_0$.

Природно, що для реального поля рівняння (1.25) виконується вкрай рідко. Область, в якій зміна фази описується лінійним наближенням, будемо називати [7] *ядром вихору*. Як правило, зміна фази в області ядра вихору описується нелінійним законом, що відповідає появі в (1.25) дійсних коефіцієнтів перед x і y . Найбільш загальний випадок розподілу фази вихору виникає при додатковому повороті фазової структури вихору на деякий кут.

Фазова поверхня в околі вихору – правий чи лівий гелікоїд. Тільки в цьому випадку реалізується приріст або спад фази на величину 2π при повному обході центру вихору.

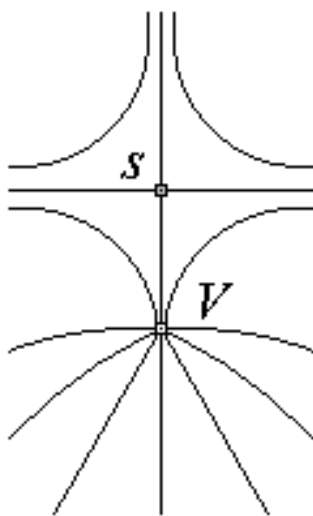
18.7.1.1. Топологічний заряд

Особливі точки якої-небудь величини прийнято характеризувати топологічними індексами двох типів [7,52]. Перший з них, так званий топологічний заряд, вводиться для особливої точки (наприклад, для особливої точки поля фази), виходячи з наступного співвідношення:

$$S = \frac{1}{2\pi} \oint d\Phi, \quad (18.6)$$

де інтегрування проводиться по невеликій поверхні (у напрямку проти годинникової стрілки), описаної близько особливої точки.

Легко бачити, що для зміни фази (рис. 18.5) – топологічний заряд дорівнює $+$ або -1 . Знак $(+)$ відповідає ситуації, коли, при обході вихору проти годинникової стрілки фаза наростає і $(-)$ – якщо фаза спадає. У загальному випадку можливе й інше поведінку фази, при якому топологічний заряд за модулем може бути більше одиниці і дорівнює $\pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$. Однак можна



показати, що вихорі з топологічним зарядом по модулю, більшим за одиницю, топологічно і фізично нестійкі і навіть при невеликому фізичному збуренні розпадаються на систему простих одиничних вихорів. Тому надалі, будемо вважати, що в оптичному полі реалізуються лише вихрі з зарядом $S = \pm 1$.

Легко показати, що для областей поля, які не містять сингулярну точку (включаючи і стаціонарні точки), $S = 0$. На малюнку 18.6 схематично зображені еквіфазні лінії поля в області вихору (точка V) і сідлової точки S . Оскільки топологічний заряд притаманний тільки області поля, що включає вихор,

Рис. 18.6. то топологічний заряд ділянки поля, зображеного на малюнку, дорівнює $+$ або -1 .

18.7.1.2. Топологічний індекс

Топологічний індекс другого типу - так званий індекс Пуанкаре (надалі просто індекс). Обчислюється він таким чином. При обході особливої точки стежать, в яку сторону обертаються лінії, що характеризують польову структуру, утворену в її околі (наприклад, еквіфазні лінії). Якщо напрямок обертання ліній збігається з напрямком обходу, то польовій структурі присвоюється індекс зі знаком (+); якщо лінії обертаються в протилежний бік, то індексу присвоюється знак (-). Модуль індексу дорівнює кількості повних обертів ліній, яке підраховується при поверненні в початкову точку. Так, виходячи з рисунку 18.6, на якому представлені еквіфазні лінії ділянки поля, що включає вихор V і сідлову точку s , можна зробити висновок, що як позитивний, так і негативний вихори характеризуються одним індексом $N = +1$, а сідлова точка індексом $N = -1$. Екстремуми фази, як і вихори, характеризуються індексом $N = +1$.

18.7.1.3. Закон збереження топологічного заряду

Можна показати, що для деякої області, що містить M особливих точок можуть бути введені сумарні топологічний заряд $S_{tot} = \sum_i^M S_i$ і індекс

$N_{tot} = \sum_i^M N_i$ [7]. В силу властивостей Евклідового простору, виконується закон

збереження сумарних топологічного заряду і індексу, який для оптичного поля може бути сформульовано таким чином. Будь-яке збурення оптичного поля не призводить до зміни сумарного топологічного заряду та індексу. При цьому, якщо електромагнітна хвиля вільно поширюється в лінійному середовищі і на її шляху не зустрічаються джерела і абсолютно поглинаючі стоки, то величини залишаються постійними для будь-якого перетину поля [7].

18.7.2. Принципи просторового мультиплексування

Уявимо собі, що за на виході передавальної антени формується класичний гаусів пучок нульового порядку (Рис. 18.7 а), який поступає у пристрій, що вносить певну просторову асиметрію в поле, яке формується у далекій зоні (Рис. 18.7 б). Інакше кажучи основна частина інтенсивності пучка в далекій зоні буде зосереджена в частині поля Part2, в той час як в частині поля Part1 випромінювання практично відсутнє.

Будемо вважати що таким пучком переноситься сигнал $A2$. Уявимо, що аналогічним чином в частині поля Part1 можна сформувати сигнал $A1$. Природно, «хвіст» сигналу, наприклад сигналу $A1$ в «чужій» області буде створювати шум для сигналу $A2$. Проте при відповідному відношенні сигнал-шум такі сигнали будуть практично ортогональні [53].

В якості «асимітруючого» пристрою можна використати простий екран, який перекриває частину пучка у площині передавальної антени.

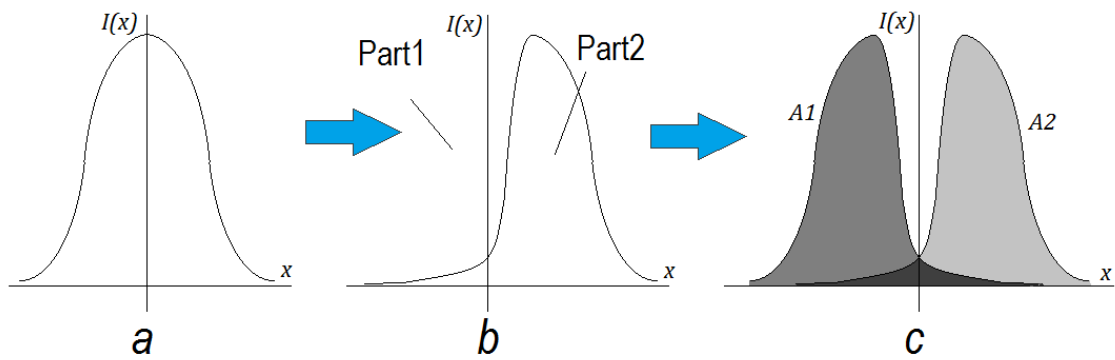


Рис. 18.7. До пояснення принципу просторового мультиплексування.

Розглянемо детально дифракцію гаусового пучка нульового порядку на краю непрозорого екрану. Комплексна амплітуда гаусового пучка визначається співвідношенням

$$U(x, y) \sim \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{2\sigma_0^2}\right), \quad (18.7)$$

де σ_0 визначає ширину пучка.

Будемо вважати, що у вхідній площині екраном закривається точно половина пучка.

Дифрагований пучок на відстані z від екрану в площині x_1, y_1 , визначається перетворенням Френеля.

Тоді, комплексна амплітуда U на відстані z може бути записана у вигляді

$$U(x_1, y_1) \sim \exp\left(-\frac{y_1^2}{2\sigma^2}\right) \int_0^\infty \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_0^2}\right) \exp\left[j\frac{k}{2z}(x - x_1)^2\right] dx, \quad (18.8)$$

де $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – хвилеве число, σ_0 – початкова ширина гаусова пучка, z – відстань між екраном і площиною спостереження, величина σ визначає ширину пучка в напрямку y_1 , в якому «не відбувається дифракція» і може бути записане у вигляді [6]

$$\sigma = \sigma_0 \sqrt{1 + \frac{z^2}{k^2 \sigma_0^4}}. \quad (18.9)$$

Розподіл інтенсивності в дифракційному полі в далекій зоні дифракції ілюструється рисунком 18.8.

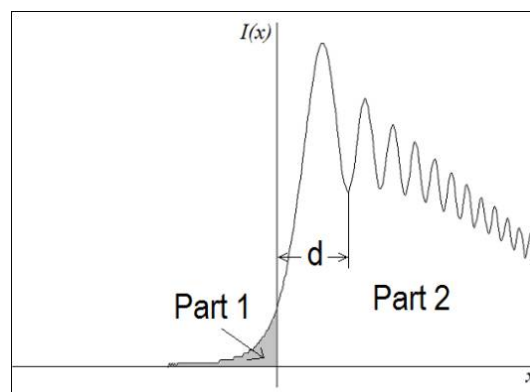


Рис.18.8. Розподіл інтенсивності гаусового пучка, дифрагованого на краю екрану. Величина d характеризує відстань між краєм екрану та першим додатковим мінімумом інтенсивності.

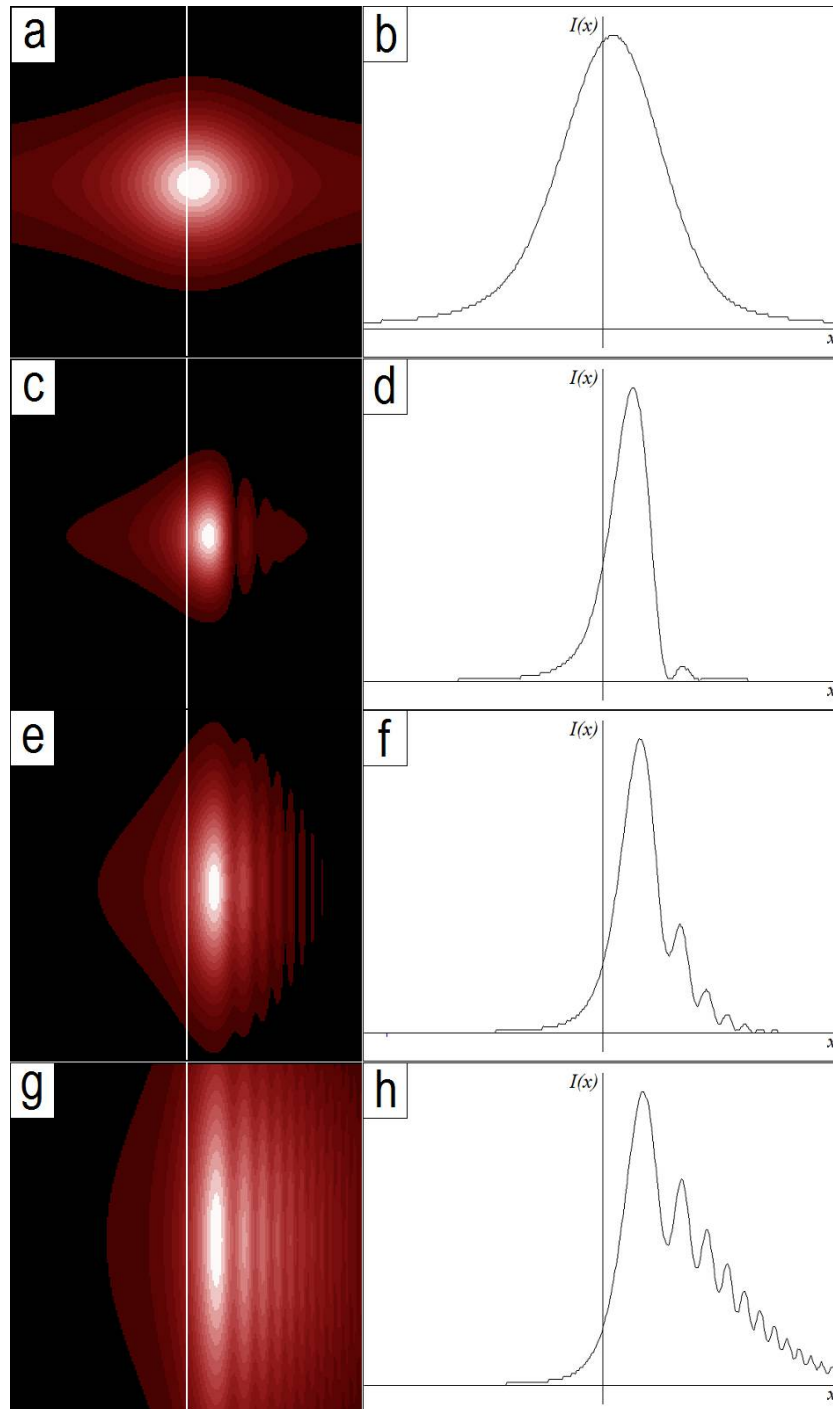


Рис. 18.7. Результати комп'ютерного моделювання дифракції гаусового пучка на нескінченному екрані.

Рядок *a-d* – відповідає величині $\alpha = \frac{\lambda}{\sigma_0} = 2.8 \times 10^{-4}$. Рядки *e-h*, *i-l*, *m-p*, *q-t* порашовані для величин $\alpha = 1.4 \times 10^{-4}$, $\alpha = 7 \times 10^{-5}$, $\alpha = 3.5 \times 10^{-5}$ та $\alpha = 1.7 \times 10^{-5}$ відповідно. Перша колонка ілюструє розподіл інтенсивності в дифракційному полі, отриманому в результаті дифракції гаусового пучка різної ширини на краю екрану. Друга колонка відповідає розподілу інтенсивності результуючої хвилі, в центральній перетині дифрагованого пучка. Біла вертикальна лінія на фігурах вказує положення краю екрану.

Частина поля, яка знаходиться в просторі перекритому екраном позначена як Part 1. Відповідно частина поля, яка розташована в області вільній від

екрану позначена як Part 2. Як бачимо з рисунку на відміну від дифракції плоскої хвилі на нескінченному екрані в частині поля, позначеною як Part 2 середня інтенсивність поступово спадає. При цьому швидкість спадання визначається шириною гаусова пучка. Чим вужче початковий пучок тим швидше спадає інтенсивність. При цьому відстань між краєм екрану та першим додатковим мінімумом d не залежить від ширини гаусова пучка. Відповідно, можна очікувати, що у випадку коли половина ширини пучка $\sigma_0/2$ буде співрозмірна з величиною d спадання середньої інтенсивності буде таким швидким, що додаткові мінімуми в дифракційній картині будуть відсутні.

При відступі від краю екрана інтенсивність буде залежати від початкової ширини гаусова пучка. При значній величині σ_0 в цій частині поля буде спостерігатися додаткова модуляція.

Результати комп'ютерного моделювання представлені на рис. 18.9.

Як бачимо з рисунків розподіл інтенсивності в частині поля Part2 характеризується додатковою модуляцією, характер якої залежить від початкової ширини гаусова пучка. Ця модуляція практично зникає при дифракції відносно вузьких гаусових пучків (див. рис a,b). Проте при цьому зникає асиметрія пучка і утворення ортогональних каналів стає неможливим.

18.7.3. Використання вихрових пучків для просторового мультиплексування каналів зв'язку

Спробуємо використати для просторового мультиплексування інший тип пучків – вихрові пучки. Додамо, що такі пучки більш стійкі до фізичних збурень, наприклад, турбулентності.

Розглянемо детально дифракцію вихрового пучка на краю непрозорого екрану.

Комплексна амплітуда ізотропного вихорю у вихідній площині передавальної антени може бути представлена у вигляді [7]:

$$U_v(x, y) = \sqrt{x^2 + y^2} \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{2\sigma^2}\right) \exp[jS \arctg\left(\frac{y}{x}\right)], \quad (18.10)$$

де S – топологічний заряд вихорю, σ – «ширина» пучка.

Якщо перекрити частину пучка екраном, то поле в далекій зоні (у нескінченності) або у фокальній площині об'єктива приймальної антени описується виразом:

$$U(\omega, \nu) = \iint_{-\infty}^{\infty} h(x + a) U_v(x, y) \exp[-j(\omega x + \nu y)] dx dy, \quad (18.11)$$

де

$$h(x) = \begin{cases} 0, & x < 0 \\ 1, & x \geq 0 \end{cases} \quad (18.12)$$

функція Хевісайда [54], ω, ν – нормалізовані координати у площині спостереження. Для об'єктива з фокусною віддаллю f , ці координати мають вигляд:

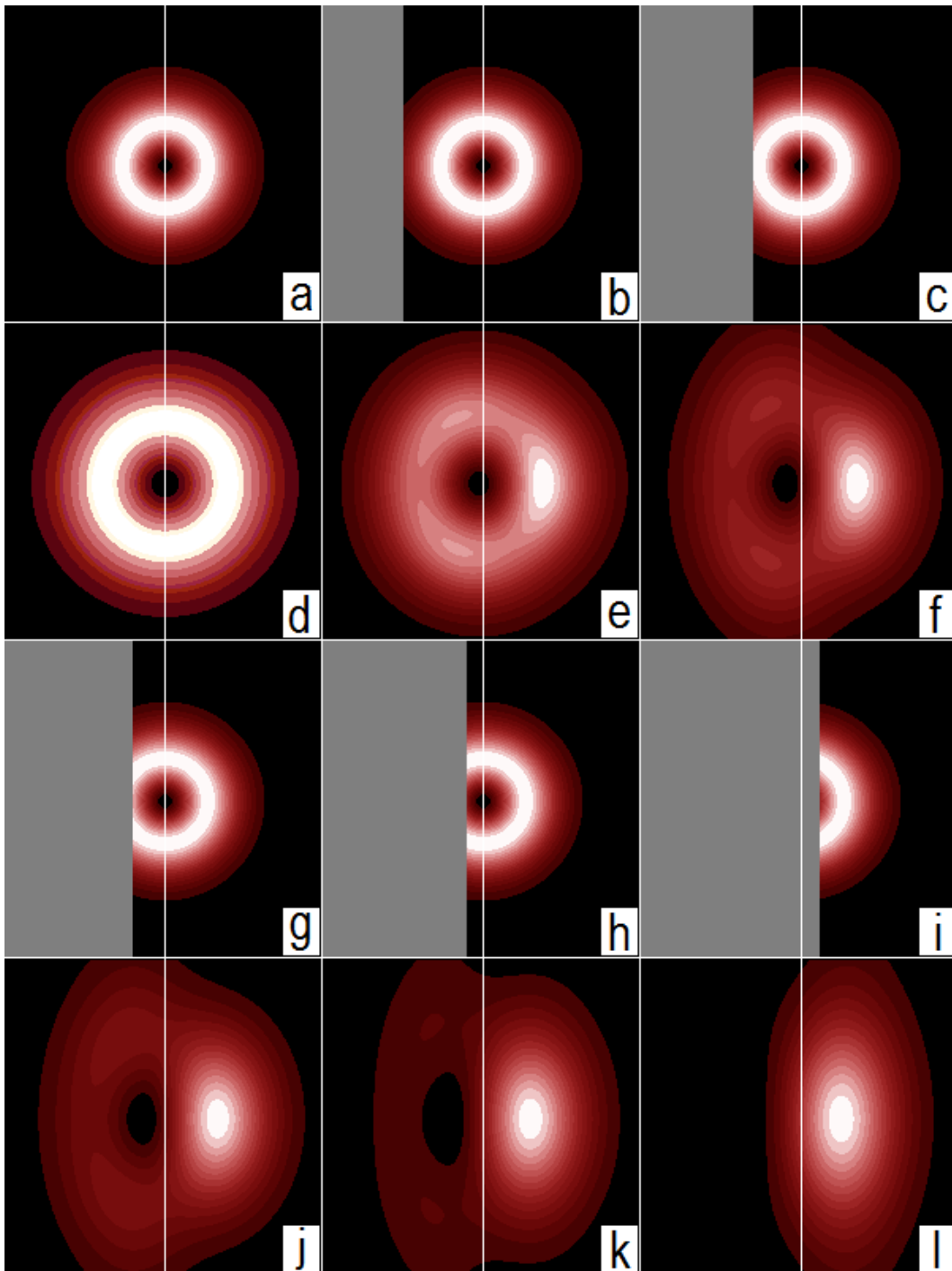


Рис. 18.8. Зміна форми дифракційного поля та зміщення центру вихорю в залежності від ступеня перекриття вихорю у вхідній площині.

Ступень перекриття визначається в долях ширини пучка вихорю σ . При відходженні від центру вихорю на величину σ інтенсивність пучка складає 0.37 від максимальної. Рядки a-c та g-i відповідають вхідному полю та положенню перекриваючого екрану. Рядки d-f та j-l результат дифракції в далекій зоні. Білою лінією позначено положення центру вихорю при відсутності перекриваючого екрану. a,d – вхідний пучок та дифракційне поле без перекриття вхідного пучка; b,e – екран розташований на відстані $s=1.3\sigma$ від центру вихорю; c,f – $s=0.8\sigma$; g,j – $s=0.5\sigma$; h,k – $s=0.2\sigma$; i,l – $s=-0.2\sigma$, повністю перекритий центр вихорю у вхідній площині.

$$\begin{cases} \omega = \frac{k}{\lambda f} x_d \\ \nu = \frac{k}{\lambda f} y_d \end{cases}, \quad (18.13)$$

де $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – хвильове число, x_d, y_d – координати в площині приймача.

Тоді поле в площині ω, ν може бути записане у вигляді:

$$U(\omega, \nu) = \{e^{j\omega a} H(\omega, \nu)\} \otimes V(\omega, \nu), \quad (18.14)$$

де $H(\omega, \nu)$ Фур'є образ від функції Хевісайда, $V(\omega, \nu)$ Фур'є образ від комплексної амплітуди вихорю [7].

Результати цифрового моделювання за співвідношеннями (18.10) та (18.11) наведені на рисунку 18.8. Цей рисунок ілюструє зміну форми дифракційного поля та зміщення центру вихорю в залежності від ступеня перекриття вихорю у вхідній площині

Ступень перекриття визначається в долях ширини пучка вихорю σ . При відходженні від центру вихорю на величину σ інтенсивність пучка складає положенню перекриваючого екрану. Рядки рисунку d-f та j-l ілюструють результат дифракції в далекій зоні. Білою лінією позначено положення центру вихорю при відсутності перекриваючого екрану. Рисункам a,d відповідають поле у вхідній площині та далекій зоні, коли дифракційне поле утворюється без перекриття вхідного пучка. Відповідно всі решта рисунків характеризують ситуацію, що складається в залежності від ступеня перекриття вхідного вихорю. Рисунки b,e – екран розташований на відстані $s=1.3\sigma$ від центру вихорю; c,f – $s=0.8\sigma$; g,j – $s=0.5\sigma$; h,k – $s=0.2\sigma$. Рисунки i,l – $s=-0.2\sigma$ відповідають випадку, коли центр вихорю у вхідній площині перекритий повністю.

Як бачимо з рисунку по мірі перекриття вихорю у вхідній площині:

1. Зменшується інтенсивність в зоні, що відповідає лівій частині поля.
2. Центр вихорю зміщується від центру картини.

Ця ситуація додатково характеризується рисунком 18.9, на якому наведені розподіли інтенсивності в перетині дифракційного поля в залежності від ступеня перекриття вихорю у вхідній площині.

Зміщення центру вихорю в залежності від ступеня перекриття вихорю у вхідній площині ілюструється рисунком 18.9. Вже при перекритті $s=0.5\sigma$ це зміщення сягає $l=0.2\sigma$.

Окремо треба проаналізувати випадок, коли екран перекриває центр вихорю у вхідній площині. Як бачимо з рисунку при $s=-0.2\sigma$ вихор в далекій зоні існує і його зміщення l дорівнює величині 0.55σ . Така ситуація начебто протирічить закону збереження топологічного заряду, оскільки сумарний топологічний заряд поля після екрану повинен бути нульовим. Разом з тим цей факт може бути пояснений у такий спосіб. Зразу ж за екраном у

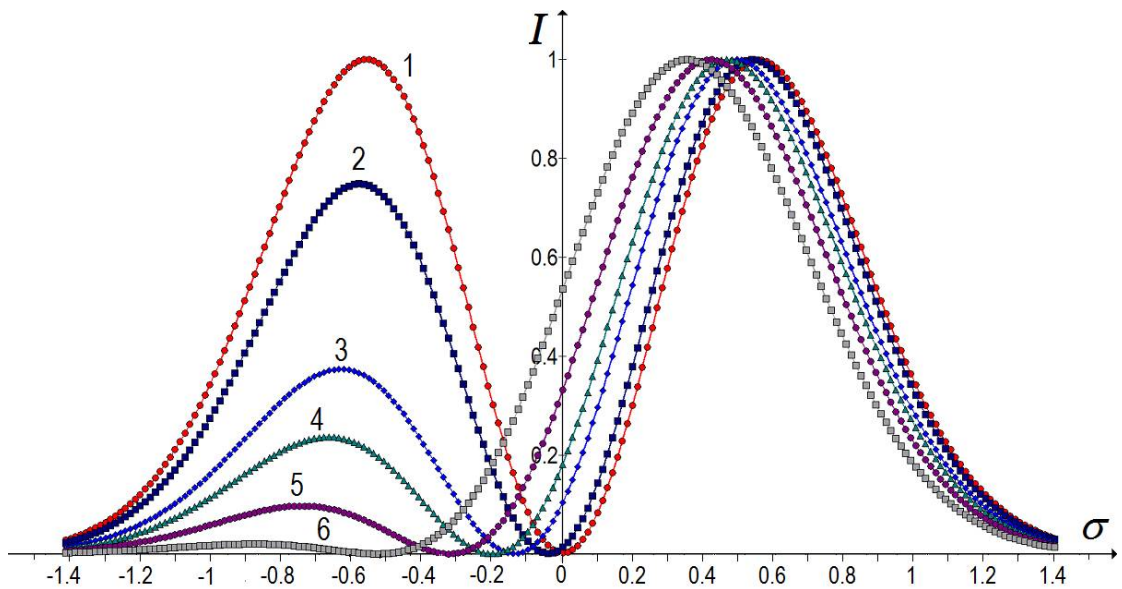


Рис. 18.9. Розподіл інтенсивності в перетині дифракційного поля в залежності від ступеня перекриття вихорю у вхідній площині.

Ступень перекриття визначається в долях ширини пучка вихорю σ . При відходженні від центру вихорю на величину σ інтенсивність пучка складає 0.37 від максимальної. 1 – вхідний пучок та дифракційне поле без перекриття вхідного пучка; 2 – екран розташований на відстані $s=1.3\sigma$ від центру вихорю; 3 – $s=0.8\sigma$; 4 – $s=0.5\sigma$; 5 – $s=0.2\sigma$; 6 – $s=-0.2\sigma$, повністю перекритий центр вихорю у вхідній площині.

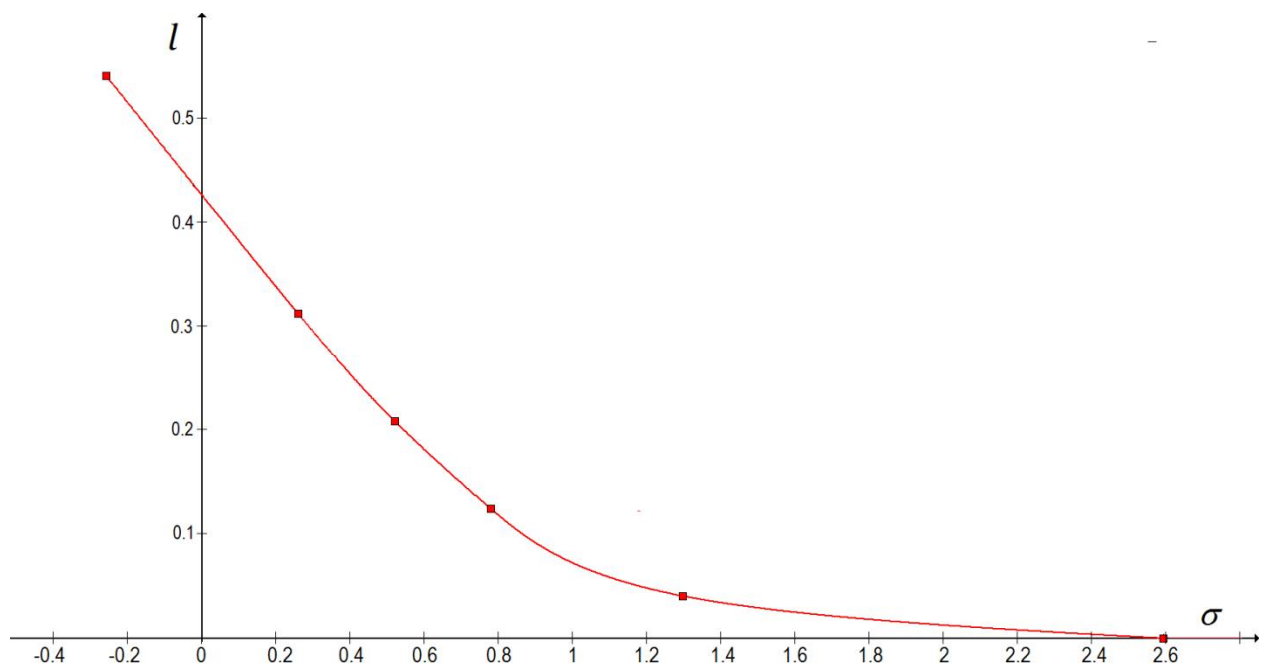


Рис. 18.10. Зміщення центру вихорю в залежності від ступеня перекриття вихорю у вхідній площині.

Ступень перекриття визначається в долях ширини пучка вихорю σ . При відходженні від центру вихорю на величину σ інтенсивність пучка складає 0.37 від максимальної.

дифракційному полі вихор очевидно відсутній. Лише на певній відстані від екрану народжується пара вихорів. Із збільшенням відстані до вхідної площини один з вихорів рухається значно швидше ніж інший. Нарешті в

далекій зоні він зміщається в темну область поля і перестає ідентифікуватися. Проте дослідження цього механізму потребує додаткового дослідження і не є предметом цієї магістерської роботи.

Отже як впливає з даних цифрового моделювання перекриття навіть незначної частини вхідного пучка $s=0.5\sigma$ приводить до того, що інтенсивність в лівій частині поля значно менша ніж в правій. Окрім цього, оскільки в центрі вихорю інтенсивність дорівнює нулю то приймач розташований в зоні ядра вихорю буде фіксувати інтенсивність, що відповідає лише сигналу одного з каналів. Інакше кажучи можна стверджувати, що канали зв'язку в такому випадку ортогональні.

18.8. Рівняння системи зв'язку [50]

Рівняння системи зв'язку визначається початковою потужністю випромінювача та різноманітними втратами енергії на трасі в передавальному та приймальному блоках. Розглянемо залежності, що характеризують розповсюдження випромінювання в каналі зв'язку, втрати за рахунок природного розходження пучка в просторі, загасання сигналу при проходженні в окремих трактах системи.

Втрати енергії несучої в модуляторі і оптичній антені характеризуються коефіцієнтом передавального блоку системи

$$\tau_{\text{out}} = \frac{p_{\text{out}}}{p_{\text{LD}}}, \quad (18.15)$$

де p_{LD} – потужність лазера, p_{out} – потужність на виході передавального блоку.

Згідно з фізичною моделлю системи практично паралельний пучок потужністю p_{out} досягнувши приймального блоку фокусується оптичною приймальною антеною на торець фотоприймача. Відзначимо, що розміри сфокусованої плями для випадку когерентного та некогерентного випромінювання різні. В першому випадку, при нехтуванні розширенням пучка за рахунок аберацій оптики та спотворенням пучка при проходженні атмосфери, розміри плями близькі до розмірів нульового дифракційного порядку, де зосереджено близько 90% енергії. В другому випадку розміри сфокусованої плями перш за все визначаються розмірами джерела. Як наслідок при використанні когерентного джерела концентрація енергії завжди вище (розміри сфокусованої плями менше). Проте і в випадку когерентного джерела розміри плями більше ніж розміри дифракційного порядку внаслідок випадкових (турбулентність) та детермінованих (аберації оптики) спотворень плоского пучка.

Оцінимо рівень втрат при розповсюдженні пучка від передавального блоку до приймача.

Не враховуючи загасання випромінювання на трасі маємо, що втрати на площині вхідного отвору приймального блоку пов'язані лише з тим фактом, що за рахунок розбіжності пучка площа його перерізу збільшується по мірі збільшення відстані між передавальним та приймальним блоками z .

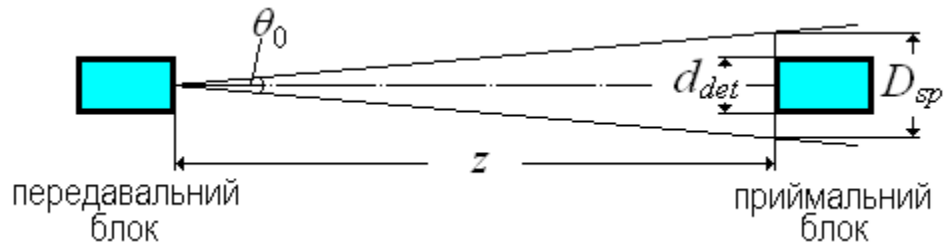


Рис. 18.11

Якщо z достатньо велике, то вихідний отвір передавального блоку можна вважати точковим джерелом. Тоді площа перерізу пучка (див. рис. 18.11) дорівнює

$$S_{sp} = \frac{\pi}{4} (\theta_0 z)^2. \quad (18.16)$$

Співвідношення площі S_{sp} та площі вхідного отвору приймального блоку описується співвідношенням

$$\tau_{opt} = \frac{S_{pr}}{S_{sp}} = \frac{(d_{det})^2}{(\theta_0 z)^2}, \text{ або в децибелах } T_{opt} = -10 \lg \left[\frac{(d_{det})^2}{(\theta_0 z)^2} \right]. \quad (18.17)$$

Якщо вважати, що інтенсивність пучка є рівномірною вздовж перерізу пучка (насправді це не так) то тоді саме це співвідношення в першому наближенні визначає втрати потужності за рахунок розповсюдження сигналу.

Отже потужність яка падає на вхідний отвір приймальної антени дорівнює

$$p_{inp} = p_{out} \tau_{opt}. \quad (18.18)$$

Природно, що не вся енергія, яка попала у вхідний отвір приймального блоку доходить до приймача. Такі втрати за аналогією з передавальним блоком будемо називати коефіцієнтом приймального блоку системи τ_{inp} . Отже враховуючи загасання сигналу в атмосфері τ_{atm} можемо пов'язати потужність випромінювання прийняту приймачем з потужністю лазерного діоду

$$p_{det} = \tau_{out} \tau_{opt} \tau_{atm} \tau_{inp} p_{LD} = \tau_{out} \frac{(d_{det})^2}{(\theta_0 z)^2} \tau_{atm} \tau_{inp} p_{LD}. \quad (18.19)$$

Це і є рівняння системи.

Якщо застосувати прийняту в зв'язку практику – втрати визначати в децибелах, а потужність в децибелмільватах то рівняння (18.19) переписеться у вигляді

$$\Delta P = P_{LD} - P_{det} = T_{out} + T_{inp} + T_{opt} + T_{atm} = T, \quad (18.20)$$

де ΔP – динамічний діапазон FSO-системи в децибелмільватах, T – загальні втрати в каналі зв'язку в децибелах.

Відзначимо, що в самому грубому наближенні $p_{out} \approx p_{LD}$ та $p_{det} \approx p_{inp}$. Відповідно $(T_{out} + T_{inp}) \rightarrow 0$ і окрім загасання в атмосфері загальні втрати визначаються лише втратами T_{opt} , які мають назву втрат на оптичне узгодження

$$T_{opt} = -10 \lg \left[\frac{(d_{det})^2}{(\theta_0 z)^2} \right]. \quad (18.21)$$

Природно, щоби FSO-система працювала в стікому режимі потрібно виконання нерівності

$$\Delta P > T. \quad (18.22)$$

18.9. Втрати і завади в атмосферному каналі зв'язку [36,37,43,45,55,61]

18.9.1. Вібраційні завади

Розглянемо наслідки, до яких приводять так звані механічні ефекти. Будівлям, особливо високим, властиво «дихати» на протязі доби. Це проявляється (див. рис. 18.12) у відхиленні будівлі від середнього положення та кутові відхилення в поперечній площині (кручення). Іноді відхилення споруди від вертикалі під впливом, наприклад вітру, може досягати десятків сантиметрів і навіть метрів. Для прикладу, амплітуда відхилення Ейфелевої вежі складає величину близьку до 10 м.

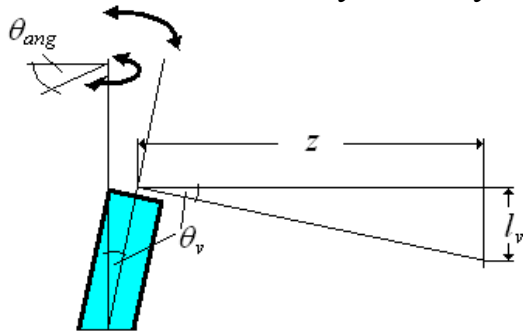


Рис. 18.12.

Відповідно кут θ_v на який змінюється напрямок розповсюдження оптичного сигналу близький до 0.01 рад. Приблизно таку саму величину має кут кручення θ_{ang} . Як наслідок, лінійне зміщення пучка на відстані z близький до 1 км складає величину порядку 10 м. Насправді ця величина трохи менша, але достатня, для того щоб пучок потрапив за межі приймального отвору приймальної антени.

Отже вібраційні завади суттєво знижують величину дистанції зв'язку.

Проте «тактова» частота вібрацій значно менша тактової частоти сигналу. Цей факт, при дуплексному зв'язку дозволяє застосовувати, так звані адаптивні технології, передаючи поруч з основним сигналом дані про орієнтацію передавального і приймального блоків, що дає можливість своєчасно вводити кутову корекцію блоків.

Для динамічного наведення пучків і мінімізації втрат використовують різноманітні схеми. Найбільш оптимальні пристрої можуть містити два контури компенсації кутових зміщень: один – для повільних змін другий – для відслідковування змін, дрібних і швидкісних (вібрацій, які викликані проїхавшим трамваем або прошедшою поблизу людиною).

Згідно інформації фірми Canon, застосування таких систем дозволяє забезпечити надійний зв'язок навіть під час ураганних вітрових навантажень і польових бурь.

18.9.2. Вплив турбулентності на характеристики оптичного каналу

Насамперед, введемо поняття (дещо спекулятивно, та дуже не строго) масштабу турбулентності. Під масштабом турбулентності будемо розуміти поперечні розміри неоднорідності, яка утворюється в наслідок деякого фізичного збурення (температурного розподілу земля-повітря, вітер, тощо). При цьому будемо вважати, що в межах неоднорідності оптичні характеристики можна вважати сталими.

Розглянемо 3 випадки (див. Рис. 18.13):

- Масштаб турбулентності близький за розмірами з діаметром світлового пучка $d \sim D$.
- Масштаб турбулентності значно перевищує діаметр світлового пучка $d \ll D$.
- Масштаб турбулентності значно менше діаметра світлового пучка $d \gg D$.
- В першому випадку збурення атмосфери приводить до відповідного викривлення хвильового фронту (внесенню додаткових аберацій). Це в свою чергу приводить до:

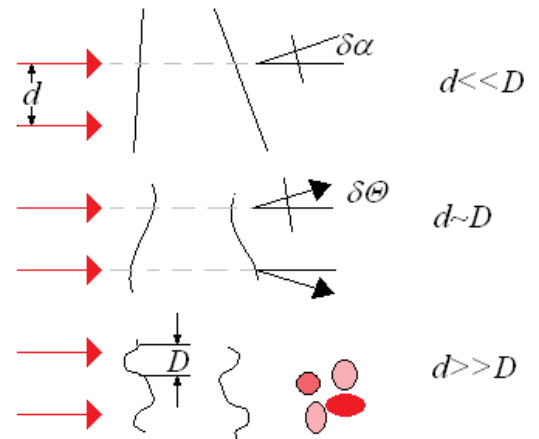


Рис. 18.13

- додаткового розширення світлового пучка, як наслідок погіршення енергетичних характеристик системи (частина світлового пучка не потрапляє до вхідного отвору оптичної приймальної антени)
- розширення плями розсіювання в площині фотоприймача. Додаткові енергетичні втрати (при відповідних розмірах площинки ФП) та зниження поля зору системи (зниження адаптованості системи до механічних завад).

Проте, впливом турбулентностей такого типу в принципі можна нехтувати.

З літератури [55] відоме співвідношення, яке описує збільшення розмірів пучка при проходженні через турбулентну атмосферу:

$$\Delta d = 4.5 \cdot 10^{-6} z^{1/2} \quad (18.23)$$

При довжині траси $z=3600$ м $\Delta d \sim 3$ мм.

Збільшенням розмірів плями розсіювання в площині ФП також можна нехтувати. Дійсно, навіть розширена пляма має розміри в межах дольових мм. Якщо поперечні розміри площинки ФП порядку 10 мм, то таке збільшення не приведе до значного погіршення характеристик системи.

Вплив другого типу турбулентності (див. рис. 18.14).

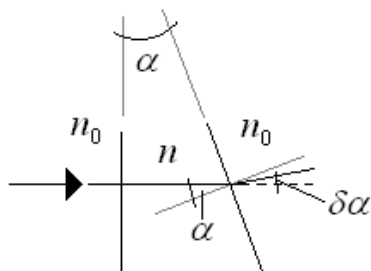


Рис. 18.14.

кут α також випадкова величина. Знак відхилення $\delta\alpha$ рівноімовірний. Середнє значення $\delta\alpha = 0$. Отже можна вважати, що відхилення пучка від початкового напрямку розповсюдження зумовлене проходженням пучка через останні метри траси.

З рисунку випливає, що:

$$\delta\alpha \approx \alpha \left(\frac{n}{n_0} - 1 \right). \quad (18.24)$$

Оцінено величину $\delta\alpha$.

З літератури [55] відомо, що зміни показника заломлення, зумовлені вологістю повітря (значно більші ніж за рахунок турбулентності) не перевищують 0.5%. Нехай $\alpha=30^\circ$, що є також значною величиною. Тоді $\delta\alpha\sim 0.0025$. На справді ця величина значно менша. Отже, якщо зсув пучка відбувається на останніх 10 м траси, то зміщення пучка не перевищує величини близької до 3 мм.

Отже впливом цього типу турбулентності також можна нехтувати. Це підтверджується літературними даними (Лаз. Навиг. Устройства) де наведена величина кутового зсуву $\sim 8-15$ кут.с.

Вплив третього типу турбулентності є найбільш серйозним. Фактично відбувається розсіяння (дифракція) пучка на достатньо малих за розміром неоднорідностях. В решті решт це приводить до утворення в площині вхідного отвору приймальної антени спекл-картини.

При цьому, ця картина змінюється в часі за рахунок пульсації атмосфери вібраційних завод, тощо. Це відповідно приводить до збільшення шумової компоненти. Не дивлячись на те, що максимум частотної характеристики пульсації атмосфери лежить в області декількох Гц, це не виключає можливості випадкових флуктуацій атмосфери на протязі досить малих інтервалів часу. Враховуючи значення коефіцієнта $BER=10^{-12} \div 10^{-6}$, навіть „поодинокі” флуктуації можуть привести до зриву сеансу зв'язку.

Методи корекції помилок такого типу:

- Використання декількох випромінювачів
- Застосування заводостійких алгоритмів, з високим рівнем надлишковості.

18.10. Загасання сигналу в атмосфері [55-61]

18.10.1. Модель атмосфери. Загасання сигналу

За звичай атмосфера має локально-неоднорідну структуру (пил, теплові флуктуації її параметрів, забруднення повітря, і т. ін.), що приводить до поглинання та розсіяння, тобто до ослаблення випромінювання при його розповсюдженні. Як правило, не дивлячись на таку локальну неоднорідність середовище можна розглядати як однорідне з певними інтегральними (усередненими) характеристиками.

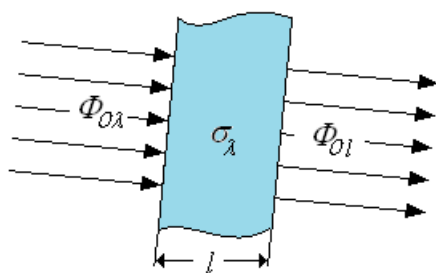


Рис. 18.15. Схема опромінювання (проходження) шару атмосфери

Розглянемо основні закономірності ослаблення випромінювання в такому оптичному середовищі. Нехай паралельний пучок монохроматичного потоку випромінювання $\Phi_{0\lambda}$ з довжиною хвилі λ поступає на шар середовища товщиною l (див. Рис.

18.15).

Будемо передбачати, що частинки середовища ослаблюють поле незалежно одна від одної. Тоді зміну потоку (його зменшення) при проходженні шару товщиною dl можна описати співвідношенням:

$$d\Phi_{l\lambda} = -\sigma_\lambda \Phi_{0\lambda} dl, \quad (18.25)$$

де σ_λ – коефіцієнт ослаблення потоку (з розмірністю, км^{-1}), який залежить в загальному випадку від властивостей середовища та довжини хвилі;

dl – товщина елементарного шару середовища в км.

При інтегруванні (18.25) по l отримаємо відомий вираз для закону Бугера:

$$\Phi_{l\lambda} = \Phi_{0\lambda} e^{-\sigma_\lambda l}, \quad (18.26)$$

де $\Phi_{l\lambda}$ – потік монохроматичного випромінювання на виході шару середовища.

На основі (18.26) можна записати вираз для закону Бугера в термінах інтенсивності випромінювання:

$$J_{l\lambda} = J_{0\lambda} e^{-\sigma_\lambda l} = J_{0\lambda} \tau_{y\lambda}^l, \quad (18.27)$$

де $J_{0\lambda}, J_{l\lambda}$ – інтенсивності монохроматичного випромінювання до та після проходження шару середовища (Вт/стерад); $\tau_{y\lambda}$ – спектральний коефіцієнт прозорості середовища протяжністю 1 км (питоме пропускання) – $\tau_{y\lambda} = e^{-\sigma_\lambda}$.

Добуток $\sigma_\lambda l = \tau_\lambda$ називають оптичною товщиною шару середовища, а коефіцієнт у виразі (18.27) $\tau_{y\lambda}^l = T_\lambda$ – спектральним коефіцієнтом пропускання (прозорості) оптичного середовища.

Треба відзначити, що залежність $\tau_{y\lambda}$ для атмосфери має селективний за λ характер.

Таким чином, вираз (18.27) можна записати як:

$$J_{l\lambda} = J_{0\lambda} T_\lambda. \quad (18.28)$$

18.10.2. Фракції атмосфери, які впливають на загасання сигналу

Розглянемо основні фактори, які визначають величину ослаблення (затухання) сигналу в атмосфері Землі. Такими факторами є селективне (за λ) молекулярне поглинання і розсіяння, а також селективне розсіяння на частинках (аерозолях).

Атмосферу Землі можна уявити собі як оптичне середовище, що містить суміш газів і водяної пари та зваженими в ній сторонніми твердими і рідкими частинками – аерозолями (крапельки води, які виникають при конденсації водяної пари, порохи, частинки диму и т.п.), розмір яких коливається від $5 \cdot 10^{-6}$ до $5 \cdot 10^{-3}$ см. Азот (78%) и кисень (21%) є основними постійними компонентами приземного шару атмосфери. На долю інших газів (вуглекислий газ, водень, озон, аргон, ксенон і ін.) приходить менше одного процента об'єму

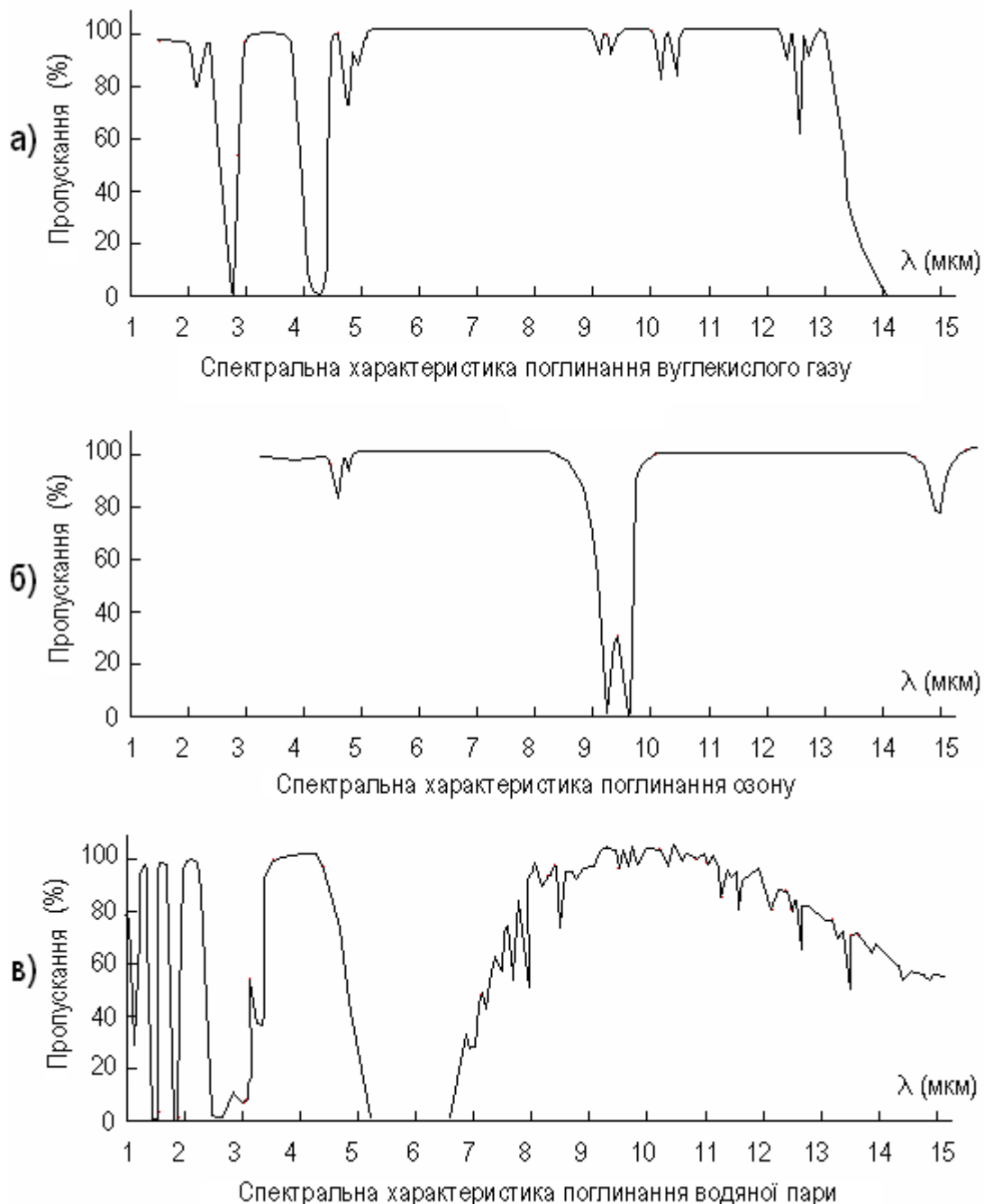


Рис. 18.16

На оптичні властивості (прозорість) атмосфери в основному впливають вода в газовій і рідких фазах, вуглекислий газ, озон, а також аерозолі. Кількість їх в атмосфері Землі різна на різних висотах, в різних географічних районах і залежить від метеорологічних умов. Крім цього, склад атмосфери неперервно змінюється за рахунок турбулентності, тобто. хаотичних вихрових рухів шарів атмосфери. Концентрація водяної пари в атмосфері залежить від географічного положення району, пори року, висоти шару атмосфери, місцевих метеоумов і коливається за об'ємом від 0,001 до 4%. Основна кількість водяної пари зосереджена в нижньому п'ятикілометровому шарі і різко зменшується із збільшенням висоти.

Концентрація CO_2 при збільшенні висоти від 0 до 25 км змінюється

незначним чином: від 0,03 до 0,05% за об'ємом. Концентрація озону за висотами нерівномірна. Основна його частина знаходиться в шарах атмосфери на висоті 15-40 км з максимумом концентрації на висоті до 25-30 км (більше ніж 0,001%); в нижніх шарах атмосфери (висота до 20-25 км) концентрація озону не перевищує $10^{-5}\%$. Оксид вуглецю має смугу поглинання на довжині хвилі 47 мкм; озон – слабку смугу поглинання при 4 мкм и сильну на довжинах хвиль 4,5 и 7,8 мкм.

Загасання, яке зумовлене основними газами, ілюструється рисунком 18.16.

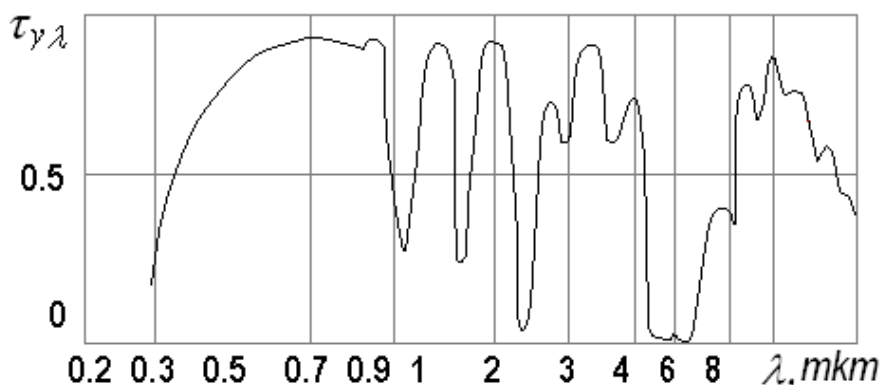


Рис. 18.17. Залежність спектрального коефіцієнта пропускання «чистої» атмосфери від довжини хвилі

Залежність спектрального коефіцієнта пропускання «чистої» атмосфери від довжини хвилі наведено на рисунку 18.17.

Ослаблення випромінювання в атмосфері обумовлене не тільки його поглинанням але і розсіянням. Внаслідок оптичної неоднорідності атмосфери виникають заломлення, відбивання і дифракція електромагнітних коливань на цих неоднорідностях. Якщо розміри частинок, зважених в атмосфері, малі у порівнянні з довжиною хвилі коливань, то відбувається молекулярне розсіяння, яке підкоряється закону Релея. Згідно з цим законом інтенсивність розсіяння випромінювання обернено пропорційна довжині хвилі в четвертому ступені. Молекулярне розсіяння досить велике у видимій та інфрачервоній областях спектра. Ослаблення випромінювання в результаті релеєвського розсіяння може бути в багато разів більше, ніж молекулярне поглинання. При розмірах частинок, які за розмірами співрозмірні з довжиною хвилі випромінювання, спостерігається дифракційне розсіяння. Цей тип розсіяння є несиметричним: вперед розсіюється більше енергії випромінювання, ніж назад.

Якщо розміри частинок набагато більше довжини хвилі, то відбувається геометричне розсіяння, яке проявляється головним чином в інфрачервоній області спектра.

В реальній атмосфері мають місце всі три типа розсіювання, оскільки в ній присутні частинки практично всіх вказаних розмірів. Найбільше розсіяння світлих потоків спостерігається на невеликих висотах (до 1000 м) особливо в містах, де дим промислових підприємств і порохи сильно замувають

атмосферу, тобто саме в тих місцях, де передбачається використання систем FSO.

Селективний характер поглинання і розсіювання лазерного випромінювання атмосферою обумовлюють наявність в ній «вікон прозорості», які найбільш виражені в діапазонах хвиль 0,38-0,9 и 9-13 мкм. Із збільшенням висоти шару атмосфери ширина цих «вікон» збільшується.

Ослаблення лазерного випромінювання за рахунок розсіювання приблизно на два порядки більше, ніж за рахунок поглинання. Наприклад, для $\lambda=0,6943$ мкм (рубіновий лазер) відповідає «вікно прозорості» 0,6932-0,6945 мкм з $\sigma_{a\lambda}=0,0023-0,0069$ км⁻¹ (коефіцієнт затухання по поглинанню) та $\sigma_{s\lambda}=1,19-0,29$ км⁻¹ (коефіцієнт затухання по розсіянню).

Тому для «вікон прозорості» атмосфери справедливі наближенні рівності:

$$\sigma_{\lambda} \approx \sigma_{s\lambda} \quad (18.29)$$

і

$$T_{\lambda} = \exp(-\sigma_{s\lambda} l). \quad (18.30)$$

Відзначимо, що закон Бугера справедливий при $\sigma_{\lambda} \leq 15-20$ км⁻¹. Наприклад, при $\sigma_{\lambda}=25$ км⁻¹ відхилення від цього закону складає приблизно 30%.

При цьому потужність оптичного сигналу на вході приймача приймального модуля прямо пропорційна спектральному коефіцієнту пропускання атмосфери:

$$P_{\lambda} = P_{0\lambda} T_{\lambda}, \quad (18.31)$$

де $P_{0\lambda}$ – потужність оптичного сигналу на вході приймача при роботі системи у вільному просторі.

18.10.3. Метеорологічна дальність видимості та атмосферні втрати

Відзначимо, що вимірювання величини σ_{λ} , коефіцієнт ослаблення потоку, який в решті решт визначає атмосферні втрати на дистанції зв'язку на практиці є непростю задачею. При цьому ситуація значно ускладнюється, якщо мова іде про статистичні дані, отримання яких передбачає вимірювання цієї величини на протязі року або навіть років.

Виходячи з цього можна стверджувати, що отримати значення σ_{λ} (його статистичний розподіл на протязі року) для звичайного користувача (розробника або дистриб'ютора FSO-систем) в конкретній місцевості практично неможливо.

Отже, повинен існувати інший шлях обчислення атмосферних втрат, який повинен базуватися на метеорологічних даних, які доступні для пересічного користувача.

Єдиними даними, які є відносно доступні для широкого кола споживачів є данні про метеорологічну дальність видимості (МДВ), яка (або її аналог) вимірюється практично в кожному регіоні, оскільки відомості про неї необхідні для нормального функціонування народного господарства, наприклад, здійснення авіаперевезень.

Покажімо, що величина МДВ на пряму пов'язана з інтегральними

втратами, які виникають при передаванні сигналу в відкритому каналі зв'язку у видимому та ближньому ІЧ діапазонах.

Поняття метеорологічної дальності видимості (МДВ) S_m було введено Міжнародною метеорологічною конференцією (1929 рік), яка затвердила узгоджене визначення цієї величини.

В цих документах дається таке визначення МДВ: «Метеорологічна дальність видимості представляє собою умовне вираження прозорості атмосфери і дорівнює відстані, на якій в світлий час доби під впливом атмосферних умов втрачається сприйняття абсолютно чорної поверхні з кутовими розмірами не менше 15×15 кутових хвилин, що проектується на фоні неба (димки) у горизонті. При цьому найбільш достовірне значення V (контрастної чутливості ока) дорівнює 3%».

Відзначимо, що величина МДВ, яка визначається візуально є дуже суб'єктивною, оскільки контрастна чутливість ока, для різних людей, коливається від 0,0077 до 0,06 і навіть 0,2.

Проте на сьогодні, це практично єдина величина, яка характеризує прозорість атмосфери.

Розглянемо яким чином S_m пов'язана з пропусканням (затуханням) сигналу в атмосфері. Можна показати, що S_m пов'язана з поняттям контрасту яскравості

$$K = \frac{B_1 - B_2}{B_1}, \quad (18.32)$$

де K – контраст яскравості; B_1 – яскравість об'єкта (орієнтира видимості); B_2 – яскравість фону, на якому проєцирується об'єкт. При цьому, B_1 повинна бути більше B_2 ($B_1 > B_2$).

Згідно закону Вебера-Фехнера, об'єкт, який має яскравість B_1 може бути визначеним на фоні B_2 тоді, коли значення K перевищує мінімальне значення порога контрастної чутливості ока V_{min} . При денних умовах значення V_{min} не залежить від яскравості і для крупних об'єктів має значення близьке до 0,01-0,02. Проте, для об'єктів малого кутового розміру воно зростає/

Теоретично встановлено, що дальність видимості абсолютно чорного об'єкта розміром 20×20 кутових хвилин відповідає контрасту (K), коли зір спостерігача спрямований вздовж земної поверхні і залишається в межах приземного шару повітря, що можна вважати оптично однорідним. В цих умовах дальність видимості об'єкта (орієнтира видимості), який проектується на фоні неба у горизонті, дорівнює

$$L = \frac{1}{\sigma} \ln \frac{K}{V_{min}}, \quad (18.33)$$

де L – дальність видимості абсолютно чорного об'єкта; σ – інтегральний показник ослаблення (затухання); K – контраст яскравості; V_{min} – поріг контрастної чутливості ока.

Відзначимо, що величина σ має інтегральний усереднений по довжині хвилі λ характер. Природно, що відповідний спектральний коефіцієнт затухання σ_λ залежить від багатьох чинників і має досить складний розподіл по λ .

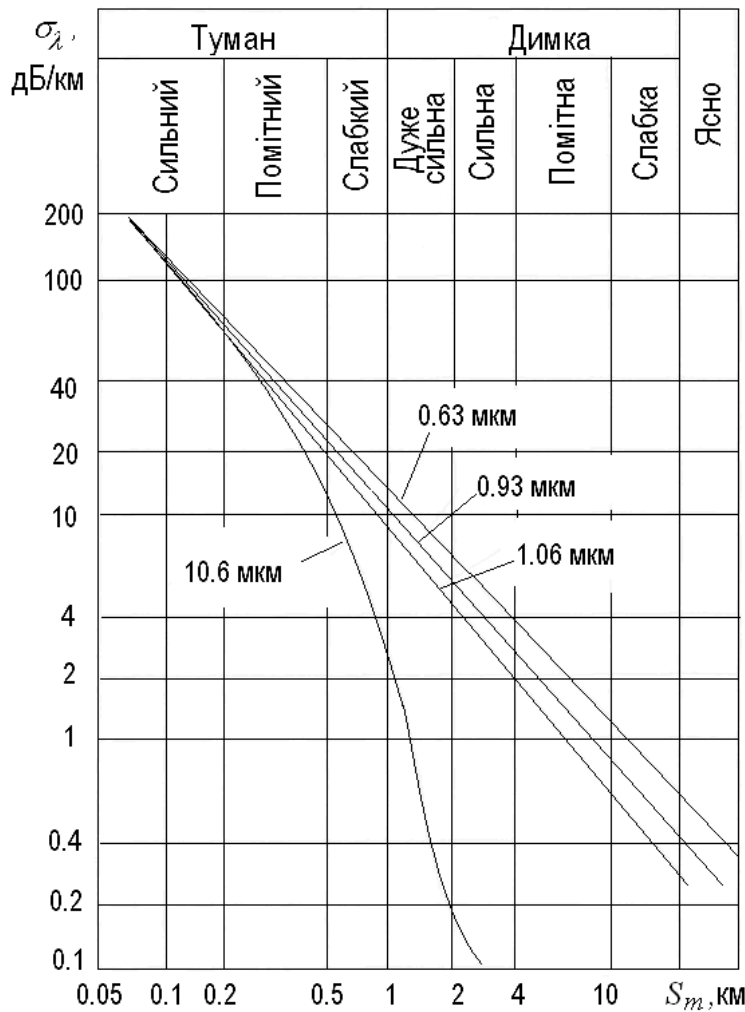


Рис. 18.18.

Якщо об'єкт абсолютно чорний, то $K=1$. Величина L стає рівною величині МДВ S_m і співвідношення (18.33) приймає вигляд

$$S_m = \frac{1}{\sigma} \ln \frac{1}{V_{\min}}. \quad (18.34)$$

Отже між інтегральним показником затухання та МДВ існує прямий зв'язок. Покажемо, що аналогічний зв'язок може бути встановлений для робочих довжин хвиль системи FSO.

Разом з тим, як бачимо з рисунку 18.17 σ_λ практично стала величина у видимому діапазоні. Враховуючи це, та співвідношення (18.25) можна вважати, що

$$L = \frac{1}{\sigma_{0\lambda}} \ln \frac{K}{V_{\min}}, \quad (18.35)$$

де $V_{\min}=0,02$ – порогова контрастна чутливість ока; $\lambda_0=0,5$ мкм.

Відзначимо, що пропускання атмосфери для робочих довжин хвиль, а це як правило 0.9 або 1.3 мкм, таке саме як і у видимому діапазоні.

Відповідно, при таких припущеннях коефіцієнт затухання сигналу в атмосфері для робочих довжин хвилі системи FSO в залежності від погодних умов дорівнює

$$\sigma \approx 3.91 \frac{1}{S_m}. \quad (18.36)$$

Для оцінки питомого пропускання та величини МДВ, для різних погодних умов можна використовувати Таблицю 18.1.

Графіки залежності коефіцієнта повного ослаблення лазерного випромінювання в атмосфері в залежності від метеорологічної дальності видимості для різних значень довжини хвилі випромінювання $\sigma_\lambda = f(S_m)$ наведені на рисунку 18.18.

Таблиця 18.1

Питоме пропускання атмосфери в залежності від погодних умов

Стан атмосфери	Питоме пропускання, $\tau_{y\lambda}$, км ⁻¹	S_m , МДВ, км
Туман: дуже сильний сильний помітний слабкий	Менше ніж 10 ⁻³⁴ 10 ⁻³⁴ -10 ^{-8,5} 10 ^{-8,5} -10 ^{-3,4} 10 ^{-3,4} -2·10 ⁻²	Менше ніж 0.05 0,05-0,2 0,2-0,5 0,5-1
Димка: дуже сильна сильна помітна слабка	0,02-0,14 0,14-0,38 0,38-0,68 0,68-0,82	1-2 2-4 4-10 10-20
Хороша видимість	0,82—0,92	20—50
Відмінна видимість	0,92 і більше	50 і більше

Тому для «вікон прозорості» атмосфери справедливі наближенні рівності:

$$\sigma \approx \sigma_{s\lambda} \quad (18.37)$$

і

$$T = \exp(-\sigma l). \quad (18.38)$$

Відзначимо, що закон Бугера справедливий при $\sigma_\lambda \leq 15-20$ км⁻¹. Наприклад, при $\sigma_\lambda = 25$ км⁻¹ відхилення від цього закону складає приблизно 30%.

Відповідно потужність оптичного сигналу на вході приймача приймального модуля прямо пропорційна спектральному коефіцієнту пропускання атмосфери:

$$P = P_0 T, \quad (18.39)$$

$$P = P_0 e^{-\sigma l}. \quad (18.40)$$

де P_0 – потужність оптичного сигналу на вході приймача при роботі системи у вільному просторі; σ – коефіцієнт ослаблення потоку (з розмірністю, км⁻¹), l – товщина шару середовища в км.

На практиці для визначення коефіцієнта T при роботі у «вікнах прозорості» атмосфери використовують емпіричне співвідношення:

$$T = \exp\left(-\frac{3.91 L_{zv}}{S_m}\right), \quad (18.41)$$

де L_{zv} – дистанція зв'язку; S_m – метеорологічна дальність видимості (МДВ)..

Відповідно втрати потужності сигналу P_{atm} при проходженні сигналу дистанції L_{zv} в дБ визначаються співвідношенням:

$$T_{atm} = -10 \lg \left[\exp\left(-\frac{3.91 L_{zv}}{S_m}\right) \right] = 16.98 \frac{L_{zv}}{S_m}. \quad (18.42)$$

19. РОЗРАХУНОК ДОСТУПНОСТІ КАНАЛУ FSO-СИСТЕМИ [63-68]

Розрахунок доступності каналу АОЛЗ будемо проводити за наступною схемою:

- Розрахунок енергетичного бюджету системи – величини максимально допустимого затухання сигналу для відповідної (заданої) дальності зв'язку, згідно з рівнянням системи.
- Встановлення відповідності між допустимим затуханням та відповідною мінімальною МДВ S_{\min} .
- Розрахунок імовірності $P(S_k < S_{\min})$, тобто імовірності виникнення погодних умов, коли МВД менша ніж S_{\min} .
- Розрахунок доступності каналу як імовірності $P_{Dost} = 1 - P(S_k < S_{\min})$, тобто імовірності виникнення погодних умов, коли МВД більша ніж S_{\min} .

Природно, що виконання кожної стадії може вимагати додаткових розрахунків.

19.1. Розрахунок енергетичного бюджету системи – величини максимально допустимого затухання сигналу

Величину допустимого затухання сигналу можна визначити згідно рівняння системи (див. п. 18.7):

$$\Delta P = P_{\text{per}} - P_{\text{pr}} > T_{\text{opt}} + T_{\text{atm}} = T, \quad (19.1)$$

$$\text{або } \Delta P - T_{\text{opt}} > T_{\text{atm}}, \quad (19.2)$$

де T_{opt} – втрати на оптичне узгодження, P_{per} вихідна потужність передавального блоку, яка в першому наближенні дорівнює потужності лазерного діоду P_{LD} , P_{pr} – максимальна чутливість приймального блоку, яка в першому наближенні дорівнює мінімальній потужності P_{det} , яку може зафіксувати фотоприймач, T – затухання сигналу в атмосфері в дБ.

Для максимального (допустимого) затухання маємо співвідношення:

$$T_{\text{dop}} = \Delta P - T_{\text{opt}}, \quad (19.3)$$

При цьому, в першому наближенні (див. п. 3.6):

$$T_{\text{opt}} = 10 \lg \left[\frac{S_{\text{pr}}}{\pi (L_{zv} \theta_0)^2} \right], \quad (19.4)$$

де S_{pr} – площа вхідного отвору приймального об'єктива, L_{zv} – дальність зв'язку, θ_0 – розбіжність світлового пучка.

Отже величина допустимого затухання T може бути отримана з врахуванням співвідношеннями 19.2 та 19.3.

З іншого боку з попереднього розгляду відомо співвідношення:

$$\tau_\lambda = \exp \left[- \frac{3.91L}{S_m} \chi_\lambda \right], \quad (19.5)$$

де L – товщина розсіюючого шару атмосфери (дистанція зв'язку); $\chi_\lambda = \frac{\sigma_\lambda}{\sigma_{0\lambda}}$ (для видимого діапазону довжин хвиль (в тому числі і в нашому випадку $\chi_\lambda \approx 1$), $\lambda_0 = 0.5$ мкм, S_m – метеорологічна дальність видимості (МДВ).

З попереднього розгляду ми встановили, що $\tau \approx \tau_\lambda$.
Отже в кінцевому випадку маємо співвідношення:

$$\tau = \exp\left(-\frac{3.91L_{zv}}{S_m}\right). \quad (19.6)$$

При цьому затування в дБ $-T = -10\lg(\tau)$. Отже

$$T_{\text{atm}} = -10 \lg \left[\exp\left(-\frac{3.91L_{zv}}{S_m}\right) \right] = 16.98 \frac{L_{zv}}{S_m}. \quad (19.7)$$

19.2. Встановлення відповідності між допустимим затуванням та критичною (мінімально допустимою) МДВ

Відповідно до співвідношення (19.7), критичне (мінімальне) значення МДВ S_{min} визначається співвідношенням:

$$S_{\text{min}} = 16.98 \frac{L_{zv}}{T_{\text{доп}}}. \quad (19.8)$$

19.3. Розрахунок імовірності виникнення погодних умов, коли МДВ менша ніж S_{min}

Зрозуміло, що величина МДВ S_m випадкова величина, яка залежить від пори року, доби та конкретної місцевості.

Одним з методів визначення закону розподілу $F(S_m)$ є вимірювання і статистична обробка отриманих значень. Такі дані були отримані та опубліковані в [1-5, після рисунку 4.1]. В таблиці 19.1 надані отримані величини середнього значення \bar{S}_m і її середньоквадратичне відхилення δ на основі спостережень МДВ для Москви (1972-1981 р.) і Одеси (1969-1982 р.) для всіх місяців року.

Таблиця 19.1

Місяць	Москва		Одеса	
	\bar{S}_m , км	δ , км	\bar{S}_m , км	δ , км
Січень	6.62	3.49	5.15	3.37
Лютий	6.90	3.49	4.86	3.25
Березень	7.11	3.61	5.58	3.40
Квітень	8.28	3.12	7.12	3.22
Травень	9.01	2.41	7.98	3.93
Червень	9.28	2.07	8.69	2.46
Липень	8.89	2.51	8.72	2.42
Серпень	8.72	2.69	8.91	2.69
Вересень	8.22	3.07	8.36	2.69
Жовтень	7.97	3.25	7.19	3.24
Листопад	6.84	3.63	5.84	3.46
Грудень	6.16	3.70	5.47	3.25
Середньорічне	7.83	3.30	7.00	3.36

Більш «свіжі» статистичні дані, отримані на російському підприємстві НДІ Прецизійного Приладобудування за період с вересня 1998 р. по серпень 1999 р., добре узгоджуються з отриманими раніше результатами.

Імовірнісні розподіли (Закони розподілу $F(S_m)$) МДВ по Москві, отримані за допомогою статистичної обробки вимірів для найбільш сприятливого місяця (червень) і найменш сприятливого (грудень) надані на рис. 19.1.

З аналізу даних випливає, що закони розподілу S_m дійсно залежать від багатьох факторів. Більш того різняться середні величини МДВ різняться також досить сильно. Так ця величина в Москві відрізняється від такої величини в Одесі на 12%. Разом з тим відповідні дисперсії різняться лише на 2%.

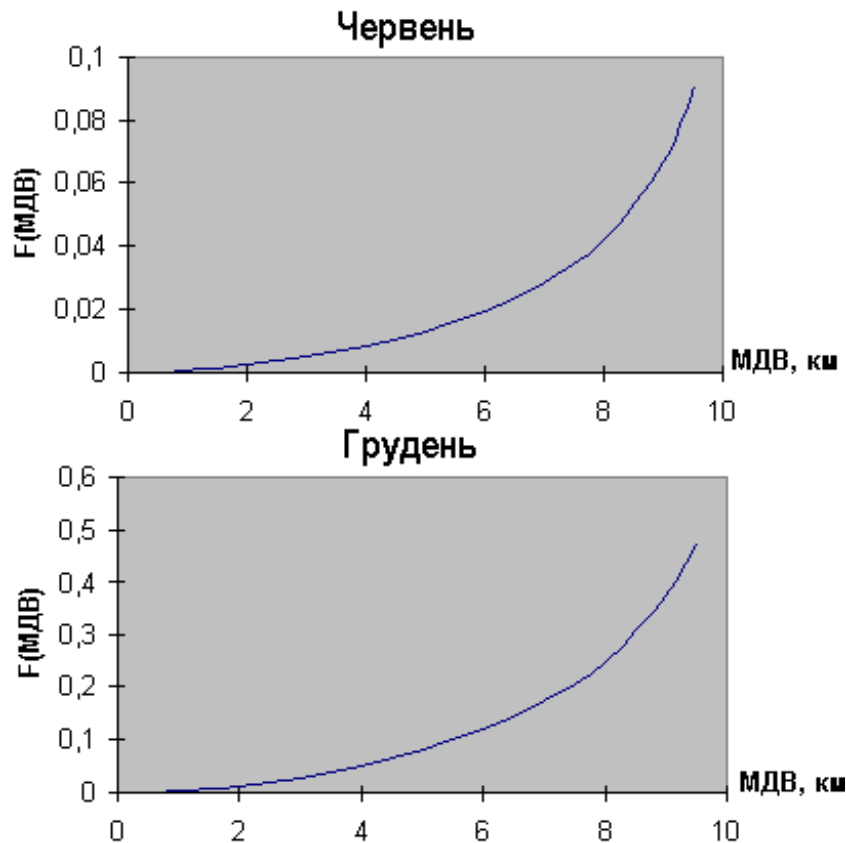


Рис. 19.1

З аналізу даних випливає, що закони розподілу S_m дійсно залежать від багатьох факторів. Більш того різняться середні величини МДВ різняться також досить сильно. Так ця величина в Москві відрізняється від такої величини в Одесі на 12%. Разом з тим відповідні дисперсії різняться лише на 2%.

Відомо, що імовірність того, що випадкова величина x знаходиться в інтервалі x_1, x_2 визначається співвідношенням:

$$P(x_1 < x < x_2) = \int_{x_1}^{x_2} f(x) dx = F(x_2) - F(x_1). \quad (19.9)$$

При цьому, в нашому випадку $F(x_1) = P(S_m = 0) = 0$, тобто імовірність нульової МДВ рівна нулю.

Відповідно 19.9 трансформується до вигляду:

$$P(S_m < S_{\min}) = \int_0^{S_{\min}} f(x) dx = F(S_m). \quad (19.10)$$

Отже для того щоб визначити відповідну імовірність необхідно знати повністю визначену функцію розподілу $F(S_m)$, або густину розподілу імовірності $f(S_m)$.

Зауважимо, що при цьому необхідно знати також параметри розподілу або густину розподілу такі як середню МДВ \bar{S}_m та дисперсію δ .

В [1-5, після рисунку 5.1] встановлені аналітичні закони розподілу МДВ. Так, розподіл МДВ (у сякому разі для Москви) найкращим чином апроксимується бета-розподілом:

$$F(S_m) = \frac{\Gamma(a+b)}{\Gamma(a)\Gamma(b)} \int_0^{S_m} x^{a-1}(1-x)^{b-1} dx, \quad (19.11)$$

де $\Gamma(t)$ – гамма-функція; $a = \frac{\bar{S}_m}{10} \left[\frac{\bar{S}_m(10-\bar{S}_m)}{\delta^2} - 1 \right]$,

$b = \frac{a(10-\bar{S}_m)}{\bar{S}_m}$ – параметри розподілу; \bar{S}_m – середнє значення МДВ;

δ – середньоквадратичне відхилення МДВ.

19.4. Оцінка метеоумов в Чернівецькому регіоні

Нажаль повну картину метеорологічного стану в регіоні отримати неможливо, принаймні усереднені данні за тривалий проміжок (10 років і більше) часу. Єдині дані, які доступні широкому користувачу – дані, наведені в таблиці 19.2. В ній представлені дані кількості днів в кожному місяці, коли спостерігається туман, що відповідає метеорологічній дальності видимості менше ніж 500 м.

Таблиця 19.2

Середня кількість днів з туманом (МДВ ≤ 0.5 км)

А – ціла доба

В – період з 10-ої по 18 годину.

№ станції	Станція	Час доби	Місяць												Півріччя 10-3	Півріччя 4-9	Рік
			1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12			
677	Данківці	А	7	5	4	1	0,4	0,2	0,6	0,6	2	4	7	10	38	4,8	41,8
		В	1	1	1	0,1	0	0	0	0,5	1	1	2	7	0,6	7,6	
680	Чернівці АМСМ	А	10	7	5	3	1	1	1	2	4	7	11	12	52	12	64
		В	2	1	1	0,7	0,1	0,1	0,1	0,5	1	1	2	2	9	2,5	11,5
690	Селятин	А	3	2	2	2	6	6	9	10	9	6	6	5	24	42	66
		В	0,7	0,5	0,5	0,5	1	1	1,5	2	1,5	1	1	1	4,7	7,5	12,2
691	Солонцівка	А	2	2	3	3	7	5	5	5	5	5	3	3	18	30	48
		В	0,5	0,5	0,7	0,7	1	1	1	1	1	1	0,7	0,7	4,1	5,7	9,8
	В цілому по регіону	А	5,5	4	3,5	2,3	3,6	3,1	3,9	4,4	5	5,5	6,8	7,5	32,8	22,2	55
В		1,1	0,8	0,8	0,5	0,5	0,5	0,7	0,9	0,8	1	1,2	1,4	6,2	4,1	10,3	

Дані наведені для рівнинних (Чернівці і Данківці) та гірських (Селятин і Солонцівка) регіонів області. Ці дані докорінно різняться між собою. Як бачимо для рівнинних районів максимальна кількість днів, коли спостерігаються сильні тумани відповідає півріччю жовтень – березень, а для

гірських найбільш погані погодні умови, з точки зору прозорості атмосфери виникають в період з квітня по серпень. Разом з тим середньорічні показники по обох регіонах приблизно однакові. Відповідна імовірність виникнення туману з МДВ менше ніж 500 м наведені в таблиці 19.3.

Таблиця 19.3

Імовірність виникнення туману з МДВ ≤ 0.5 км

А – ціла доба

В – період з 10-ої по 18 годину.

№ станції	Станція	Час доби	Імовірність		
			Півріччя 1 10-3 місяці	Півріччя 2 4-9 місяці	Рік
677	Данківці	А	0,21	0,03	0,20
		Б	0,04	0,003	0,02
680	Чернівці АМСМ	А	0,29	0,07	0,18
		Б	0,05	0,01	0,03
690	Селятин	А	0,13	0,23	0,18
		Б	0,03	0,04	0,03
691	Солонцівка	А	0,10	0,16	0,13
		Б	0,02	0,03	0,03
	В цілому по регіону	А	0,18	0,12	0,15
		Б	0,03	0,02	0,03

Для того, щоби провести повний статистичний аналіз ситуації поведінки МДВ в нашому регіоні необхідно знати хоча б деякі її статистичні моменти, а краще повністю функцію розподілу. Спробуємо, хоча б в деякому наближенні провести такий аналіз.

Природно, що маючи такі дані встановити \bar{S}_m та δ неможливо. Відповідно визначити бета-розподіл також неможливо. Окрім цього розрахунки імовірності застосовуючи такого типу розподіл є непростою задачею.

Тому замість того, щоб застосовувати бета-розподіл будемо вважати, що випадкова величина МДВ S_m розподілена за нормальним законом:

$$f(S_m) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\delta} \exp\left[-\frac{(S_m - \bar{S}_m)^2}{2\delta^2}\right], \quad (19.12)$$

де \bar{S}_m – середньорічна МДВ, δ – середньоквадратичне відхилення МДВ від \bar{S}_m . Це є досить логічним припущенням. Єдиним негативним фактором є те що такий розподіл не досягає нуля при $S_m = 0$.

У виразі (19.12) невідомими є величини \bar{S}_m та δ .

Використаємо данні таблиці 19.3. Відповідно, імовірність, яка задана таблицею визначається співвідношенням:

$$P(S_m < 0.5) = 0.03 = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\delta} \int_0^{0.5} \exp\left[-\frac{(S_m - \bar{S}_m)^2}{2\delta^2}\right] dS_m. \quad (19.13)$$

Природно, що величини \bar{S}_m та δ залежать від місцевості. Разом з тим можна передбачати, що δ не повинна сильно відрізнятися для території України. Як,

було наведено вище середня за роком МДВ \bar{S}_m для Москви і Одеси складає величини 7.83 і 7 км, тобто відрізняються на 12%. В той самий час дисперсії δ (відповідно 3.30 і 3.36 км) відрізняються значно менше всього на 2%. Тому будемо вважати, що приблизно з такою ж самою точністю δ для Чернівців дорівнює 3.36 км. Тоді з (19.13) знаходимо, що середня метеорологічна дальність видимості \bar{S}_m для Чернівецького регіону на час доби з 10-ої по 18-ту складає величину близьку до 5.5 км.

19.5. Розрахунок доступності каналу АОЛЗ в Чернівецькому регіоні

Розрахунок доступності каналу проведемо за таких умов:

1. Розрахунок будемо проводити для двох значень дистанції зв'язку $L_1=0.5$ км та $L_2=1$ км

2. Будемо вважати, що динамічний діапазон FSO-системи лежить в межах 30-50 дБм. Відповідно згасання сигналу в атмосфері не повинно перевищувати цієї величини. Іншими словами зв'язок буде нормально встановлюватися якщо МДВ буде більше

3. Цей динамічний діапазон згідно з співвідношенням відповідає значенням МДВ S_m , які лежать в інтервалі:

- для $L_1=0.5$ км – S_m повинна бути більше ніж $S_{\min}=0.17-0.28$ км
- для $L_2=1$ км – S_m повинна бути більше ніж $S_{\min}=0.34-0.56$ км

Іншими словами зв'язок буде нормально встановлюватися якщо $S_m > S_{\min}$.

Тепер враховуючи, що $\bar{S}_m=5.5$ км і $\delta=3.36$ км, та використовуючи співвідношення 19.13 знайдемо імовірності $P(S_m < S_{\min})$ для кожної довжини зв'язку та для максимального і мінімального значення динамічного діапазону.

Відповідно доступність каналу АОЛЗ можна визначити за формулою:

$$P_{Dost} = 1 - P(S_m < S_{\min}). \quad (19.14)$$

Результати розрахунків наведені в таблиці 19.4.

Таблиця 19.4

Доступність каналу АОЛЗ в Чернівецькому регіоні

Дистанція зв'язку, м	Динамічний діапазон системи FSO, дБм	Доступність каналу АОЛЗ
500	30	0.99931
	50	0.99987
1000	30	0.99600
	50	0.99865

Таким чином, можна стверджувати, що в Чернівецькому регіоні при довжині дистанції зв'язку близькій до 500 м доступність каналу складає величину близьку до 0.9999 („чотири дев'ятки”). При збільшенні дистанції всього вдвічі (1000 м) доступність каналу зменшується на порядок (величина близька до „трьох дев'яток”).

19.6. Деякі розрахункові і експериментальні дані щодо впливу метеоумов на роботу FSO-систем [63,64]

В літературі наявні данні про дослідження роботи конкретних FSO-систем в умовах зміни погодної ситуації. Зауважимо, що такі дані «прив'язані» до конкретної місцевості.

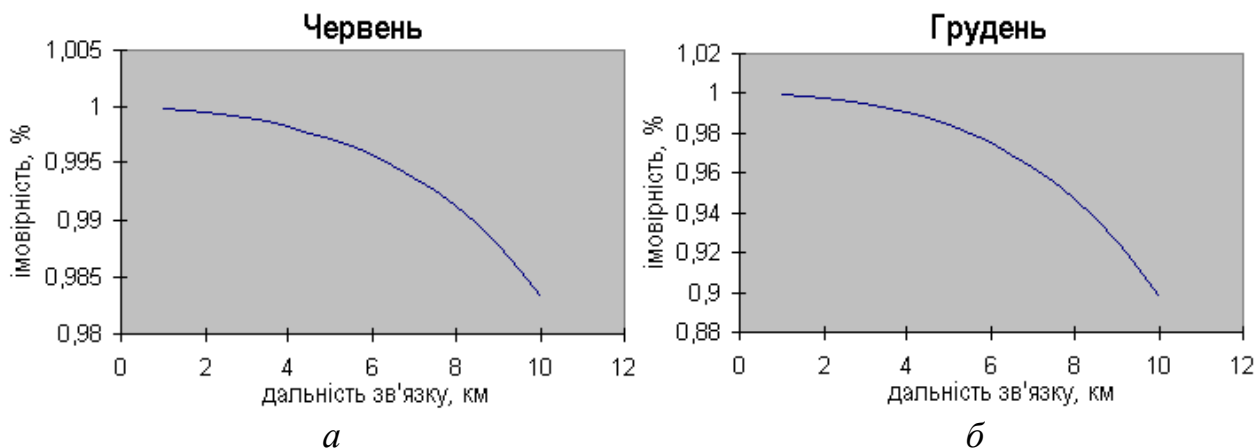


Рис. 19.2

Як бачимо з рисунку 19.1. імовірність того, що $S_m < S_{\min}$ МДВ збільшується в грудні у порівнянні з червнем 5 та більше разів. Зокрема $P(S_m < 8\text{км}) = F(8)$ для червня близька до 0.04, а для грудня порядку 0.2.

На рис. 19.2 надані розрахункові залежності імовірності роботи АОЛЗ (доступності каналу) від дальності зв'язку для червня і грудня в Москві.

При розрахунку використовувалися такі характеристики терміналу з наступними параметрами:

- потужність передавача в імпульсі – 160 мВт;
- чутливість приймача – 10^{-12} Вт/Гц^{1/2};
- діаметр вхідного отвору приймальної антени – 100 мм;
- швидкість передавання інформації – 8 Мбіт/с;
- розбіжність пучка – 4,1 кут. хв.;
- коефіцієнт помилок (RER) – 10^{-10} .

Як впливає з рисунку на відстані до 5 км імовірність зв'язку навіть при поганих погодних умовах не менше 0,98.

Отриманні значення імовірності зв'язку [62] для різних відстаней та двох терміналів наведені в таблиці 19.5. При умові, що коефіцієнт BER= 10^{-6} . На терміналі № 1 потужність передавача в імпульсі складала 200 мВт, чутливість приймача 5×10^{-12} Вт/Гц^{1/2}, ефективний діаметр приймальної антени 20 см, швидкість передавання інформації 140 Мбіт/с. На терміналі №2 ці значення відповідно рівні 100 мВт, $0,6 \times 10^{-12}$ Вт/Гц^{1/2}, 10 см і 8 Мбіт/с. З розрахунків випливає, що імовірність безвідмовної роботи траси на дистанції до 3 км при коефіцієнті помилок 10^{-6} – не нижче 0,993. Це вище вимог до радіорелейних ліній зв'язку, імовірність безвідмовної роботи яких повинна бути не нижче 0,9925, що відповідає 0,75% часу, на протязі якого коефіцієнт посилок не перевищує вказаного значення.

Термінал	Довжина лінії зв'язку, км	Імовірність зв'язку
№ 1	0,5	0,99985
	1,0	0,99939
	2,0	0,99729
	3,0	0,99301
№ 2	0,5	0,99988
	1,0	0,99955
	2,0	0,99818
	3,0	0,99564

На рис. 19.3 надані результати розрахунку величини $(1-P)$, %, яку можна назвати «недоступністю каналу» (P – доступність лінії зв'язку), в залежності від дистанції зв'язку L , км. Розрахунки проведені для атмосфери московського регіону, для ліній зв'язку з різним потенціалом.

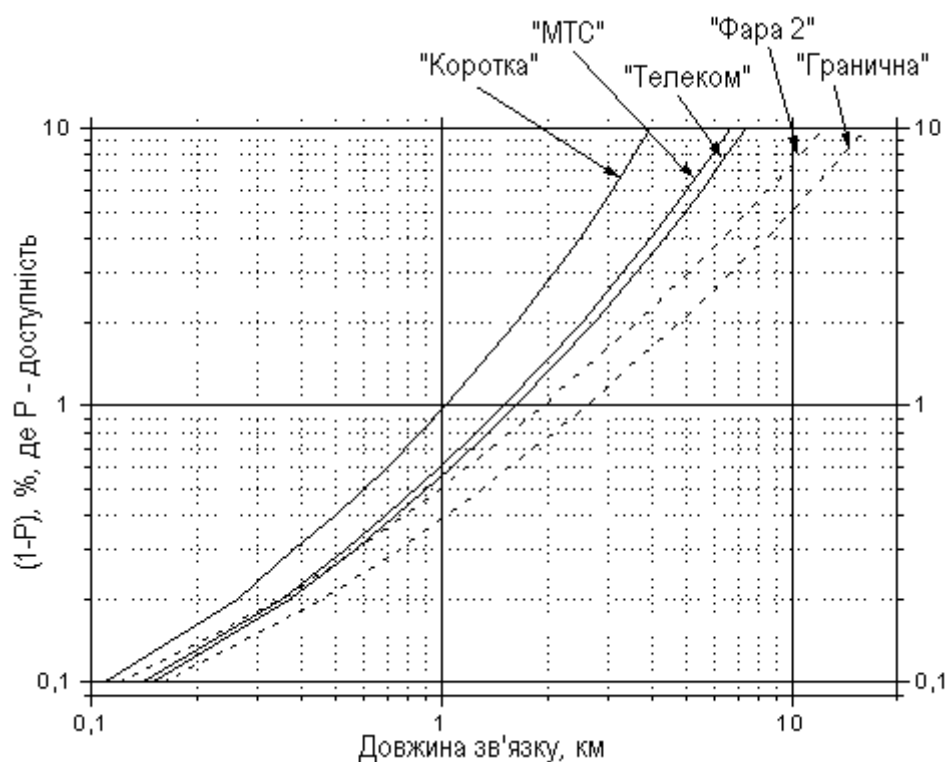


Рис. 19.3

З рисунка видно, що для $P=0,998$ (магістральні лінії зв'язку) досяжна дальність зв'язку складає декілька сотень метрів і дуже слабо залежить від параметрів АОЛЗ. А саме, від 250 м для самих простих і дешевих до 460 м для ліній з граничними енергетичними параметрами, які обмежуються рівнем розвитку сучасної елементної бази (вартість подібних систем більше ніж 50 тис. дол. США). Відношення дальності зв'язку до МДВ складає 1,85.

Для величини $P=0,99$ картина більш сприятлива. Досяжна дальність зв'язку коливається в межах 1,0...2,5 км для різних ліній. Відношення

дальності зв'язку до МДВ рівно 2,5. Для середнього класу ліній досяжна дальність зв'язку складає 1,5...1,6 км.

І нарешті, при подальшому зниженні допустимої величини доступності відкриваються непогані перспективи. Так наприклад, для $P=0,95$ досяжна дальність зв'язку коливається в інтервалі 2,5...10 км. Відношення дальності зв'язку до МДВ рівно 4,0.

Наведені дані відповідають швидкості передавання 100...140 Мбіт/с. Для швидкостей 2...8 Мбіт/с ситуація більш оптимістична, хоча загальні тенденції, відзначені вище, – зберігаються.

В якості останнього прикладу наведемо графіки стійкості систем SkyCell (Британська фірма PAV DATA SYSTEMS, деякою мірою лідер розробки, виготовлення та впровадження FSO-систем) до туману і дощу в зимовий час і за межами мегаполісів (щоб зменшити вплив домішок в атмосфері):

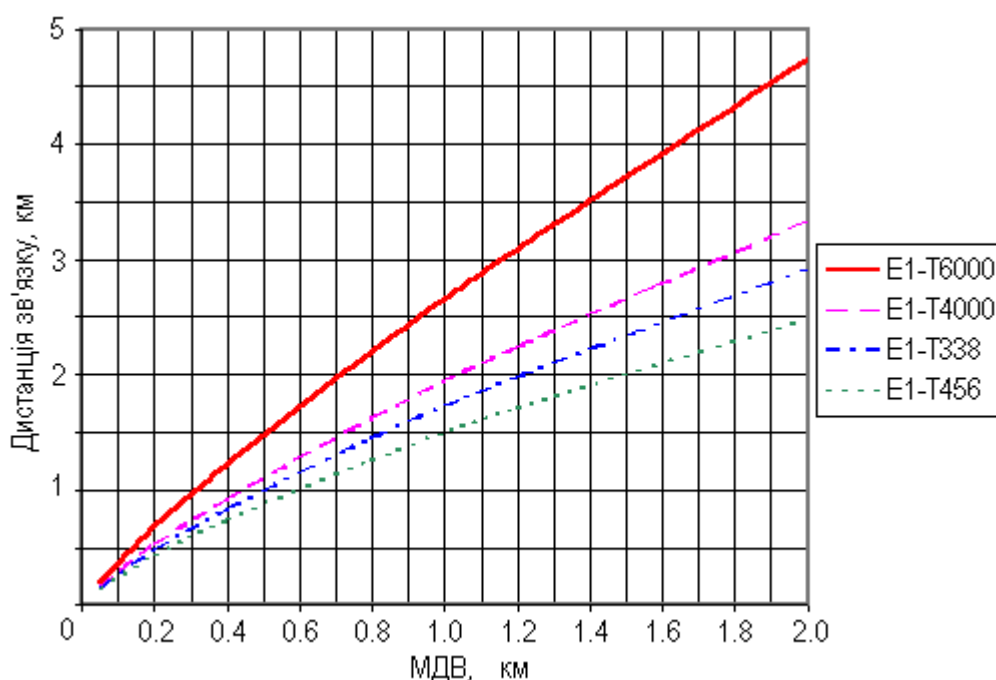


Рис. 19.4. Максимальні робочі дистанції в залежності від метеорологічної видимості в туман.

Області, що знаходяться під лініями на графіках, визначають робочі зони оптичних систем. Самі ж лінії означають границю, коли рівень помилок в каналі (BER) стає 1.0^{-9} .

З Рис. 19.4 стає очевидним, що встановлена на дистанції 2000 метрів система SkyCell E1-T6000 спроможна нормально працювати при метеорологічній видимості в туман біля 709 метрів. А як буде поводити себе канал передавання поблизу цієї границі? При погіршенні погодних умов спочатку буде збільшуватися рівень помилок. Значення BER нижче 1.0^{-3} будуть означати, фактично, відмову каналу передавання. Подальше погіршення видимості приведе до повного блокування каналу. Реально канал буде зберігати працездатність до падіння видимості до 640 метрів. Поведінку систем SkyCell E1-T6000 можна проілюструвати рисунком 19.6.

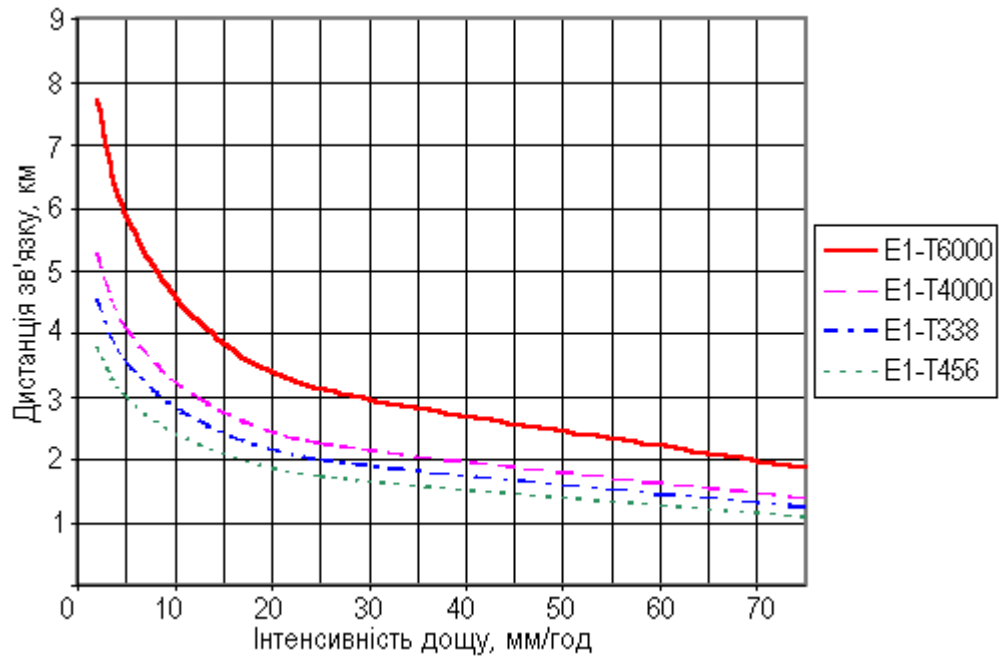


Рис. 19.5. Максимальні робочі дистанції в залежності від інтенсивності дощу

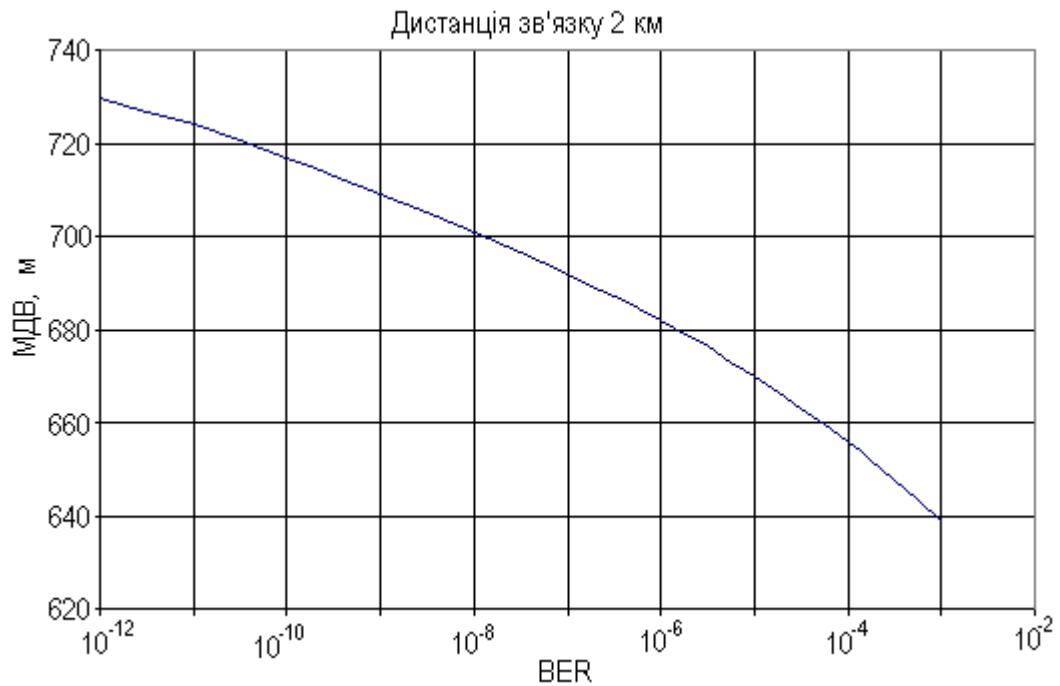


Рис. 19.6. Рівень помилок в каналі в туман на дистанції 2 км.

Наведені вище результати розрахунків підтверджуються даними випробувань та тестової експлуатації систем.

Для отримання самого «практичного» параметра – коефіцієнта готовності каналу, необхідно мати статистику погоди в конкретному регіоні. Дослід роботи МікроМах показує, що метеослужби з розумінням відносяться до подібних запитів і оперативно на них реагують. Знаючи стійкість систем до всіх імовірних на місяць встановлення систем погодних явищ, можна з високою

достовірністю прогнозувати цей параметр і гарантувати ефективну роботу системи передавання даних.

З проведеного розгляду можна зробити такий висновок [69,70]– фактично працездатність FSO-системи, максимальна дистанція зв'язку (при заданих коефіцієнтах BER, та доступності каналу зв'язку) мало залежить від динамічного діапазону системи (енергетичного бюджету) та її вартості.

Це стає зрозумілим, якщо брати до уваги такі факти:

1. Незалежно від динамічного діапазону системи при поганих погодних умовах довжина зв'язку в середньому не перевищує 0.5-1 км
2. В більшості випадків дистанція зв'язку (в силу специфіки застосування FSO-систем) не перевищує таких величин.

Звернемося до наступної таблиці для того щоб більш ретельно зрозуміти специфіку FSO-систем. Дані в таблиці, що відповідають практичній системі відповідають обладнанню, яке має відносно низьку вартість. Вартість «ідеальної» системи на 2-3 порядки вище.

Таблиця 19.6

	Практична система		«Ідеальна» система	
Потужність, випромінюється	30 мВт	15 дБм	10 Вт	40 дБм
Чутливість приймача	25 мВт	-46 дБм	1 наноВатт	-60 дБм
Втрати наведення		3 дБ		0
Оптичні втрати		4		0
Запас за потужністю		54 дБ		100 дБ
Дальність в умовах тумана із затуханням 350 дБ/км		140 метрів		286 метрів

На закінчення проведемо ще один аналіз. Початковими даними для нього слугує цілком практична задача: корпоративний користувач тільки що розширився за допомогою ще одного офісу, розташованого в будівлі поруч, і при цьому – в умовах прямої видимості. В обох офісах розгорнуті локальні мережі 100 Мбіт/с Ethernet. Єдиний канал між будівлями з пропускною здатністю 2 Мбіт/с належить оператору не пов'язаному з фірмою. Вартість оренди лінії складає «X» доларів. Користувач розглядає варіант придбання FSO-обладнання вартістю «Y» доларів. Вибирати приходиться між системами А і В, одна з яких розрахована на максимальну дальність 1100 метрів, інша – на 4000 метрів (і, відповідно, мають різні бюджети втрат та, відповідно, різні ціни).

На рисунку 19.7. наведені довготривалі коефіцієнти доступності обох ліній (для умов Сан-Франциско) як функції дальності.

Як бачимо, на відстанях в межах 400 метрів обидві лінії мають однаковий коефіцієнт доступності на рівні 99,8%. Вибір на користь більш дешевої системи очевидний.

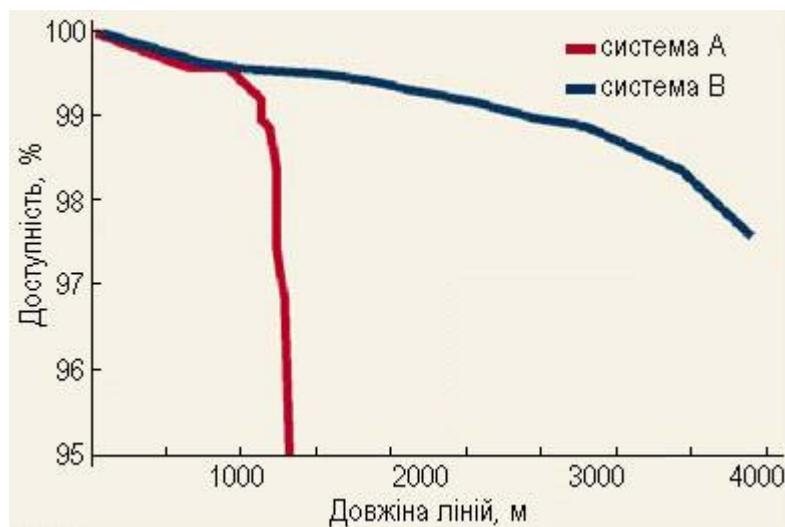


Рис. 19.7. Доступність каналу для систем А і В.

Різниця починає відчуватися на відстанях близьких до 900 метрів. Доступність більш дешевої системи падає до 99,3 %. Доступність системи В залишається близькою до 99,6. На відстанях більше 1100 метрів різниця стає катастрофічною.

Вибір на користь системи В на таких відстанях, здавалось би, очевидний. Для рішення подібних задач – контролю і моделювання погоди в умовах міста – Tegebeam використовує команду з п'яти метеорологів. Отримані дані і карти використовуються для визначення оптимальної потужності передавача і можливої дистанції зв'язку. Проте, на графіку „не вистачає” ще однієї осі – залежності коефіцієнта доступності від часу доби. Дійсно туман, як правило, явище тимчасове і спостерігається пізно ввечері і зранку, коли більшість офісів не працює ...

Загальний висновок з наведеного прикладу такий: на відстанях менше одного кілометра більшість FSO-систем має бюджет втрат, достатній для мирного „співіснування” з туманом.

Для таких дистанцій зв'язку працездатність системи буде визначатися, насамперед, захищеністю системи від впливу механічних факторів, вібрації будівель, і як наслідок, зміною положення випромінювача (приймача) та напрямків пучків. Отже при дистанції зв'язку більше ніж 100-200 м бажано, щоб FSO-система була споряджена відповідними динамічними (адаптивними) системами наведення лазерних пучків. В окремих випадках відхилення будівлі від вертикалі під дією, наприклад, вітру, може досягати величин близьких до 1 метра.. Додамо ще мікровібрації і теплові неоднорідності, які можуть викликати кутові відхилення передавача ... В цілому, без динамічного наведення бюджет втрат буде визначатися ще і відношенням площ плями створеної передавачем на вхідному отворі приймального блоку до площі цього отвору, розташуванням плями відносно приймального блоку, розподілу

потужності випромінювання вздовж плями і т. ін. Такі втрати, викликані механічними факторами складають величину близьку до 15-30 дБ. Отже запас, зарезервований «на туман», цілком може бути „з’їдений” помилками наведення!

Таким чином з проведеного розгляду можна зробити такі висновки:

1. Використання атмосферних ліній зв’язку на магістральних лініях, що вимагають доступність суттєво більше ніж 0,99, очевидно недоцільно. Відповідно, неперспективним є нароцування швидкості передавання даних, у якому разі більше ніж 622 Мбіт/с або Gigabit Ethernet.

2. З іншого боку, використання АОЛЗ в мережах, де допустима величина доступності не перевищує 0,99, є досить перспективним.

3. При цьому максимальна довжина зв’язку не перевищує в середньому 0.5-1 км.

4. Очевидно, що більшою доступністю при інших рівних умовах володіють низькошвидкісні канали зв’язку 2...8 Мбіт/с. В цій області застосування АОЛЗ з’являється суттєвий виграв в досяжній дальності зв’язку (до 4-х разів) при збільшенні потенціалу лінії зв’язку від 40 дБ (дешеві лінії 3-5 тис. дол. США) до 80 дБ (дорогі лінії с граничними параметрами, більше 50 тис. дол. США). Однієї з таких областей, де не вимагається високої доступності, є мережі Ethernet.

20. ТЕХНІКО-ЕКОНОМІЧНІ ПОКАЗНИКИ ЦИФРОВИХ МЕРЕЖ НА ОСНОВІ АОЛЗ. СУЧАСНИЙ СТАН РИНКУ [70,71]

20.1. Порівняння фінансових, часових та інших витрат при побудові різних за природою ліній зв'язку

Зробимо певні оцінки щодо тривалості та вартості основних етапів проектування і будівництва АОЛЗ у порівнянні з будівництвом інших типів ліній зв'язку. Порівняємо вартість будівництва ліній в залежності від їх довжини. Оцінки зробимо на основі даних Російської компанії АО «Телеком», оскільки відповідних даних по Україні не має. Разом з тим специфіка законодавчої, організаційної баз та врешті решт ментальність дуже близькі.

Ще раз нагадаємо, що важливою особливістю АОЛЗ є відсутність необхідності отримувати дозвіл на частоти при встановленні і експлуатації таких систем, на відміну від радіорелейних ліній зв'язку (РРЛЗ). Іншими словами, виключається тривалий і досить дорогий процес отримання радіочастот.

При отримання радіочастот для будівництва РРЛЗ спочатку оформлюється заявка. На основі заявки проводиться розрахунок і перевірка електромагнітної сумісності з РЕМ цивільного і спеціального призначення. За результатами перевірки електромагнітної сумісності ФГУП "Головний радіочастотний центр" (ГРЦ) РФ видає дозвіл на використання частотного діапазону і відбувається оплата необхідної кількості частотних точок. Розгляд і отримання частот в конкретних точках розташування радіорелейних ліній за звичай відбувається на протязі 3-4 місяців. Вартість перевірки електромагнітної сумісності і отримання частот на один проліт РРЛЗ може досягати 4-5 тисяч доларів США. Значні витрати вимагаються також для розрахунку, вимірювання рівнів електромагнітного випромінювання та отримання дозволу Держсанепідемагляду на встановлення РРЛЗ.

Ще одна перевага АОЛЗ – немає необхідності отримувати технічні умови для будівництва. При прокладці волоконно-оптичних ліній зв'язку (ВОЛЗ) в каналізації необхідно отримання технічних умов на прокладку кабелю від місцевих вузлів зв'язку, що зазвичай відбувається на протязі 1-2 місяців, при цьому, як правило, технічні умови містять великий обсяг робіт по докладці, відновленню або ремонту телефонної каналізації і колодцев. Практика показує, що об'єм додаткових робіт, може складати від 20 до 50% вартості будівництва ВОЛЗ.

В таблиці 20.1 наведені дані про тривалість і орієнтовну вартість основних етапів проектування і будівництва різних типів ліній зв'язку.

На рисунку 20.1 порівнюється вартість будівництва цифрових ліній зв'язку різних типів в залежності від довжини траси. Випробування АОЛЗ при швидкостях від 34 до 140 Мбіт/с, які були проведені в Москві і Московській області, показали недостатню надійність роботи ліній при довжинах траси більше 2,5-3 км, тому довгі траси мають ділянки ретрансляції довжиною 2 км.

Тривалість і орієнтовна вартість основних етапів проектування і будівництва різних типів ліній зв'язку		
Будівництво РРЛЗ	Будівництво ВОЛЗ	Будівництво АОЛЗ
Розрахунок і перевірка ЕМС з РЕМ цивільного призначення	Отримання технічних умов у місцевих вузлів зв'язку	Розробка робочого проекту
Перевірка електромагнітної сумісності з РЕМ військового призначення	Розробка робочого проекту	
Отримання дозволу ФГУПРЦ РФ на використання смуг радіочастот і оплата радіочастотних присвоєнь	Узгодження робочого проекту з місцевими вузлами зв'язку, з ГУП «Гормост» і колекторами	
Розробка робочого проекту (виконується одночасно з першими трьома пунктами)	Узгодження об'єму додаткових робіт з місцевими вузлами зв'язку, з ГУП «Гормост» і колекторами	
Оформлення і оплата дозволу Главдержзв'язокнадзору РФ на закупівлю обладнання по імпорту	Укладення договорів оренди каналізації	
Розрахунок рівнів ЕМ випромінювання і отримання дозволу Держсанепідемнагляду	Виконання додаткових робіт для місцевих вузлів зв'язку, ГУП «Гормост» і колекторів	
Отримання дозволу Главдержзв'язокнагляду РФ на будівництво РРЛЗ	Отримання дозволу на прокладку ВОЛЗ	
Загальний термін виконання проектних робіт		
3-6 місяців	2-4 місяця	Менше 1 місяця
Вартість проектних робіт		
4-5 тис. дол. США на проліт	1-3 тис. дол. США на 1 км кабелю	1 тис. дол. США на проліт до 2 км
Закупівля обладнання	Закупівля обладнання і кабелю	Закупівля обладнання
Будівництво і монтаж РРЛЗ	Будівництво ВОЛЗ, монтаж і здача замовнику	Будівництво АОЛЗ, монтаж і здача замовнику
Отримання тимчасового дозволу ФГУПРЦ РФ на роботу РЕМ з випроміненням		
Здача РРЛЗ замовнику		
Загальний термін виконання будівельних робіт		
2-4 місяця	2-3 місяця	2-3 місяця
Загальний термін проектування і будівництва лінії		
5-9 місяців	4-6 місяців	3-4 місяця

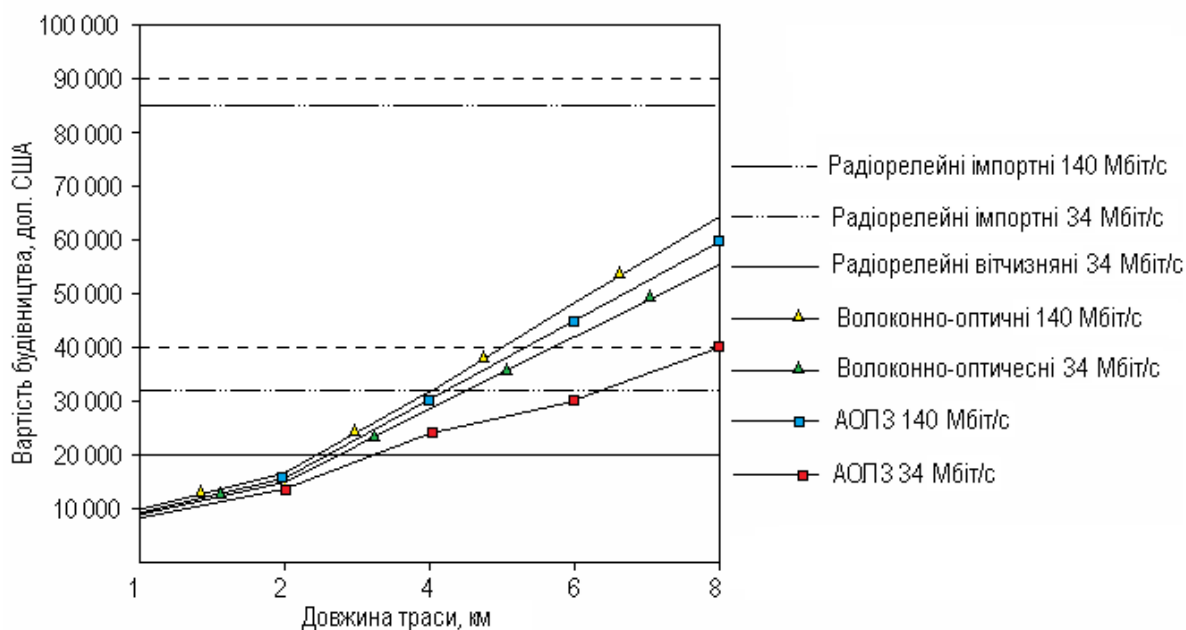


Рис. 20.1

На основі цих даних можна зробити такі висновки. Вартість будівництва АОЛЗ при швидкостях від 34 до 140 Мбіт/с і довжини траси до 2-3 км порівняна з вартістю ВОЛЗ і суттєво нижче у порівнянні з РРЛЗ.

Вартість будівництва АОЛЗ при швидкостях 34 Мбіт/с і дистанціях траси більше 4 км (ділянки ретрансляції по 2 км) близька до вартості будівництва ВОЛЗ і вище у порівнянні з РРЛЗ на 34 Мбіт/с.

Вартість будівництва АОЛЗ при швидкостях до 140 Мбіт/с і дистанціях траси до 8-10 км (ділянки ретрансляції по 2 км) порівняна з вартістю ВОЛЗ і нижче у порівнянні з РРЛЗ на 140 Мбіт/с. При довжинах траси більше 8-10 км будівництво АОЛЗ не завжди доцільно внаслідок великої кількості ретрансляційних ділянок.

На відміну від прокладання ВОЛЗ з її необхідністю отримання технічних умов і при великому обсязі додаткових робіт, вартість створення ліній зв'язку на базі АОЛЗ скорочується на 20-40%, а терміни будівництва – в два-три рази.

На відміну від будівництва РРЛЗ, коли необхідна перевірка електромагнітної сумісності і отримання частот, вартість створення ліній зв'язку на базі АОЛЗ при швидкостях від 34 до 140 Мбіт/с і довжинах траси до 2-3 км скорочується на 20-30%, а терміни будівництва – в два-три рази. Особливо треба відзначити, що вітчизняні РРЛЗ на швидкість 140 Мбіт/с не виробляються, тому вартість створення ліній зв'язку на основі АОЛЗ зменшується в два-три рази.

Важливо відзначити, що вартість експлуатації АОЛЗ при довжині лінії зв'язку до 4-6 км порівняна з вартістю експлуатації РРЛЗ і навіть нижче у порівнянні з ВОЛЗ внаслідок відсутності витрат на оренду телефонної каналізації та обслуговування кабелів.

Порівнюючи умови для будівництва і монтажних робіт на кабелях зв'язку, які прокладені в ґрунті або каналізації, і АОЛЗ, можна стверджувати, що

будівництво атмосферних ліній суттєво виграє в часі у порівнянні з прокладанням кабелів в готовій каналізації.

Встановлення атмосферних оптичних терміналів з довжиною траси до 2,5 км, з кріпленням на даху будівлі і прокладанням необхідних кабелів відбувається бригадою з трьох людей приблизно за 3-4 години, з попереднім наведенням на сусідній вузол магістрального зв'язку. Точне налаштування спеціальними приладами займає за звичай 10-20 хвилин.

Прокладання волоконно-оптичного кабелю довжиною до 2,5 км в телефонній каналізації займає декілька діб, при цьому необхідна бригада з чотирьох-п'яти людей, машина з лебідкою та декілька котушок з будівельними довжинами кабелю. Після прокладання кабелю проводиться монтаж муфт, вимірювання параметрів кабелю, підключення до кросу, встановлення кабелю під надмірний тиск.

При будівництві телефонної каналізації або прокладанні кабелю в ґрунті вартість будівництва ВОЛЗ може збільшуватися в декілька разів, а терміни прокладання розтягнутися на 5-6 місяців, так як прокладання телефонної каналізації або кабелю в ґрунті здійснюється, як правило, в літній період.

Застосування АОЛЗ змінює весь хід будівництва місцевих мереж зв'язку, так як зникають найбільш важкі і дорогі роботи по будівництву телефонної каналізації, прокладанню та монтажу кабелю. Встановлення атмосферних оптичних терміналів може бути проведене персоналом за декілька годин без виконання будь-яких важких робіт.

В деяких випадках, наприклад, при прокладанні ліній зв'язку через річкові переходи, мости і залізну дорогу будівництво ліній зв'язку на базі АОЛЗ може обійтися в декілька разів нижче, ніж вартість будівництва ВОЛЗ.

Дослід проектування і будівництва ЦСС DECT-стандарту на базі АОЛЗ показує, що повний цикл проектування, будівництва і здачі мережі може бути здійснений за 5-6 місяців, при цьому вартість будівництва знижується на 20-40% у порівнянні з реалізацією мережі з використанням РРЛЗ або ВОЛЗ.

20.2. Аналіз існуючих рішень і ринка FSO-систем

Ще раз про переваги і недоліки технології безпроводного зв'язку – АОЛЗ. На користь технології АОЛЗ свідчать такі факти:

- швидкість передавання даних може досягати декількох Гбіт/с;
- частота появи помилкових бітів (BER) від 10^{-10} до 10^{-9} ;
- в жодній країні світу не вимагається ліцензія на використання діапазону частот, який використовується в системах АОЛЗ;
- практично стовідсоткова захищеність від завад радіодіапазону (завади можуть впливати лише безпосередньо на кінцеве обладнання);
- невеликий час (близько до однієї-декількох годин) інсталяції системи;
- менша, у порівнянні з іншими аналогічними за пропускну здатністю технічними рішеннями, вартість.

Недоліком існуючих АОЛЗ є висока нижня границя вартості систем. Найдешевша на сьогодні АОЛС БОКС-10МЛ (50 – 250м, 10Мбіт/с) має

вартість 1200 дол. США. Якщо говорити про аналоги, які виробляються в „далекому” зарубіжжі, то там ціни на порядок вище. (Flight Path 20/200, до 200м, до 20 Мбіт/с, 24000 дол. США). Це пояснюється тим, що на даний момент більшість АОЛЗ позиціонується саме як магістральні засоби.

Іншим стримуючим фактором є певна недовіра до АОЛЗ, що пояснюється новизною технології та залежністю від погодних умов. Для його подолання необхідно використовувати різні методи підвищення надійності АОЛЗ, зокрема використовувати алгоритми завадозахищеності передавання даних, криптографічний захист і т.д.

Загальний висновок такий – на сьогодні постає питання розробки надійної і функціональної, але в той же час дешевої АОЛЗ.

20.3. Огляд існуючих рішень

Побудова всіх інфрачервоних систем передавання практично однакова: вони складаються з інтерфейсного модуля, модулятора випромінювача, оптичних систем передавача і приймача, демодулятора приймача і інтерфейсного блока приймача. В залежності від типу оптичних випромінювачів, які використовують розрізняють лазерні і напівпровідникові інфрачервоні діодні системи, що мають різні швидкості і дальність передавання. Перші забезпечують дальність передавання до 15 км зі швидкостями до 155 Мбіт/с (комерційні системи) або до 10 Гбіт/с (дослідні системи). Треба відзначити, що с підвищенням вимог до якості каналу дальність зв'язку знижується. Другий тип систем забезпечують суттєво меншу дальність передавання, хоча по мері розвитку технології дальність і швидкість зв'язку збільшуються.

Головна перевага напівпровідникових діодів заключається у великому часі напрацювання на відмову. Окрім цього, такі канали менш чутливі до резонансного поглинання в атмосфері. Форма перетину пучка від напівпровідникових світлодіодів практично кругла.

Недоліки світлодіодів і, відповідно переваги лазерних, заключаються в тому, що внаслідок широкої смуги випромінювання існують теоретичні складності в передаванні високошвидкісного сигналу. Передавач повинен передавати як можна більш вузько смуговий сигнал з найменшою кількістю мод. Лазерні діоди як раз і мають такі властивості, проте чим вужче смуга сигналу, тим більше потенційна імовірність того, що сигнал попаде в атмосфері в резонансну смугу поглинання певного газу і якість сигналу знизиться.

Форма перетину пучка від лазерних діодів – еліптична. Для боротьби з цим недоліком використовують різні методи: від використання призматичних лінз до обмеження апертури оптичної системи при втраті частини потужності.

Існує ще і проміжна група пристроїв, в яких для передавачів використовують лазерні діоди VCSEL (Vertical Cavity Surface Emitting Laser - лазер з вертикальним емітуванням через порожнину в поверхні). Ці пристрої володіють вузькою смугою випромінювання і великим часом напрацювання на відмову, а також круглою формою перетину пучка. Проте на даному рівні

розвитку технології потужності їх випромінювання не перевищують 7 мВт на діод у багатомодовому режимі, тому для збільшення вихідної потужності застосовують декілька випромінювачів, працюючих одночасно, що ускладнює синхронізацію між ними.

Можливо також створення резервного радіоканалу. В цьому випадку суттєво збільшується дальність передавання, так як не існує погодних умов, які перешкоджають роботі одночасно обох каналів, таким чином можливо використання АОЛЗ і радіо пристроїв практично на граничній дальності, не створюючи запас потужності на випадок поганих метеоумов.

На сьогодні на ринку існує велика кількість закордонних рішень. До їх недоліків треба віднести високу вартість, що робить неможливість їх використання для побудови недорогих (і як правило коротких) каналів, в яких виникає необхідність при створенні районних і кампусних мереж, для зв'язку сегментів ЛВМ з "тяжкопрохідною" (дорога, річка, залізниця) ділянкою між ними. Іншими словами необхідно відзначити, що на даний момент не виробляються системи в ніші недорогих (до 500 дол. США) АОЛЗ.

Іншим недоліком існуючих АОЛЗ є відсутність будь-яких алгоритмічних систем підвищення завадостійкості в більшості АОЛЗ. Тобто. АОЛЗ являє собою продовження провідного каналу. Хоча плюсом даного рішення є те, що воно забезпечує повну прозорість для мережних протоколів навіть найбільш низького каналного рівня, що дозволяє легко вбудовувати АОЛЗ в структуру будь-якої мережі з послідовним передаванням даних по каналу зв'язку.

На закінчення, можна відзначити такі перспективні напрямки розвитку АОЛЗ:

- розробку дешевих АОЛЗ;
- розробка алгоритмів підвищення завадозахищеності із збереженням прозорості каналу АОЛЗ для мережних каналних протоколів. Їх ефективна реалізація з врахуванням мінімізації вартості готової АОЛЗ.

20.4. FSO-системи, представлені на ринку

20.4.1. FSO-системи компанії PAV DATA SYSTEMS (Великобританія). Системи серії SkyCell і SkyNet

Системи серії SkyCell

Системи серії SkyCell призначені для роботи в мережах операторів провідного зв'язку для вирішення проблеми «останньої милі» при підключенні абонентів, а також в мережах сотового зв'язку для підключення базових станцій до контролерів. Протоколи, які підтримуються: G.703/E1, G.703/E2 і G.703/E3.

Назва системи містить вказівку на характер передавального потоку і оптимальну (граничну) дальність зв'язку. Наприклад, SkyCell E1-2000. Потік E1, дальність – 2км. Або SkyCell 4E1-4000. 4 потоки E1, дальність 4км.

В таблиці 20.2 наведені деякі характеристики систем типу SkyCell.

Номенклатура систем SkyCell

Наприклад - SkyCell E1-2000. Система SkyCell E1-2000 призначена для організації безпроводного з'єднання типу «точка - точка» в умовах прямої видимості на дистанціях до 2 км з використанням протоколу G.703/E1.

SkyCell E1-4000. То саме для дистанцій до 4 км.

SkyCell 4E1-2000. То саме для дистанцій до 2 км і чотирьох потоків G.703/E1.

SkyCell 4E1-4000. То саме для дистанцій до 4 км і чотирьох потоків G.703/E1.

SkyCell E2-2000. То саме для дистанцій до 2 км і протоколу G.703/E2.

SkyCell E2-4000. То саме для дистанцій до 4 км і протоколу G.703/E2.

SkyCell E3-2000. То саме для дистанцій до 2 км і протоколу G.703/E3.

SkyCell E3-4000. То саме для дистанцій до 4 км і протоколу G.703/E3.

Таблиця 20.2

Деякі характеристики систем типу SkyCell

Характеристика	Тип FSO-системи			
	SkyCell E1-2000	SkyCell 4E1-4000	SkyCell E3-2000	SkyCell E3-4000
Максимальна протяжність дистанції зв'язку, км	2	4	2	4
Передавач	Лазер	3 лазери	Лазер	3 лазери
Вихідна потужність, мВт	100	300	100	300
Довжина хвилі, нм	900...920	900...920	900...920	900...920
Розбіжність пучка, мрад	11	11	11	11
Приймач	Фотодіод	Лавинний фотодіод	Лавинний фотодіод	Лавинний фотодіод
Вхідна потужність, дБм	-45...-10	-60...-20	-60...-20	-60...-20
Довжина хвилі, нм	750...950	750...950	750...950	750...950
Зона приймання, мм	150 x 150	150 x 150	150 x 150	150 x 150
Системний інтерфейс	G.703/E1	4 потоки G.703/E1	G.703/E3	G.703/E3
Швидкість передавання, Мбіт/с	2,048	4 x 2,048	34,368	34,368
Інтерфейс	75 Ом Соax. / 120 Ом TP	75 Ом Соax. / 120 Ом TP, FO mm 1300 нм main link	75 Ом Соax., FO mm 1300 нм main link	75 Ом Соax., FO mm 1300 нм main link
Розніми	BNC / RJ-45	BNC / RJ-45/FO dual SC	BNC /FO dual SC	BNC /FO dual SC

Системи серії SkyNet

Системи серії SkyNet з інтерфейсами Ethernet і Fast Ethernet застосовуються в корпоративних мережах передавання даних, а також в мережах операторів зв'язку для надання послуг доступу в Internet. Системи серії SkyNet АТМ використовуються в якості основних і резервних каналів в АТМ мережах операторів. Протоколи, які підтримуються: Ethernet, Fast Ethernet і АТМ.

Нове обладнання компанії PAV Data Systems

Новинка в лінійці обладнання компанії PAV Data Systems – система PAVExpress 100 – нова система безпроводного оптичного зв'язку. Обладнання призначено для об'єднання LBM Fast Ethernet в умовах щільної забудови сучасних мегаполісів. Підключення активного мереженого обладнання (комутаторів, маршрутизаторів, серверів або мережених комп'ютерів) здійснюється безпосередньо до приймальних блоків з використанням стандартних кабелів UTP/STP категорії 5 і рознімів RJ45. Швидкість передавання даних – 100 Мбіт/с, максимальне робоча відстань – до 200 м.

В системі PAVExpress 100 в якості випромінювача застосований напівпровідниковий інфрачервоний лазерний діод, приймач – рпн-фотодіод.

За конструктивним виконанням нове обладнання PAVExpress відрізняється від решти систем компанії, тому для його монтажу використовуються спеціалізовані монтажні кронштейні і комплекти налаштування, які використовують при початковому встановленні оптичного каналу зв'язку і регламентних роботах. В комплект налаштування PAVExpress входить стрілочний вимірювач рівня сигналу в оптичному приймачі. При наявності спеціального перехідника для налаштування каналу може використовуватися і комплект налаштування, що застосовується для систем SkyCell, SkyNet і PAVLight.

20.4.2. Обладнання компанії fSONA Communications (США)

Компанія fSONA Communications була утворена в 1997р. для розробки систем передавання інформації по оптичному атмосферному каналу. В 1999р. була закінчена розробка і початий продаж сімейства SONAbeam 155. S – для коротких відстаней, до 2400 метрів, М – для середніх відстаней, від 200 до 3600 метрів.

Характеристики систем наведені в таблиці 20.3.

20.4.3. Обладнання компанії НПК «Катарсіс» (Санкт-Петербург, Росія)

НПК «Катарсіс» на початку 2004 р. здійснив зміну всієї лінійки обладнання, випустив в серійне виробництво нові моделі систем безпроводної оптичного зв'язку.

Їх головна відмінність від аналогічного обладнання – застосування нових запатентованих технологій: Hybrid Emission («гібридне випромінювання») и Super Avalanche («суперлавина»). Сполучення обох технологій в системах БОКС дозволило збільшити енергетику каналу і, як наслідок, максимальну

дальність. Рекомендовані робочі дистанції залишилися попередніми, що підвищило стійкість роботи каналу.

О

Таблиця 20.3

Модель	155-S	155-M	622-S	622-M
Відстань	50-2400м	200-3600м	75-2250м	200-3400м
Швидкість передавання даних	155 Мб/с (OC-3, STM-1), 125 Мбіт/с (Fast-E, FDDI)		622 Мб/с (OC-12, STM-4)	
Довжина хвилі	1550нм			
Тип випромінювача	н/п лазерний діод			
Пікова потужність, що випромінюється	320 мВт	640 мВт	320 мВт	320 мВт
Апертура приймача	100 мм	200 мм	100 мм	200 мм
Динамічний діапазон	58 дБ	61 дБ	57 дБ	60 дБ
Тип інтерфейсу	одномодовий або багатомодовий SC 1310 нм		одномодовий SC 1310 нм	
Керування	SNMP, Telnet			
Виконання	водонепроникне			
Робоча температура	-40...+60 град. С			
Електро живлення	85-260В, 50/60 Гц	110/220В, 50/60Гц, - 48В	85-260В, 50/60 Гц	-48 В
Споживаєма потужність	не більше 255 Вт			
Габарити	430 x 400 x 310 мм		410 x 410 x 430 мм	
Вага	10 Кг	20 Кг	10 Кг	20 Кг

бладнання, яке виробляється компанією НПК «Катарсіс» призначено для передавання даних без використання міді, оптоволокна або радіо, на основі технології FSO. Системи БОКС (Безпроводні Оптичні Канали Зв'язку) працюють на дистанціях до 1.5 км при будь-яких погодних умовах. При цьому на рекомендованих дистанціях зв'язку забезпечується доступність каналу >99.7% в моделях призначених для корпоративних мережних рішень і >99.9% в моделях для операторів зв'язку.

Номенклатура систем типу БОКС

Системи БОКС-10-xxx. Системи серії БОКС-10xxx призначені для роботи в корпоративних мережах передавання даних для об'єднання локальних обчислювальних мереж і для рішення проблеми «останньої милі» при

підключенні абонентів до мережі Internet. Можуть бути використані в якості основних і резервних каналів. Протокол Ethernet (10Мб/сек) 10Base-T.

Системи БОКС-100М-xxx. Протокол Fast Ethernet (100Мб/сек) 100Base-TX.

Системи БОКС-Е1-xxx. Системи серії БОКС-Е1-xxx призначені для роботи в мережах операторів провідного зв'язку для подавання номерної ємності або з'єднання двох АТС. Можуть бути використані в якості основних і резервних каналів. Протокол: G.703/E1.

Системи БОКС-Е2-xxx. Протокол: G.703/E2. В основному використовується з мультиплексором 4xE1 – 1xE2.

Системи БОКС-Е1-ОСх. Системи серії БОКС-Е1-ОСх розроблені спеціально для використання в мережах операторів сотового і фіксованого зв'язку. Призначені для з'єднання базових станцій або базових станцій з центрами обробки, для магістральних з'єднань. На дистанціях рекомендованих виробником забезпечує доступність 99,9% при будь-яких погодних умовах. Протокол: G.703/E1.

Системи БОКС-Е2-ОСх. Те саме призначення. В основному використовується з мультиплексором 4xE1 – E2.

20.4.4. Атмосферні оптичні лінії зв'язку Artolink. ВАТ "Мостком". Виробник: Державний рязанський приладний завод

Системи цього виробника на сьогодні максимально відповідають критерію ціна-якість. Саме тому розглянемо цей тип обладнання більш ретельно. При цьому в розроблених АОЛЗ використано багато різних НОУ ХАУ, та відомих оптимальних технічних рішень. Так, наприклад, в останні версії програмного забезпечення обладнання МОСТ введена автоматичне регулювання потужності випромінювання, що дозволило позбутися недоліку попередніх моделей обладнання, коли на невеликих дистанціях (50–200 м) внаслідок достатньо великої потужності лазерного випромінювання для усунення ефекту насичення фотоприймача приходилося діафрагмувати лінзи приймачів.



Рис. 20.3

Перед встановленням обладнання за допомогою ПЗ користувача в кожний приймальнопередавальний термінал записується орієнтовне значення довжини лінії зв'язку. Це необхідно для того, щоб при включенні обладнання початкова потужність випромінювання не перевищувала поріг насичення приймача іншого модуля на даній дистанції. Після встановлення обладнання відбувається юстування лінії в режимі налаштування, після цього, після синхронізації оптичного каналу, обладнання переводиться в режим роботи. За рахунок використання вбудованого службового каналу кожний термінал отримує інформацію про рівень потужності випромінювання, яке поступає на інший термінал і підстроює рівень власного випромінювання під наперед заданий рівень приймання. Введення цієї автоматичної функції дозволило розширити динамічний діапазон та покращити надійність роботи АОЛЗ в

умовах поганої видимості.

За звичай при монтажі систем МОСТ використовується система просторової стабілізації, і процес встановлення системи не викликає особливих проблем. Проте виробники обладнання рекомендують сигнальні кабелі, особливо при великій їх довжині (більше 30 м), екранувати від зовнішніх електромагнітних завад. Зробити це можна, наприклад, за допомогою заземленого бронерукава. Як показала практика, без цієї операції основні помилки в каналі обумовлені наводками на кабелі зниження електромагнітних полів атмосферного і технотроного походження. Зареєстровані випадки, коли внаслідок ударів блискавки вигорало обладнання як МОСТа, так і користувача. Для зменшення наводок (проте не захисту від блискавки) рекомендується також встановлювати на СК феритові фільтри.

20.4.4.1. Деякі загальні відомості

В наявності *Сертифікат відповідності* №ОС/1-СП-950 за системою сертифікації «Зв'язок» Міністерства РФ по зв'язку і інформатизації. В наявності також *Гігієнічний висновок про лазерну безпеку*.

Атмосферна оптична лінія зв'язку Artolink призначена для безпроводного передавання цифрових даних між двома точками з активним обладнанням. АОЛЗ – це обладнання FSO-технології, яке забезпечує для багатьох застосувань *економічно більш ефективні рішення*, у порівнянні з проводними, оптоволоконними і радіолініями. Обладнання може застосовуватися на *дистанціях від 0,1 до 4 і більше кілометрів в залежності від регіону встановлення і вимог до доступності каналу. Допускається використання системи для організації лінійного тракту з одним або декількома ділянками регенерації*.

Виготовлення продукції ведеться на основі *затверджених ТУ з забезпеченням повного комплексу заходів по підтриманню високої якості продукції і виконання гарантійних обов'язків*.

Встановлення і експлуатація АОЛЗ *не вимагає узгодження з ГКРЧ РФ*.

Розробкою, супроводженням, технічною підтримкою і поставкою виробу займається спеціалізована на FSO техніці компанія ВАТ "МОСТКОМ" (м. Рязань, телефон/факс 8-4912-98-66-63). Консультації здійснюються по e-mail: office@mостkom.ru. Сайт ВАТ "МОСТКОМ": www.mостkom.ru

20.4.4.2. Сфери застосування

Оскільки АОЛЗ є альтернативним рішенням по відношенню до оптоволоконних і радіорелейних ліній зв'язку, АОЛЗ успішно використовуються в таких областях використання, як:

- міські мультисервісні високошвидкісні мережі (MAN);
- розподілені кампусні і корпоративні мережі (LAN);
- рішення проблеми «останньої милі»;
- з'єднання базових станцій сотового зв'язку (2G, 2.5G і 3G);
- оперативне резервування ліній зв'язку.

Варіанти застосування АОЛЗ

Варіанти застосування АОЛЗ наведені на рисунках 20.4 – 20.7.

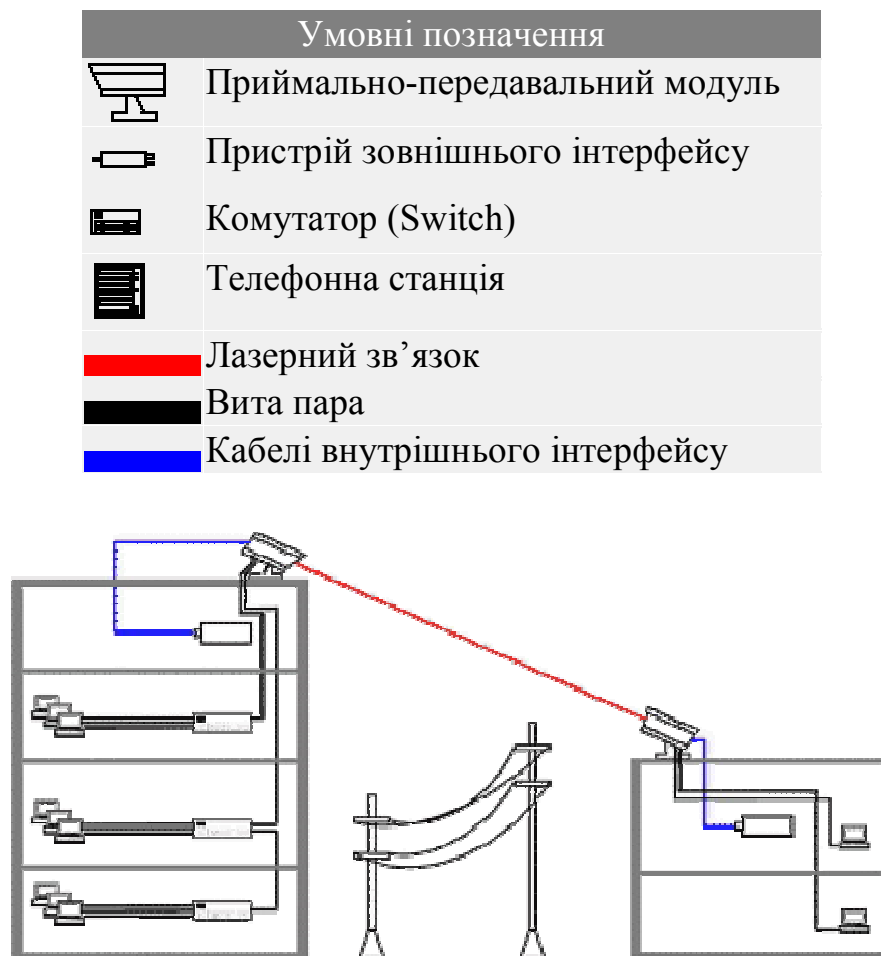


Рис. 20.4. Об'єднання ЛВМ Fast Ethernet, розділених перешкодами типу ЛЭП автостради, залізні дороги і т.д.).

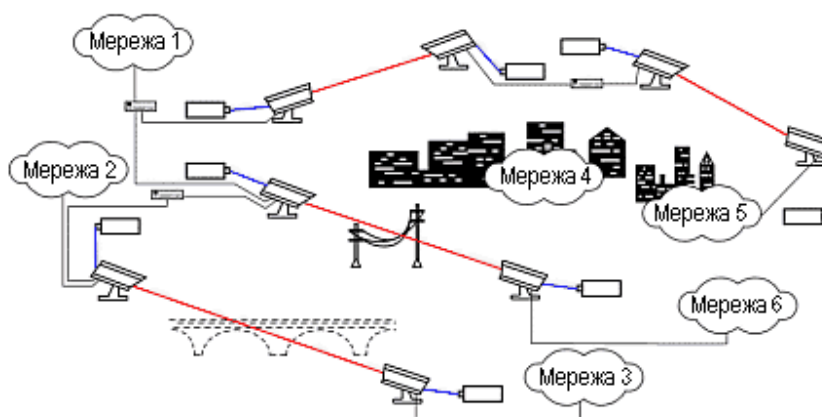


Рис. 20.5. Забезпечення магістральних з'єднань в розподілених комп'ютерних мережах (100 Мбіт/с).

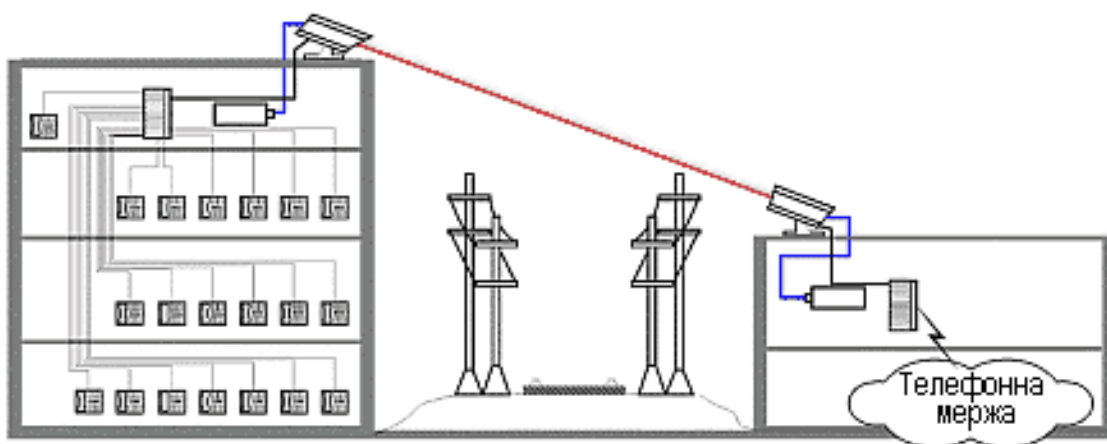


Рис. 20.6. Телефонізація окремо розташованої жилої будівлі або офісу без прокладання кабелю через зону відчуження залізної дороги з потоком 2,048 Мбіт/с High density.

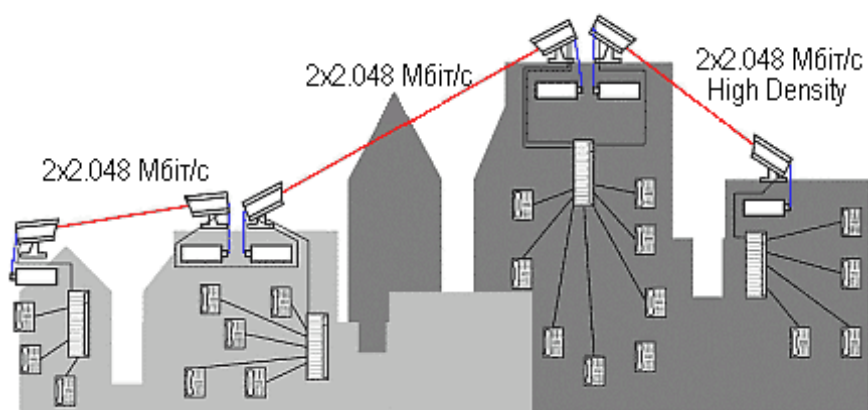


Рис. 20.7. Створення телефонної мережі з використанням АОЛЗ в якості ретранслятора і мультиплексора.

20.4.4.3. Принцип роботи пристрою

Всі вироби серії складаються двох ідентичних терміналів. Кожний термінал містить в себе приймально-передавальний модуль (ППМ), який забезпечує передавання і приймання оптичних сигналів в атмосферному каналі і пристрій зовнішнього інтерфейсу (УЗІ), що слугує для забезпечення живлення ППМ і стикування із зовнішнім контрольним обладнанням.

Між собою ці блоки з'єднуються кабелем внутрішнього інтерфейсу (КВІ). Інформаційний сигнал подається безпосередньо в ППМ через з'єднувальний сигнальний кабель (ЗСК) (стандартна вита пара). ЗСК не входять в комплект поставки і поставляються за окремою замовою, або виготовляються і прокладаються користувачем від ППМ до відповідної апаратури у відповідності з кількістю цифрових потоків. Довжина кабельних з'єднань – до 150 м.

Живлення виробу здійснюється від мережі змінного струму 220В 50 Гц або джерела постійного струму 48В +/-20%.

В комплект поставки входить програма віддаленого контролю, яка дозволяє контролювати параметри роботи ППМ на персональному

комп'ютері, що під'єднаний до УЗІ через кабель зв'язку з комп'ютером (КСК). Виріб поставляється запрограмованим на обмежений час роботи (біля 50 годин), достатнє для його встановлення і налаштування. Після налаштування виробу необхідно в кожний ППМ загрузити свій файл ліцензії (надається поставником), який дозволяє йому працювати на протязі часу, визначеному договором поставки (в тому числі і безстроково). Завантаження файла ліцензії здійснюється з персонального комп'ютера за допомогою програми віддаленого контролю.

Тип встановленого інтерфейсу визначає модифікацію виробу, а конкретні виконання залежать від наявності в його складі системи просторової стабілізації, типу фотоприймача, пристрою віддаленого моніторингу по IP-мережі. Система позначок виробу має такий вигляд (рис. 20.8)

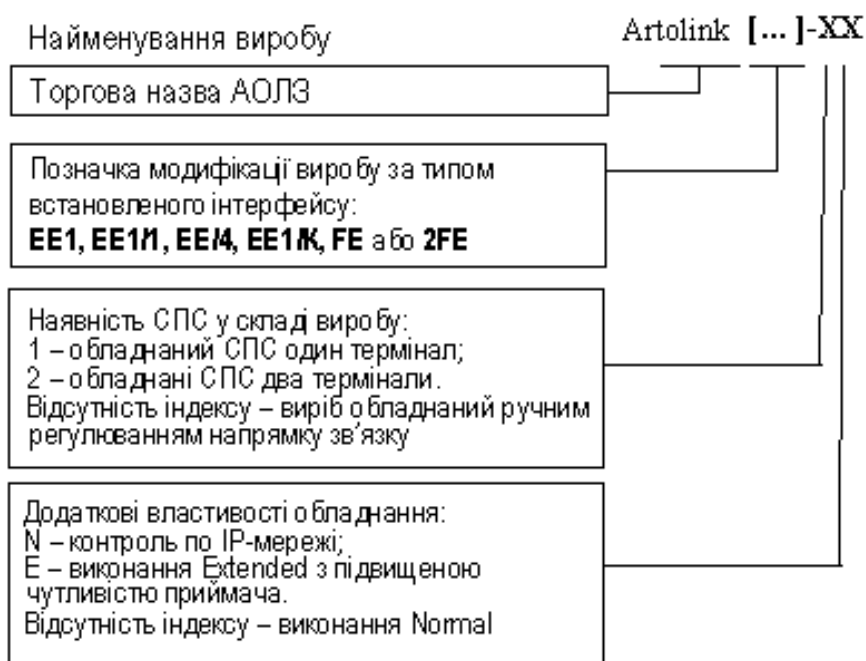


Рис. 20.8.

Принцип роботи виробу оснований на передаванні цифрового сигналу через атмосферу шляхом модуляції інфрачервоного випромінювання і далі його детектуванням оптичним фотоприймальним пристроєм (FSO-технологія).

На рисунку 20.9 наведена схема підключення виробу, яка дозволяє організувати передавання чотирьох каналів Е1 між двома АТС.

При передаванні цифрові сигнали від комунікаційного обладнання в кодї HDB3 по ССК поступають на лінійні цифрові стики ППМ (порти 1-4 рис. 5.9) і через розніми РС4 попадають в пристрій лінійного інтерфейсу. Тут вони регенеруються, при необхідності мультиплекуються і перетворюються в послідовний самосінхронізуючийся транспортний код. Підготовлений таким чином цифровий потік спрямовується на сінфазно налаштовані лазерні передавачі.

При прийомі лазерне випромінювання іншого терміналу збирається трьома об'єктивами і за допомогою об'єднуючої оптики фокусується на фоточутливій площадці швидкодіючого PIN-діоду. Частина випромінювання перед фотодіодом спрямовується на датчик координат, який визначає відхилення осі приймальної системи від напрямку на інший термінал. При ідеальному наведенні осі лазерних пучків за напрямком повинні збігатися з лінією, що з'єднує обидва термінала.

Підсилений і відфільтрований у фотоприймальному пристрої електричний сигнал спрямовується на пристрій лінійного інтерфейсу. Тут відбувається перекодування сигналу і формування лінійного коду HDB3 у відповідності з вимогами G.703 до лінійних цифрових сигналів комунікаційного обладнання.

20.4.4.4. Якість та надійність передавання сигналу

Прийнято вважати, що якість безпроводного з'єднання, яке забезпечується АОЛЗ, визначається, головним чином, тільки одним параметром – величиною резерву, який перебиває затухання, вносиме природними аерозолями (туман, сніг, дощ) на заданій відстані, зазвичай 1 км. Проте шкідливий вплив гідрометеорів та інших факторів середовища експлуатації зовсім не вичерпується явищем ослаблення оптичного сигналу в атмосферному каналі. Накопичений досвід експлуатації обладнання у самих різних кліматичних зонах доказав, що сукупний вплив цих факторів без прийняття спеціальних заходів оказує значно більший (у порівнянні з затуханням сигналу), вплив на надійність роботи FSO-системи. Розробник і виробник АОЛЗ вважають, що справжня якість продукції досягається лише у випадку прийняття спеціальних заходів по виключенню негативних впливів цих факторів, що збільшують час недоступності каналу, іноді в десятки разів.

Сцинтиляції і тремтіння пучків в атмосферному каналі вносять в передаваний сигнал помилки, які значно перебільшують заявляємий рівень BER 10^{-9} , що особливо проявляється на великих дистанціях і в ясну погоду. В АОЛЗ це явище компенсується за рахунок застосування багатоапертурної оптичної системи, що містить в себе три передавальних і два приймальних каналів, а також унікальних інтерфейсів, які забезпечують спеціальне транспортне кодування оптичних сигналів.

Сонячні та інші паразитні засвітлення приводять до перевантаження фотоприймача і перериванню зв'язку. В АОЛЗ їх вплив зведено до мінімуму (імовірність переривання зв'язку менше 0,01%) за рахунок потужної оптичної селекції з використанням двох спектральних, двох просторових і одного поляризаційного фільтра в каналі приймання, а також малим кутовим полем зору оптичного приймача.

Помилки наведення, обумовлені нестабільністю опор, на які встановлюється обладнання, під впливом температурних градієнтів, вітрового навантаження та інших факторів, приводять до додаткових, навіть до 100%, втрат потужності внаслідок кутових зміщень пучків передавача. У виробках Artolink цей ефект повністю відсутній, так як в їх склад входить система стабілізації напрямку зв'язку (автотрекінг). Вона містить в себе

високочутливий датчик кутових відхилень оптичної осі з оригінальним інтегро-варіаційним алгоритмом селекції цілей і високоточну систему позиціонування.

Помилки положення, які викликані разузгодженням оптичних осей приймача і передавача під впливом температурних змін і сонячної радіації, вносять додаткове, до 10 дБ, ослаблення в оптичний канал. Особливо гостро цей ефект проявляється при використанні обладнання з рознесеними приймачем і передавачем. В АОЛЗ ці явища практично виключені (менше 1 дБ) за рахунок виконання приймально-передавального модуля у вигляді товстостінного литого моноблоку оригінальної конструкції, що забезпечує вирівнювання температурних градієнтів і теплову розв'язку внутрішніх оптичних елементів. Додатково моноблок оточений захисним кожухом, який огорожує його від вітрового і радіаційного навантаження.

Обмерзання і забруднення зовнішніх оптичних елементів приймача і передавача, які викликані різкими змінами температури і вологості, а також роботою обладнання в умовах осадків і запиленої атмосфери, приводять до зриву зв'язку. В АОЛЗ прийняті гарантовані заходи до виключення такого випадку шляхом використання системи оригінальних екранів, які за рахунок аеродинамічних ефектів забезпечують чистоту оптики. В особливо складних умовах експлуатації застосовується додаткова система термозахисту оптичного стику, що має у порівнянні з традиційними рішеннями в 2-5 разів меншу потужність, що споживається при тій самій ефективності.

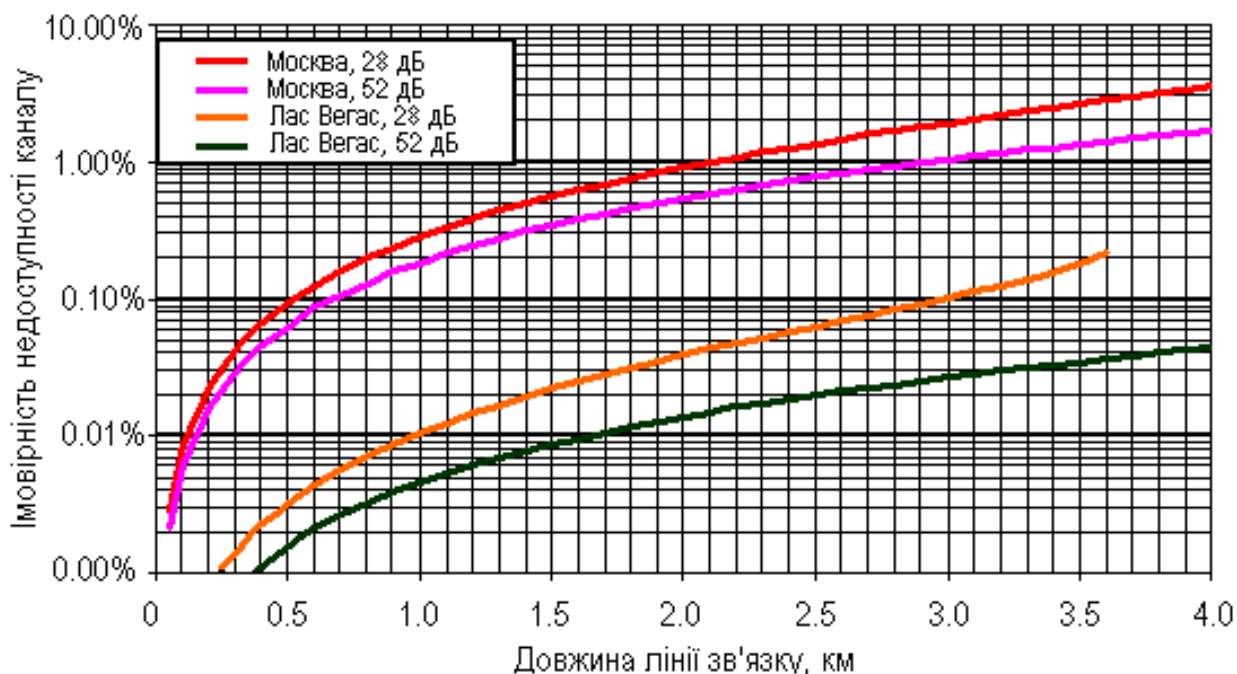


Рис. 20.11

Завада оберненого розсіяння, яка викликана оберненим відбиванням світла від осадків, особливо при роботі лінії під час снігопаду, приводить до зниження реальної чутливості приймача на 20 і більше дБ. В АОЛЗ за рахунок вузьких кутових діаграм направленості випромінювання передавача і полю

зору приймача, а також застосуванням оригінальної схеми селекції сигнальних фотонів за принципом «свій-чужий», яка забезпечує постійну чутливість приймача при всіх умовах експлуатації.

Вся сукупність реалізованих технічних рішень гарантує отримання *реального експлуатаційного резерву* по підсиленню АОЛЗ від 28 до 52 дБ при довжині лінії зв'язку 1 кілометр. Конкретне його значення залежить від швидкості передавання інформації і комплектації виробу. В цьому випадку основний експлуатаційний параметр виробу – час доступності каналу для якості передавання сигналів з BER не гірше 10^{-9} дійсно визначається лише географією його встановлення і довжиною лінії зв'язку.

З рисунку 21.11 видно, що у випадку висування до лінії вимог високого ступеня доступності каналу в регіонах з поганою «оптичною погодою», необхідно знижувати довжину оптичного з'єднання. При цьому величина енергетичного резерву не має принципового значення. Більш важливим фактором є метеорологічні умови в місці встановлення обладнання. В південних регіонах АОЛЗ може забезпечити надійність зв'язку на рівні 99,9% і краще при довжині з'єднання в декілька кілометрів.

20.4.4.5. Базові моделі і деякі технічні характеристики

Можливість підключення оптичного каналу до апаратури користувача визначається набором доступних цифрових стиків. Різні моделі АОЛЗ з боку лінії підтримують електричні з'єднання як з мережами плезіохронної цифрової ієрархії, так і з Ethernet – мережами пакетного передавання даних. Типи інтерфейсів, які серійно виробляються, та якими комплектується обладнання наведені в таблиці 20.4.

За замовленням можуть бути виготовлені та поставлені і інші типи інтерфейсів, включаючи оптоволоконне з'єднання.

20.4.4.6. Відмінності та особливості обладнання

1. АОЛЗ серійно виготовляється на Державному Рязанському приладному заводі, одному з крупніших і успішніших підприємств, сертифікованому по ISO 9001. Виготовлення продукції ведеться на основу затверджених ТУ з забезпеченням повного комплексу заходів по підтримці високої якості продукції і виконанні гарантійних зобов'язань.

2. АОЛЗ одна з небагатьох в світі серійних моделей FSO обладнання, яке має в своєму складі систему просторової стабілізації лінії зв'язку (СПЗ) з високочутливим датчиком відхилення осі. Поєднання цієї системи, унікальної багатоапертурної оптичної схеми ППМ і спеціально розроблених для атмосферного каналу оптичних інтерфейсів, забезпечує більш високу якість безпроводного з'єднання у порівнянні з більшістю інших FSO-рішень. В залежності від умов і географії експлуатації обладнання може забезпечувати рівень доступності каналу зв'язку до 99,99 %.

3. Обладнання орієнтовано на просте встановлення і експлуатацію його користувачем. Термінали АОЛЗ закріплюються на будь-яких опорах, включаючи трубостійку, за допомогою універсального монтажного комплекту

оригінальної конструкції. Вбудовані засоби візуального наведення і контролю каналу, включаючи моніторинг напрямку лінії зв'язку, багаторівневе встановлення шлейфів і тестову сигналізацію, дозволяють уникнути додаткових витрат на послуги спеціалізованих монтажних організацій.

Таблиця 20.4.

Тип інтерфейсу	Швидкість передавання інформації, протокол	Мережні стики	Особливості
EE1	2,048 Мбіт/с, G.703 (E1) +10 Мбіт, IEEE802.3 (Ethernet)	Симетрична лінія 120 Ом 10BASE-T	Одночасне і незалежне передавання потоків E1 і Ethernet, вбудований службовий канал.
EE1/4	4 x 2,048 Мбіт/с, G.703, (4xE1)	Симетричні лінії 120 Ом, 4 порти	Вбудований мультиплексор на 4 потоки E1, незалежна синхронізація
FE	100 Мбіт/с IEEE 802.3u (Fast Ethernet)	100BASE-TX	Повнодуплексне передавання Fast Ethernet (аналог ВОЛЗ)
FE/K	N x 2,048 Мбіт/с, G.703 (E1) + Fast Ethernet (до 50 Мбіт/с)	Симетричні лінії 120 Ом, N портів, 100BASE-TX	Зовнішній мультиплексор потоків Fast Ethernet и NxЕ1 (N < 16), маршрутизація сервісних даних.
2FE	2 x 100 Мбіт/с IEEE802.3u, (Fast Ethernet)	2 x 100BASE-TX	Одночасне і незалежне передавання 2-х потоків Fast Ethernet
2FE/G	До 800 Мбіт/с IEEE802.3z, (Gigabit Ethernet)	1000 BASE-FX	4 паралельні канали, комутатор на 24 порти 10/100 Мбіт/с

4. Широкі сервісні можливості в частині різних видів моніторингу (RS232, UDP, HTTP, SNMP і SMTP сигналізація) дозволяють мінімізувати витрати на експлуатацію виробу. Виробник і постачальник здійснюють технічну підтримку користувачів, в том числі дистанційний моніторинг і діагностику обладнання, а також забезпечує гарантійне і постгарантійне обслуговування. Гарантійний термін виробу – 2 роки.

5. Обладнання АОЛЗ – №1 в світі за співвідношенням ціна-якість-сервіс. Витрати на його придбання, інсталяцію і експлуатацію в 3-5 разів менше, ніж для виробів інших виробників порівняної якості. В поєднанні з універсальністю, високою якістю і низькими витратами АОЛЗ забезпечує високу ступень захисту інвестицій і мінімальний термін їх повернення.

20.4.4.7. Встановлення та інсталяція обладнання

Обладнання орієнтоване на просте встановлення і експлуатацію його користувачем, що дозволяє уникнути додаткових витрат на послуги спеціалізованих монтажних організацій. АОЛЗ має в своєму складі всі необхідні компоненти для його самостійного встановлення і швидкого введення до експлуатації. Обладнання закріплюється на будь-яких опорах, включаючи трубостійку, за допомогою універсального монтажного комплексу оригінальної конструкції.

Для оперативного і зручного наведення і юстування лінії до складу кожного ППМ входить:

- опорно-обертальний пристрій;
- система просторової стабілізації (СПС), або механізм тонкого регулювання;
- діоптрійний прицільний пристрій;
- панель контрольних індикаторів з указником напрямку зв'язку.

Набір цих засобів дозволяє встановити зв'язок на протязі 5-10 хвилин після монтажу АОЛЗ.

Для тестування лінії зв'язку передбачаються можливості багаторівневого встановлення шлейфів, контролю помилок в оптичному каналі і службовий канал, реалізовані за допомогою спеціалізованого ПЗ, яке входить в комплект поставки.

20.4.4.8. Віддалений контроль

Віддалений контроль обладнання при експлуатації здійснюється або через стик RS-232 або через порт Ethernet 10/100 Мбіт/с по IP-мережі з необмеженою кількістю підключень до мережі виробів. В останньому випадку вбудоване ПЗ забезпечує віддалений контроль АОЛЗ за наступними технологіями:

- на основі UDP-пакетів із застосуванням спеціалізованого ПЗО;
- із застосуванням Інтернет-браузера (вбудований WWW-сервер);
- відправлення аварійних SNMP-повідомлень;
- відправлення аварійних e-mail-повідомлень.

Вибір однієї або декількох технологій контролю і її (їх) параметри визначаються користувачем.

20.4.5. Обладнання компанії «Гранч»

Ще один російський виробник – Новосибірська компанія «Гранч» на початку 2003 р. випустила лазерну систему Granch SBAL-2/3, яка розрахована на передавання зі швидкістю 2048 Кбіт/с і споряджену лінійним інтерфейсом G.703. При необхідності система може бути укомплектована додатковими мережними закінченнями у вигляді PCI-адаптерів G.703 SBNI14-G.703 PCI (в наявності широкий набір драйверів під різні ОС) або зовнішніми мостами/маршрутизаторами G.703<=>Ethernet. Дальність спуску по кабелю

від оптичного випромінювача до точки включення при використанні модема може досягати 1500 м.

21. ЗАДАЧІ І ПРАКТИЧНІ ЗАВДАННЯ ДО РОЗДІЛІВ 3-17

1. Знайдіть відстань на яку проникає ТЕ-хвиля, яка розповсюджується у хвилеводі під кутом 4° до поверхні хвилеводу у середовище підложки. Показник заломлення середовища хвилеводу 3.41. Показник заломлення підложки 3.3. Довжина хвилі 0.87 мкм.

Для ТЕ-моди інтенсивність хвилі, яка розповсюджується в середовищі поверхневого шару або підложки зменшується в e^2 разів на відстані $\Delta = \frac{1}{k \sqrt{n_f^2 - n_i^2}}$, $n_f = n_w \sin \theta$. Саме цю величину і можна прийняти за глибину проникнення хвилі.

2. Знайдіть відстань на яку проникає ТЕ-хвиля, яка розповсюджується у світловоді під кутом 3° до поверхні хвилеводу у середовище оболонки. Показник заломлення серцевини 1.45. Показник заломлення оболонки 1.445. Довжина хвилі 1.31 мкм.

3. Знайдіть відстань на яку проникає ТМ-хвиля, яка розповсюджується у хвилеводі під кутом 84° до нормалі до поверхні хвилеводу у середовище покривного шару. Показник заломлення середовища хвилеводу 1.56. Середовище покривного шару – повітря. Довжина хвилі 0.63 мкм.

Для ТМ-моди інтенсивність хвилі, яка розповсюджується в середовищі поверхневого шару або підложки зменшується в e^2 разів на відстані, яка вираховується аналогічним співвідношенням як і для ТЕ-хвилі - $\Delta = \frac{1}{\bar{q}}$, $\bar{q} = \frac{n_w^2}{n_p^2} q$, $\Delta = \frac{n_w^2}{n_p^2} \frac{1}{k \sqrt{n_f^2 - n_i^2}}$.

4. Знайдіть ефективну товщину симетричного хвилеводу для ТЕ-моди, яка розповсюджується у хвилеводі під кутом 88° до нормалі до поверхні хвилеводу. Показник заломлення середовища хвилеводу 1.5228. Показник заломлення середовищ, з якими межує хвилевід 1.5163. Довжина хвилі 0.63 мкм. Товщина хвилеводу 1 мкм.

Ефективна товщина хвилеводу визначається як товщина хвилевідного шару плюс глибина проникнення хвилі в середовище покривного шару та підложки.

$$h_f = h + \frac{1}{k} \left[\frac{1}{\sqrt{n_f^2 - n_p^2}} + \frac{1}{\sqrt{n_f^2 - n_s^2}} \right].$$

5. Знайдіть ефективну товщину хвилеводу для ТЕ-моди, яка розповсюджується у хвилеводі під кутом 3° до поверхні дифузного хвилеводу з показником заломлення 1.5228. Показник заломлення підложки 1.5163. Верхній шар повітря. Довжина хвилі 0.63 мкм. Товщина хвилеводу 1 мкм.

6. Знайдіть довжину “зигзагу” для ТЕ-моди, яка розповсюджується у хвилеводі під кутом 86° до нормалі до поверхні хвилеводу. Показник заломлення середовища хвилеводу 1.5228. Показник заломлення середовищ, з якими межує хвилевід 1.5163. Довжина хвилі 0.63 мкм. Товщина хвилеводу 1 мкм.

Довжина зигзагу визначається співвідношенням $L = 2h_f \tan\theta$. Кінцеве співвідношення.

$$L = \frac{n_f}{\sqrt{n_w^2 - n_f^2}} 2 \left\{ h + \frac{1}{k} \left[\frac{1}{\sqrt{n_f^2 - n_p^2}} + \frac{1}{\sqrt{n_f^2 - n_s^2}} \right] \right\}$$

7. Мода ($\lambda=0.9$ мкм) розповсюджується в хвилеводі ($n_w=2.0$) товщиною $h=3$ мкм, з константою розповсюдження $\beta_m = 0.8kn_w$. Оцініть, скільки відбивань спостерігається на границі n_w, n_p , якщо довжина активної ділянки хвилеводу дорівнює 1 см?

Врахуйте, що $\beta_m = kn_w \sin\theta_m$

8. Розрахуйте зсув Гауса-Хенхена для ТЕ-моди, що розповсюджується з константою розповсюдження $\beta_m = 1.85kn_w$ в хвилеводі з параметрами, наведеними в попередній задачі.

Для ТЕ-моди затримка фази визначається так званою поправкою Гауса-Хенхена $\Delta_i = 2\Phi_i \text{ de } \tan\Phi_i = \frac{\sqrt{n_f^2 - n_i^2}}{n_w \cos\theta}$. $\beta = kn_f$, $n_f = n_w \sin\theta$.

9. Треба створити хвилевід з *GaAs* для випромінювання з довжиною хвилі $\lambda=1.15$ мкм, який повинен працювати на одній (головній) моді. Який діапазон значень може мати різниця показників заломлення $\Delta_{ws} = n_w - n_s$, якщо товщина хвилевідного шару $h=3$ мкм, $n_w=3.4$ і при цьому виконується умова $n_w - n_p \gg n_w - n_s$?

Використати умову для сильно асиметричного хвилеводу – $\Delta n = n_w - n_s > \frac{(2m_0+1)^2 \lambda^2}{32h^2 n_w}$

10. Розв’язати попередню задачу для випадку коли всі параметри залишаються такими самими за винятком $\lambda=1.06$ мкм.

11. Покажіть, що фазовий зсув Гауса-Хенхена наближається до нуля, якщо кут відсічки наближається до кута розповсюдження хвилевідної моди.

12. Яка кількість мод може розповсюджуватися у хвилеводі з параметрами:

Показник заломлення хвилеводу 1.5228.

Показник заломлення оточуючого середовища 1.5163.

Товщина хвилеводу: 1 мкм; 3 мкм.

Довжина хвилі 0.63 мкм.

Кількість мод, яка може розповсюджуватися у симетричному хвилеводі визначається співвідношенням - $M < \frac{2h}{\lambda} \sqrt{n_w^2 - n_s^2} + 1$.

13. Яка кількість мод може розповсюджуватися у хвилеводі з параметрами:

Показник заломлення хвилеводу 1.5228.

Показник заломлення підложки 1.5163.

покривний шар – повітря.

Товщина хвилеводу: 1 мкм; 4 мкм.

Довжина хвилі 0.63 мкм.

Кількість мод, яка може розповсюджуватися у асиметричному хвилеводі для якого виконується умова $n_s \gg n_p$ визначається співвідношенням - $M < 0.5 + \frac{2h}{\lambda} \sqrt{2(n_w - n_s)}$.

14. Знайдіть інтервал кутів, в якому лежать кути до поверхні хвилеводу, під якими розповсюджуються хвилевідні моди у хвилеводі з параметрами:

Показник заломлення хвилеводу 1.523.

Показник заломлення підложки 1.517.

Верхній шар повітря.

Інтервал кутів, в якому може спостерігатися хвилевідний процес визначається одночасним виконанням умови повного внутрішнього відбивання світла на обох границях. $\sin^{-1} \left[\max \left(\frac{n_p}{n_w}, \frac{n_s}{n_w} \right) \right] < \theta_m < 90^\circ$.

15. Знайдіть інтервал констант розповсюдження, в якому лежать константи розповсюдження хвилевідних мод, з якими розповсюджуються моди у хвилеводі з параметрами:

Показник заломлення хвилеводу 3.41.

Показник заломлення підложки 3.3.

Верхній шар повітря.

Довжина хвилі 0.87 мкм.

Константа розповсюдження визначається співвідношенням $\beta = kn_f = kn_w \sin \theta$, $k \max(n_s, n_p) < \beta < kn_w$

16. Яка повинна бути різниця показників заломлення симетричного хвилеводу та межуючого з ним середовища, щоб у хвилеводі розповсюджувалися 3 хвилевідні моди. Товщина хвилеводу 1 мкм. Показник заломлення хвилеводу 3.41. Довжина хвилі 0.87 мкм.

Використати співвідношення $\Delta n = n_w - n > \frac{m^2 \lambda^2}{4h^2(n_w + n)}$.

17. Яка повинна бути різниця показників заломлення хвилеводу та підложки хвилеводу, якщо покривний шар повітря, показник заломлення хвилеводу 3.41, а у хвилеводі розповсюджувалися 3 хвилевідні моди. Товщина хвилеводу 1 мкм. Довжина хвилі 0.87 мкм.

$$\text{Використати співвідношення } \Delta n = n_w - n_s > \frac{(2m_0+1)^2 \lambda^2}{32h^2 n_w}.$$

18. Знайдіть затримку фази, якої набуває ТЕ хвиля у середовищі підложки, якщо вона розповсюджується у хвилеводі під кутом 4° до поверхні хвилеводу. Показник заломлення середовища хвилеводу 3.41. Показник заломлення підложки 3.3. Довжина хвилі 0.87 мкм.

Для ТЕ-моди затримка фази визначається так званою поправкою Гауса-Хенкена $\Delta_i = 2\Phi_i$, де $\tan\Phi_i = \frac{\sqrt{n_f^2 - n_i^2}}{n_w \cos\theta}$.

19. Знайдіть затримку фази, якої набуває ТМ хвиля у повітрі, якщо вона розповсюджується у хвилеводі під кутом 84° до нормалі до хвилеводу. Показник заломлення середовища хвилеводу 1.53. Довжина хвилі 0.63 мкм.

Для ТМ-моди затримка фази визначається аналогічним співвідношенням $\Delta_i = 2\Phi_i$, де $\tan\Phi_i = \frac{n_w^2 \sqrt{n_f^2 - n_i^2}}{n_i^2 n_w \cos\theta}$.

20. Чи може розповсюджуватися в ідеальному хвилеводі ТЕ хвиля під кутом 4° до поверхні хвилеводу. Показник заломлення середовища хвилеводу 3.41. Показник заломлення підложки 3.3. Верхній шар – повітря. Довжина хвилі 0.87 мкм. Товщина хвилеводу 1 мкм.

21. Асиметричний хвилевід товщиною $h=2$ мкм на основі Ta_2O_5 ($n_w=2.09$). Нанесений на підкладену з кварцу ($n_s=1.5$).

а) Яка кількість мод буде збуджуватися в хвилеводі на довжині хвилі $\lambda=0.63$ мкм в вакуумі?

б) Якій величині приблизно буде дорівнювати кут між напрямком розповсюдження моди найвищого порядку та поверхнею хвилеводу?

22. Розрахуйте часову затримку між головною модою та з максимальним номером, яка може розповсюджуватися у хвилеводі, якщо:

Довжина хвилеводу $L = 15$ км;

Коефіцієнт заломлення середовища хвилеводу $n_w=1.45$;

Кут до поверхні хвилеводу, під яким розповсюджується головна мода – 2° ;

Кут до поверхні хвилеводу, під яким розповсюджується гранична мода – 6° .

Швидкість розповсюдження m -ї моди вздовж z визначається співвідношенням: $v_m = \frac{c}{n_{fm}}$, де $n_{fm} = n_w \sin\theta_m$, часова затримка для моди m $\tau_m = \frac{L}{v_m}$.

23. Проведіть оціночний розрахунок довжини регенераційної ділянки, якщо швидкість передавання сигналу 2 Мбіт/с, n_w – показник заломлення волокна 1.5, 0-ва мода розповсюджується під кутом Θ_0 до нормалі до границі між серцевиною та оболонкою 89° , мода з найвищим порядком під кутом $\Theta_M=85^\circ$.

Часова затримка Δt між модами 0 та M повинна перевищувати половини тривалості періоду тактової частоти $0.5T = \frac{1}{2f}$. Використати також вказівки до попередньої задачі.

24. Під яким кутом до нижньої грані призми повинна розповсюджуватися хвиля в призмовому елементі введення-виведення, щоб у хвилеводі збудилася мода, яка розповсюджується під кутом 4° до поверхні хвилеводу. Показник заломлення середовища хвилеводу 1.51. Показник заломлення призми 1.61.

Константи розповсюдження хвиль у хвилеводі та призмі повинні бути узгоджені $n_w \sin \Theta_w = n_{pr} \sin \Theta_{pr}$.

25. Яка доля потужності випромінювання, що падає на призмовий елемент введення введеться у хвилевід за допомогою такого елемента, якщо довжина повітряного зазору між призмою та хвилеводом 1.3 мм, а коефіцієнт зв'язку 1 мм^{-1} .

Використати співвідношення $\left| \frac{E}{E_0} \right|^2$, $E = E_0 \sin(\chi z)$.

26. Прямокутна призма з рутилу ($n_{pr}=2.5$) використовується як елемент введення-виведення для хвилеводу, який має показник заломлення $n_w=2.09$. Довжина хвилі випромінювання $\lambda=0.905 \text{ мкм}$. Константа розповсюдження моди, яка може збудитися в хвилеводі дорівнює $\beta = 1.44 \times 10^5 \text{ см}^{-1}$. Яким повинен бути кут до нормалі до поверхні призми, під яким слід опромінювати призму плоскою хвилею, щоб в хвилеводі збудилася така мода?

27. Визначить коефіцієнт зв'язку для призмового елемента введення, якщо на довжині 0.5 мм вводиться половина потужності хвилі, яка впала на призму.

Врахуйте, що інтенсивність хвилі в хвилеводі наростає за законом $I = I_0 \sin^2(\sigma z)$.

28. Яким повинен бути кут падіння плоскої хвилі (з повітря) на решітчастий елемент зв'язку, якщо ефективний показник заломлення моди, яка повинна розповсюджуватися у хвилеводі 1.52. Довжина хвилі 0.87 мкм, а період решітки 1 мкм.

Використати співвідношення $\beta = kn_{\text{пов}} \left(\frac{m\lambda}{T} + \sin \Theta_{\text{пов}} \right)$, $m = \pm 1, \pm 2, \dots$, $\beta = kn_f$.

29. Порівняйте модулі амплітуд хвиль, які розповсюджуються в реальному хвилеводі в напрямках на моди і антимоди. Довжина оптичного зигзагу ~ 0.1 мм. Коефіцієнт поглинання середовища хвилеводу ~ 0.01 мм⁻¹. Втрати по амплітуді при взаємодії хвилі із границями хвилеводу за рахунок мікронерівностей не перевищують 10%.

Використати співвідношення $\gamma = \frac{1 + \tilde{\tau}R_0}{1 - \tilde{\tau}R_0}$, $\tilde{\tau} = e^{-\tau L}$, де τ - втрати при взаємодії

хвилі з середовищем хвилеводу, L – довжина зигзагу, $R_0 = 1 - \tau_{нов}$ – може бути інтерпретована як коефіцієнт зменшення амплітуди хвилі за рахунок взаємодії з поверхнею.

30. За яких умов для багатомодового хвилеводу потужність моди високого порядку може перевищувати потужність головної моди.

Врахувати той факт, що при наявності поглинання у хвилеводі головна мода віддає енергію найбільше.

31. На якій довжині виведеться за допомогою решітчастого елемента виведення повна потужність моди, що розповсюджується у хвилеводі, якщо кут між поверхнею хвилеводу та нормаллю до фронту хвилі 4° . Показник заломлення середовища хвилеводу 3.41. Показник заломлення підложки 3.3. Покривний шар повітря. Товщина хвилеводу 1 мкм. Довжина хвилі 0.87 мкм. Амплітудна дифракційна ефективність решітки нульового порядку на відбивання у хвилевід 0.95.

Повна потужність моди виведеться з хвилеводу на довжині решітки, яка дорівнює довжині зв'язку. Використати співвідношення:

$$l_z = -\frac{L}{\ln R_0} = -\frac{n_f}{\ln R_0 (n_w^2 - n_f^2)^{1/2}} 2 \left\{ h + \frac{1}{k} \left[\frac{1}{(n_w^2 - n_p^2)^{1/2}} + \frac{1}{(n_w^2 - n_s^2)^{1/2}} \right] \right\}$$

32. На якій довжині виведеться за допомогою решітчастого елемента виведення повна потужність моди, що розповсюджується у хвилеводі, якщо довжина зигзагу 0.1 мм, Амплітудна дифракційна ефективність решітки нульового порядку на відбивання у хвилевід 0.95.

32. Решітчастий елемент зв'язку з періодом $T=0.4$ мкм, розташований на плоскому хвилеводі з GaAs ($n_w=3.4$) та опромінюється випромінюванням з довжиною хвилі $\lambda=1.15$ мкм. Яким повинен бути кут опромінення структури, якщо в хвилеводі може збудитися мода з константою розповсюдження $\beta = 3.6k$?

Скористайтеся рівнянням решітки – $n_w \sin \Theta_m = n_{пов} \left(\frac{m\lambda}{T} + \sin \Theta_{пов} \right)$,
 $m = \pm 1, \pm 2, \dots$

33. Яка повинна бути частота дифракційної лінзи на відстані 1 мм від її вісі, якщо фокус лінзи 5 мм. Показник заломлення хвилеводу 1.56, а довжина хвилі 0.63 мкм.

Використати співвідношення –
$$T(x) = \frac{\lambda\sqrt{x^2+f^2}}{xn_w}$$
.

34. Розрахуйте кут падіння хвилі, яка розповсюджується у хвилеводі на акустооптичний модулятор брегівського типу, при умові, що:
частота модуляції електромагнітної хвилі 1 ГГц.
швидкість звуку у середовищі хвилеводу $\sim 5 \times 10^3$ м/с.
довжина хвилі, що розповсюджується у хвилеводі 0.63 мкм.
При цьому хвиля, що продифрагувала на динамічній решітці не втратила у інтенсивності.

Використати співвідношення –
$$\lambda_a = \frac{v_a}{v}, \sin\theta_{бр} = \frac{\lambda}{2\lambda_a}$$
.

35. Яке співвідношення інтенсивностей на виході інтегрально-оптичного поділювача тунельного типу, якщо довжина активних ділянок 3.14 мм, а коефіцієнт зв'язку між хвилеводами 1 мм^{-1} . $\gamma = \tan^2(\chi l_a)$.

36. Розрахуйте допустиму похибку довжини активних ділянок інтегрально-оптичного поділювача тунельного типу, якщо співвідношення інтенсивностей на виході поділювача не повинно відрізнятись більше ніж на 5%.

37. Розрахуйте поглинання у кабелі довжиною 40 км на основі стандартного волокна для довжин хвиль 1.31 та 1.55 мкм

Коефіцієнт затухання для волокна типу SF на довжині хвилі 1.31 мкм – 0.3-0.4 дБ/км та на довжині хвилі 1.55 мкм – 0.2-0.25 дБ/км.

38. Поясніть, чому діаметр оболонки світловода повинен бути досить товстим на рівні величини 100-150 мкм.

39. Розрахуйте коефіцієнт модової дисперсії для хвилеводу з параметрами:

Коефіцієнт заломлення середовища хвилеводу – 1.45;

Кут до поверхні хвилеводу, під яким розповсюджується головна мода – 2° ;

Кут до поверхні хвилеводу, під яким розповсюджується гранична мода – 6° .

Користуватися вказівками до задач 16,17.

40. Розрахуйте допустиму довжину волоконно-оптичної лінії зв'язку (з точки зору зберігання форми імпульсів при проходженні ВОЛЗ), якщо:

Коефіцієнт заломлення середовища хвилеводу – 1.45;

Кут до поверхні хвилеводу, під яким розповсюджується головна мода – 2° ;

Кут до поверхні хвилеводу, під яким розповсюджується гранична мода – 6° ;

Сигнал передається у кодї типу NRZ, RZ на швидкості 1 Мбіт/с.

Передавання сигналу у кодї типу RZ вимагає швидкості передавання удвічі більшої ніж передавання сигналу у кодї NRZ. Користуватися також вказівками до задач 16,17.

41. Розрахуйте довжину пасивної ділянки ВОЛЗ (з точки зору зберігання форми імпульсів при проходженні ВОЛЗ), якщо волоконно-оптичний кабель побудований на основі волокна типу “True Wave”. Сигнал передається у кодї типу RZ на швидкості 2 Мбіт/с та довжини хвилі, яка знаходиться в 3-му вікні (4-му вікні) прозорості.

Хроматична дисперсія дисперсія для такого волокна:

3-тє вікно 1530-1565 нм від 2.6 до 6.0 пс/(нм км);

4-тє вікно 1565-1620 нм від 4.0 до 8.6 пс/(нм км);

Нахил дисперсійної кривої ≤ 0.05 пс/(нм² км)

42. Розрахуйте відносну різницю показників заломлення ядра та оболонки стандартного оптичного волокна (SF), якщо показник заломлення серцевини 1.56 та оболонки 1.4.

$$\text{Застосуйте співвідношення } \Delta = \frac{n_w^2 - n_p^2}{2n_w^2}.$$

43. Розрахуйте відносну різницю показників заломлення ядра та оболонки градієнтного параболічного оптичного волокна, якщо максимальний показник заломлення серцевини вздовж осі волокна 1.45 та оболонки 1.4.

Для градієнтних волокон замість n_w береться деякій ефективний показник заломлення n_{ef} . Наприклад, для градієнтного волокна з параболічним профілем показника заломлення:

$$n_{ef} = \sqrt{\frac{n_w^2(0) + n_p^2}{2}}.$$

44. Розрахуйте числову апертуру стандартного оптичного волокна (SF), якщо показник заломлення серцевини 1.45 та оболонки 1.4.

$$\text{Застосуйте співвідношення } NA = \sin\theta_A = \sqrt{n_w^2 - n_p^2} = n_w \sqrt{2\Delta}.$$

45. Розрахуйте числову апертуру градієнтного параболічного оптичного волокна, якщо максимальний показник заломлення серцевини вздовж осі волокна 1.45 та оболонки 1.4.

$$\text{Застосуйте співвідношення } NA_{ef} = \sqrt{\frac{n_w^2(0) - n_p^2}{2}}.$$

46. Розрахуйте нормовану частоту стандартного оптичного волокна (SF), якщо показник заломлення серцевини 1.45 та оболонки 1.4, діаметр ядра 10 мкм, та довжини хвиль 1.3 та 1.5 мкм.

Застосуйте співвідношення $V = \frac{\pi d NA}{\lambda}$.

47. Яка кількість мод може розповсюджуватися в стандартному волокні (SF), якщо показник заломлення серцевини 1.45 та оболонки 1.3; 1.442, діаметр ядра 10 мкм, а передавання може здійснюватися у другому та третьому вікнах прозорості.

Застосуйте співвідношення $M = \frac{V^2}{2}$.

48. Яка кількість мод може розповсюджуватися в градієнтному волокні, якщо показник заломлення серцевини на осі волокна 1.45 та оболонки 1.442, діаметр ядра 10 мкм, та довжина хвилі 1.3 мкм.

Застосуйте співвідношення $M \approx \frac{V^2}{4}$.

49. Яка кількість мод може розповсюджуватися в градієнтному волокні, якщо відомо, що в стандартному волокні з тією самою нормованою частотою може розповсюджуватися 10 мод.

50. Розрахуйте, яким може бути мінімальний коефіцієнт заломлення оболонки одномодового стандартного волокна діаметром 10 мкм, якщо передавання відбувається на довжині хвилі 1.5 мкм, а показник заломлення серцевини 1.45.

51. Який коефіцієнт передавання стику між стандартними оптичними волокнами, якщо показник заломлення серцевини 1.45.

Застосуйте співвідношення $B = \frac{4n_w n_v}{(n_w + n_v)^2} = \frac{4K^2}{(1+K)^2}$.

52. Який коефіцієнт заломлення серцевини двох стандартних оптичних волокон, якщо відношення коефіцієнтів передавання при їх з'єднанні з імерсією та без імерсії відрізняються в 1.05 разів. Показник заломлення імерсії 1.35.

53. Виміряйте числову апертуру оптичного світловода для даної довжини хвилі за допомогою точкового джерела, діафрагми, об'єктиву, фотоприймача та пристроїв для виміру фотоструму і лінійних величин.

54. Запропонуйте оптичну схему та отримуйте формулу для обчислення числової апертури за допомогою точкового джерела, діафрагми, об'єктиву, фотоприймача та пристроїв для виміру фотоструму і лінійних величин.

55. Отримайте наближене значення коефіцієнта передачі (без врахування френелевих втрат) при поперечному зсуві серцевин однакових стандартних оптичних волокон на величину $0.3d$. d – діаметр ядра волокна.

Застосуйте співвідношення $V \approx 1 - \frac{x}{d}$.

56. Отримайте наближене значення коефіцієнта передачі (без врахування френелевих втрат) при кутовому розузгодженні торців однакових стандартних оптичних волокон на величину $0.1 \Theta_A$. Θ_A - апертурний кут волокна.

Застосуйте співвідношення $V \approx 1 - \frac{\alpha}{\Theta_A}$.

57. Поясніть, чому при з'єднанні багатомодових волокон втрати при повздовжному зсуві торців волокон менше ніж при з'єднанні одномодових волокон, торці яких розсунуті на ту ж саму величину.

Врахувати дифракційну розбіжність пучків на вихідному торці волокон.

58. Розрахуйте приблизний рівень втрат у нероз'ємному механічному з'єднанні та в коннекторі.

Врахувати френелівські втрати, зміщення волокон, та кутове розузгодження.

59. Розрахуйте коефіцієнт передавання Y-розголювача (у відносних одиницях та децибелах), якщо в перший канал на виході розголювача спрямовується 0.45 вхідної потужності.

Застосуйте співвідношення – $k_{12} = \frac{P_2}{P_1}$, або $k_{12} = 10 \lg \frac{P_2}{P_1}$ дБ; $k_{12} \approx k_{21}$; та $k_{13} = \frac{P_3}{P_1}$, або $k_{13} = 10 \lg \frac{P_3}{P_1}$ дБ; $k_{13} \approx k_{31}$.

60. Розрахуйте коефіцієнт втрат Y-розголювача (у відносних одиницях та децибелах), якщо в перший канал на виході розголювача спрямовується 0.45 вхідної потужності, а в другий канал поступає 0.545 вхідної потужності.

Застосуйте співвідношення – $k_v = \frac{P_2+P_3}{P_1}$, або $k_v = 10 \lg \frac{P_2+P_3}{P_1}$ дБ.

61. Обчислити потужність випромінювача в децибел-міліватах, якщо потужність джерела складає величину 10 міліват.

Застосуйте співвідношення – $p_{\text{вих}}[\text{дБм}] = 10 \lg P_{\text{вих}}[\text{мВт}]$.

62. Визначити смугу пропускання, яку повинне мати оптичне волокно, якщо час наростання імпульсу джерела 1 нс.

Застосуйте співвідношення – $\Delta f = \frac{0.35}{\tau_n}$.

63. Яка частина імпульсу, що формує сигнал після випромінювача з часом наростання імпульсу τ_n залишається такою ж як у ідеального прямокутного імпульсу, якщо передавання іде в коді типу RZ на швидкості f Мбіт/с. Вважити, що наростання та спадання імпульсу відбувається за лінійним законом.

64. Наскільки знизяться вимоги до частоти інформаційного сигналу, якщо час передавання цього сигналу збільшити в 10 разів.

Об'єм каналу визначається співвідношенням: $V_k = T_k \times F_k \times D_k$, T_k – час, на протязі якого по каналу можливе передавання інформації, D_k – динамічний діапазон каналу, якій визначається відношенням допустимої потужності сигналу, що передається до потужності завад, які неминуче присутні у сигналі. D_k виражається в децибелах.

65. За який час можна передати інформаційний сигнал частотою 1 МГц по інформаційному каналу об'ємом 2×10^4 дБ, якщо динамічний діапазон каналу дорівнює 20 дБ.

66. Розрахуйте ефективність волоконно-оптичного каналу передавання, якщо швидкість передавання даних по каналу складає величину 1.5 Мб/с, а пропускна спроможність каналу 2 Мб/с.

Застосуйте співвідношення – $\eta = \frac{R}{C}$.

67. Розрахуйте ширину смуги частот, яку повинне пропускати оптичне волокно, якщо ширина смуги частот електричного сигналу 1 МГц.

Застосуйте співвідношення – $\Delta F_o = 1.41 \Delta F_e$.

68. Оцінити оптичну смугу (МГц/км) відрізків оптичних волокон при довжині оптичного кабелю 700 м та смугою пропускання кабелю 10 МГц.

Системи зв'язку зазвичай більш економічні при високих швидкостях передавання даних. Тому запас по ширині смуги дає можливість поліпшити пропускну спроможність системи. При послідовному з'єднанні кабелів із сумарною довжиною, яка перевищує 1 км необхідно точно оцінювати оптичну смугу (МГц/км) оптичних волокон, так як приблизне співвідношення між повною шириною смуги кабелю ΔF_c і шириною смуги відрізка волокна довжиною 1 км ΔF_f таке: $\Delta F_f = \Delta F_c L^x$, де L – довжина кабелю в кілометрах, $x=1.0$ для відрізків довжиною 1 км та менше, $x=0.75$ для відрізків довжиною більше 1 км.

69. Оцінити оптичну смугу (МГц/км) відрізків оптичних волокон при довжині оптичного кабелю 20 км та смугою пропускання кабелю 10 МГц.

70. Розрахуйте довжину пасивної ділянки ВОЛЗ, по якій передається двохмегабітний потік на довжині хвилі 1.55 мкм. Кабель ВОЛЗ утворений на основі волокна типу SF. Потужність джерела 1 мВт. Мінімальна чутливість приймача ~ 0.1 мкВт.

Коефіцієнт затухання для волокна типу SF на довжині хвилі 1.55 мкм – 0.2-0.25 дБ/км. Коефіцієнт хроматичної дисперсії на довжині хвилі – 15 пс/(нм км)

Втрати:

Коннектори (на одному) – 0.5 дБ;

Будівельна довжина – 6 км;

Втрати на нероз'єднанні з'єднанні – 0.1 дБ

Втрати на інжектування – 3 дБ

Запас на модуляцію сигналу – 18 дБ

Резервний запас потужності 3-6 дБ

Дивись також додаток

71. Запропонуйте варіанти побудови волоконно-оптичної лінії передавання довжиною 400 км на основі довгих (L) та дуже довгих (V) ліній передавання.

- L (long) – довга лінія з пасивною ділянкою до 80 км і загальними втратами до 22 дБ. На основі таких ліній будуються лінії передавання довжиною до 640 км з кількістю проміжних оптичних підсилювачів до 7 штук;
- V (very) – дуже довга лінія з пасивною ділянкою до 120 км і загальними втратами до 33 дБ. На основі таких ліній будуються лінії передавання довжиною до 600 км з кількістю проміжних оптичних підсилювачів до 4 штук;

РОЗРАХУНОК РЕГЕНЕРАЦІЙНОЇ ДІЛЯНКИ ВОЛЗ

При розрахунку регенераційної ділянки ВОЛЗ до уваги беруться два фактори:

1. Величина енергетичних втрат при передаванні сигналу (*бюджет потужності оптичної лінії*).
2. Зберігання форми переданого сигналу, можливість відновлення його початкової форми.

1. Втрати сигналу у ВОЛЗ зумовлені такими чинниками:

1.1. *Затухання сигналу в лінії.*

1.2. *Втрати потужності випромінювання при його введенні від джерела в світловід та виведенні з світловода до приймача.*

1.3. *Втрати потужності на з'єднаннях:*

- *Роз'ємних (розніми, коннектори).*
- *Нероз'ємних (зварювання ділянок волокна, з'єднання волокна за допомогою муфт і т.ін.).*

1.4. *Запас потужності на модуляцію сигналу для забезпечення відповідного відношення сигнал-шум.*

1.5. *Резервний запас потужності.*

1.1. *Затухання сигналу в лінії.*

Затухання сигналу в лінії визначається довжиною лінії L [км] та коефіцієнтом затухання α_l [$\frac{\text{дБ}}{\text{км}}$] на довжині хвилі передавання сигналу:

$$\tau_l = \alpha_l L. \quad (\text{d.1})$$

1.2. *Втрати потужності на введення-виведення τ_i .*

Втрати потужності складають величину не більше 3 Дб.

1.3. *Втрати потужності на з'єднаннях:*

- Втрати на рознімах складають величину:

$$\tau_{rr} = 2\alpha_{rr}, \quad (\text{d.2})$$

де α_{rr} змінюється від 0.1-0.2 дБ (юстуємі розніми) до 2-3 дБ (звичайні розніми).

- Втрати при з'єднанні ділянок волокна складають величину:

$$\tau_{nr} = \alpha_{nr} \left[\text{int} \left(\frac{L}{L_b} \right) - 1 \right], \quad (\text{d.3})$$

де α_{nr} змінюється від <0.1-0.2 дБ (зварювання) до 0.1-0.2 дБ (муфти), L_b – будівельна довжина кабелю (~6 км при прокладанні кабелю по поверхні землі, ~50 км при підводному прокладанні кабелю).

1.4. *Запас потужності на модуляцію сигналу необхідний для забезпечення відповідної величини коефіцієнта помилок (BER) на рівні ($10^{-12} \div 10^{-6}$) і складає значення порядку 18 дБ.*

1.5. Резервний запас потужності τ_z , необхідний для забезпечення стійкої роботи ВОЛЗ при зниженні характеристик елементів системи передавання (старіння випромінювачів, приймачів і т.ін.) складає величину від 3 до 6 Дб.

Таким чином загальні втрати у ВОЛЗ описуються співвідношенням:

$$\tau = \tau_l + \tau_i + \tau_{nr} + \tau_{rr} + \tau_m + \tau_z. \quad (d.4)$$

де всі втрати у співвідношенні беруться із знаком +. Запас потужності системи (в дБ):

$$p_z = p_v - p_{pr}. \quad (d.5)$$

Тоді якщо надлишок потужності:

$$\Delta p = p - \tau \geq 0. \quad (d.6)$$

більше 0 то за енергетичними характеристиками працездатність лінії довжиною L забезпечена.

2. Зберігання форми переданого сигналу, можливість відновлення його початкової форми.

Зберігання форми переданого сигналу (можливість відновлення його початкової форми) забезпечується, якщо для довжини лінії L можна нехтувати впливом дисперсії в хвилевідній системі. Величина дисперсії (нехтуючи впливом поляризаційної дисперсії) визначається формулою:

$$\Delta t = \sqrt{t_m^2 + t_h^2} = \sqrt{(L^E D_m)^2 + (L \Delta \lambda D_h)^2}, \quad (d.7)$$

де t_h, t_m – затримки сигналу внаслідок хроматичної та модової дисперсії (в пс) відповідно, $D_m = \left[\frac{\text{пс}}{\text{км}} \right]$, $D_h = \left[\frac{\text{пс}}{\text{нм} \times \text{км}} \right]$ – коефіцієнти модової та хроматичної дисперсії, E – емпіричний коефіцієнт, величина якого у більшості випадків дорівнює 0.7, $\Delta \lambda$ – напівширина спектрального діапазону випромінювача в нм. Впливом дисперсії можна нехтувати якщо виконується співвідношення:

$$\Delta t \leq \frac{1}{2f}. \quad (d.8)$$

де f – тактова частота сигналу.

Таким чином на основі співвідношень (d.6) та (d.8) можна розрахувати довжини регенераційних ділянок L_e та L_z виходячи з міркувань забезпечення енергетики системи (L_e) та збереження інформаційного сигналу (L_z). Тоді істинна довжина регенераційної ділянки вибирається меншою з величин L_e та L_z .

ПЕРЕВІД ВЕЛИЧИНИ ВТРАТ З ВІДСОТКІВ ДО дБ ТА НАВПАКИ

Втрати		Втрати	
%	дБ	дБ	%
0	0	0	0
1	0.04	0.05	1
2	0.09	0.1	2
3	0.13	0.2	5
4	0.18	0.3	7
5	0.22	0.4	9
6	0.27	0.5	11
7	0.32	0.6	13
8	0.36	0.7	15
9	0.41	0.8	17
10	0.46	0.9	19
20	0.97	1	21
30	1.55	2	37
40	2.22	3	50
50	3.01	4	60
60	3.98	5	68
70	5.23	6	75
80	6.99	7	80
90	10.00	8	84
		9	87
		10	90

ЛІТЕРАТУРА

1. М.Борн, Э.Вольф. «Основы оптики» – М.: Наука, 1976, – 856 с.
2. Ф. Крауфорд. «Волны» Берклевский курс физики, том 3, пер. с англ., – М.: Наука, 1976, – 528 с.
3. Nye J.F. Natural focusing and fine structure of light. Institute of Physics Publishing, Bristol and Philadelphia (1999).
4. Дж. Гудмен. Введение в Фурье-оптику. 6-е изд., стереот. М.: ФИЗМАТЛИТ, 848 с. (2003).
5. Гудмен Дж. Введение в Фурье-оптику М.: «Мир», 1970. – 364 с.
6. О. Литвиненко. Основы радиооптики.: Киев, «Техника», 206 с. (1974).
7. И. Мохунь. Введение в линейную сингулярную оптику. Черновицкий университет, 2012, 204 с.
8. R. Polcar. *The Wavelet Tutorial. Part I*. Перевод “Введение в вейвлет-преобразование”. <http://rutracker.org/forum/viewtopic.php?t=1396594>.
9. І.І Мохунь, П.В. Полянський. Інтегральна оптика в інформаційній техніці. Конспект лекцій. Чернівці, Рута, 79 с. (2002).
10. Н.М. Астафьева. Вейвлет анализ: Основы теории и примеры применения. *УФН*, **166**, с. 1145-1170, (1996).
11. И.М. Дремин, О.В. Иванов, В.А. Нечитайло. Вейвлеты и их использование. *УФН*, **171**, с. 465-501, (2001).
12. J.J. Hopfield, Neural networks and physical systems with emergent collective computational abilities, *Proceedings of National Academy of Sciences*, **79**, pp. 2554–2558, (1982).
13. J.J. Hopfield. Neural with graded response have collective computational properties like those of two-state neurons. *PNAS* May 1, 1984 **81** (10), pp. 3088-3092, (1984).
14. В.К. Соколов, Е.И. Шубников, Оптические нейронные сети на базе голографических корреляторов. *Квант. Элект.* **22**, ном. 10, С. 1067–1071, (1995).
15. Y. Owechko. Nonlinear holographic associative memories. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, **25**, pp. 619 – 634, (1989).
16. Интегральная оптика. Под ред. Т.Тамира. Пер. с англ. – М.: Мир. – 1978. – 344 с.
17. Хансперджер Р. Интегральная оптика: теория и технология. Пер. с англ.: М.: Мир. – 2-е изд. –, 1985. – 384 с.
18. Свечников, Г.С. Интегральная оптика. Киев: Наукова думка, 168 с. (1988).
19. I. Aubrecht, M. Miler, I. Mokhun. Light scattering from a waveguide structure with a sinusoidally corrugated boundary modulated by a weak roughness. *Optics and Spectroscopy*, **88**, pp. 76–84, (2000).
20. Igor I Mokhun, Ivo Aubrecht, Miroslav Miler, Scattering of light from waveguide structures with a sinusoidal boundary corrugation modulated by a weak random perturbation. *Proc SPIE*, 3317, pp. 130-141.

21. Скляр О.К. Волоконно-оптические сети и системы связи. – М.; Салон-Р, 2004, – 265 с.
22. Каток В.Б. Волоконно-оптичні системи зв'язку. – Київ; 1998, – 228 с.
23. Скляр О.К. Современные волоконно-оптические системы передачи. – М.; Салон-Р, 2001, – 240 с.
24. Вербовецкий А.А. Основы проектирования цифровых оптоэлектронных систем связи. – М.; Радио и связь, 2000, – 158 с.
25. Андрушко Л.М. и др. ВОЛС (Волоконные оптические линии связи). Справочник. – К.; Техніка, 1988, – 239 с.
26. В. Каток, А. Ковтун. Одномодовые световоды: разнообразие стандартов. *Сети и телекоммуникации* **12**, (2006).
27. Г.Е. Григоренко. Компоненты ВОЛТ. ОАО «Укртелеком», Центр последилового образования, Кафедра ТЭПС. Учебное пособие. Киев, 173 с., (2006).
28. В.А.Сычугов, И.Чтыроки. Распространение и преобразование световых волн в градиентных плоских волноводах. // Квант. электр. – 1982 - **9**. – №3. – С. 634-637.
29. Световод: уравнение, типы волн в световодах. Критические длины и частоты <https://works.doklad.ru/view/JFq6zAXGpYU.html>
30. Коннекторы, оптические разъемы FC, SC, LC, ST. <http://componentltd.ru/connector.htm>
31. *IP over WDM, Building the Next-Generation, Optical Internet*. Edited by Sudhir Dixit, A JOHN WILEY & SONS publication, ISBN: 0471212482, (2003).
32. Н.Слепов. Особенности современной технологии WDM. *Электроника, Наука, Технология, Бизнес* **6**, (2004).
33. Николай Слепов. Оптическое мультиплексирование с разделением по длине волны.
34. В. Таценко, А. Шишов. Системы со спектральным уплотнением каналов (системы WDM и DWDM) в волоконно-оптических системах передачи информации (ВОСПИ). *Теле-Спутник*, **1** (99) (2004).
35. Б.К. Чернов, И.С. Каминецкий. Технология грубого спектрального уплотнения CWDM. основы построения и перспективы развития. *LIGHTWAVE russian edition* **2**, (2004).
36. Г. Башилов. Оптика свободного места. *Connect! Мир связи*, **3,4**, (2006)
37. Г. Башилов. Сам себе оператор. *Connect! Мир связи*, **11**, (2005)
38. Н. Волкова. Инфракрасная связь на службе телекомов. Решения АОЛС для операторов связи. *Connect*, **11**, (2006).
39. Н. Волкова. FSO в действии. *Сети и системы связи*. **10**, (2004).
40. К. Дыхов, А. Максимов. АОЛС – технология будущего. *Вестник связи*, **2**, (2006).
41. В.И. Серопегин. Беспроводные системы передачи данных локального, городского и регионального масштабов. *Технология и средства связи*, **4**, с. 72-77, (1999).
42. Ю.А. Гиносян Новые технологии беспроводного доступа. *Технология и средства связи*, **4**, с. 38-39. (1999).

43. В. Михеев. Беспроводные оптические каналы связи. <http://www.digitlife.ru/comm/boks.shtml>, (2001).
44. Ю.И. Яременко. Применение открытых оптических систем передачи в сетях связи. *ИНФОРМОСТ: Радиоэлектроника и Телекоммуникации*, **1**, (2005).
45. Д. Прохоров. Атмосферные оптические линии связи. *Технологии и средства связи* **1**, (2004).
46. S. Hranilovic. *Wireless Optical Communication Systems*. Springer Science + Business Media, Inc. (2005).
47. В. Прагг. *Лазерные системы связи*. М., (1972).
48. Д. Гауэр. *Оптические системы связи*. М., (1989).
49. А. Николаев. Основные принципы построения сетей ETHERNET на атмосферных оптических линиях. *ИНФОРМОСТ-Радиоэлектроника и Телекоммуникации*, **1** (19), (2001).
50. В.Г. Нечаев. *Системы лазерной связи и лазерная локация*. Учебное пособие для студентов направления 551900 "Оптотехника", Новосибирск (2004).
51. Freund I., Shvartsman N., Freilikher V. Optical dislocation networks in highly random media. *Opt. Comm.*, **101**, P. 247-264, 1993.
52. Nye J.F., F.R.S., Hajnal J.V., Hannay J.H. Phase saddles and dislocations in two-dimensional waves such as the tides. *Proc. R. Soc. Lond.*, **A 417**, P. 7-20, 1988.
53. В.В. Крухмалев, В.Н. Гордиенко, А.Д. Моченов. Цифровые системы передачи, Горячая Линия – Телеком, – 2007, 352 с.
54. А. Папулис. Теория систем и преобразований в оптике. Пер. с англ. М., Мир, 1971, 496 с.
55. Зуев В.Е. Фадеев В.Я. Лазерные навигационные устройства. Москва, Радио и связь, 160 с., (1987).
56. Е.Р. Милютин, Ю.И. Яременко. Экспериментальное и теоретическое исследование закона распределения горизонтальной прозрачности атмосферы. *Изв. АН СССР: ФАО*, **15**, № 8, (1979).
57. Е.Р. Милютин, Ю.И. Яременко. Сравнительный анализ статистических характеристик горизонтальной прозрачности атмосферы для различных географических районов. *Изв. АН СССР: ФАО*, **19**, №9, (1983).
58. Е.Р. Милютин, Ю.И. Яременко. Законы распределения горизонтальной прозрачности атмосферы в континентальных и приморских районах. *Изв. АН СССР: ФАО*, **24**, №2, (1988).
59. Е.Р. Милютин, Ю.И. Яременко. Законы распределения коэффициента прозрачности атмосферы для волн видимого и ИК-диапазонов. *Оптика атмосферы*, **4**, №11, (1991).
60. В.Е. Зуев. *Распространение видимых и инфракрасных волн в атмосфере*. М., Соврадио, , 494 с. (1970).
61. В.Е. Зуев. *Распространение лазерного излучения в атмосфере*. М., Радио и связь, 288 с. (1981).
62. А.Ю. Николаев. Расчет надежности работы атмосферной оптической линии связи. *Информост - Средства связи*, **4**(17), с. 26-27, (2001).

63. М.А. Садовников, А.И. Троицкий, А.М. Жуковский. Влияние метеоусловий на дальность лазерной связи. *Электромагнитные волны и системы*, **6**, № 2-3, с. 85-89, (2001).
64. Д.Б. Медведев. Влияние погодных условий на беспроводную оптическую связь. *Вестник связи*, **4**, с. 154-157, (2001).
65. А. Клоков. Расчет беспроводных оптических систем. (заметки прохожего). *Информост-радиоэлектроника и телекоммуникации*, **5(18)**, (2001).
66. Б. Милинкис, В. Петровю Атмосферная лазерная связь. *ИНФОРМОСТ-Радиоэлектроника и Телекоммуникации* **5(18)**, (2001).
67. Отчет по НИР "Разработка наземных открытых оптических линий связи в первичной сети связи общего пользования ТЗУ". (1997).
68. Ю.И. Яременко. Теоретические основы построения и применения средств связи оптического диапазона. - С.-Петербург, Военная академия связи, (1992).
69. Т.К. Кулик, Д.В. Прохоров. Методика сравнительной оценки работоспособности лазерных линий связи. – *Технологии и средства связи*, **6**, с. 8-10, (2000).
70. Кулик Т. К., Прохоров Д.В., Сумерин В. В., Хюппенен А. П. Особенности применения оптических линий связи. *Лазер информ, вып. 9-10* (216-217), с. 1-6. (2001).
71. А.Ю. Николаев. Техничко-экономические показатели цифровых радиотелефонных сетей на основе атмосферных оптических линий связи. *ИНФОРМОСТ: Радиоэлектроника и Телекоммуникации*, **5**, (2001).