

# Understanding Optical Communications

Harry J. R. Dutton

International Technical Support Organization

<http://www.redbooks.ibm.com>

SG24-5230-00

First Edition (September 1998)

## Оптични комуникационни системи

### Граници и характеристики на системите за пренасяне на информация

Характеристиките на различни системи за пренасяне на информация са сумирани в следващата таблица. (Данните са актуални към 1998 година.)

Medium	Source	Technology	Status	Speed	Distance	Product
Copper				2 Mbps	2 km	4 M
Multimode	LED	FDDI	in use	100 Mbps	2 km	200 M
		OC-3		155 Mbps	2 km	310 M
Single Mode	Laser	Long Distance		10 Gbps	50 km	500 G
		Amplitude Modulation	in Lab	40 Gbps	40 km	1.6 T
		Coherent		400 Mbps	370 km	150 G
	Solitons	100 Gbps		4000 km	800 T	

Всеобщо приета мярка за способностите на технологията за пренасяне е производението на максималното разстояние между повторителите и скоростта на пренасяне на информацията. В електричните системи максималната достижима скорост умножена по максималното разстояние при тази скорост е, с добро приближение, постоянна величина. Тази величина не е толкова константна при оптичните комуникации. Все пак производението скорост  $\times$  разстояние е полезен показател за способностите на технологията. Забележете, че горната таблица се отнася само за едноканална система (и до датата, към която е публикувана книгата).

Material	Attenuation	Regenerator Spacing Max. 35 dB
Coaxial Cable	25 dB/km	1.5 km
Telephone Twisted Pair	12 - 18 dB/km	2 - 3 km
Window Glass	5 dB/km	7 m
Silica - Installed	0.18 - 1 dB/km	50 - 150 km
Silica - Development	0.16 dB/km	250 km
Halide - Research	0.01 dB/km	3500 km

Горната таблица показва затихването в различни среди за пренос на информация и максималното разстояние между повторителите в такава среда. Разбира се, това е съвсем концептуално сравнение. Съществуват специални коаксиални кабели, при които разстоянието между повторителите е 12 километра. Съществуват системи, способни да действат при много високи честоти (няколко мегабита за секунда) по телефонни усукани двойки, на разстояния от 4 до 6 километра, без повторители. Тази технология се нарича ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) или VDSL (Very fast Digital Subscriber Line). Независимо от това, предимствата на влакнестооптичните комуникации са очевидни.

## Проектиране на оптична система (Optical System Engineering)

Да се съберат заедно компоненти (влакна, съединители, лазери, детектори и т.н.), така че всичко това да работи като комуникационна система с желаните характеристики, не е малка работа. Както беше казано по-рано, двата критични фактора са:

1. Дисперсията
2. Затихването

Други критични фактори са стойността на компонентите и стойността на съвместяването им. Колкото по-сложни са те, толкова са по-скъпи.

## Бюджет на мощността на системата (System Power Budgeting)

Затихването както на многомодовите, така и на одномодовите влакна е, общо казано, линейно по разстоянието. Загубата на сигнал поради затихването на кабела е просто затихването на километър (на дължината на вълната на сигнала), умножено по разстоянието. Всичко, което трябва да се направи, за да се определи максималното разстояние, на което можете да се изпрати сигнал (без да отчитаме влиянието на дисперсията) е да се сумират всички източници на затихване по трасето и да сравним резултата с “бюджета на системата” (“link budget”). Бюджетът на системата е разликата между мощността на излъчвателя и чувствителността на приемника. Следователно, ако имате излъчвател с мощност от -10 dBm и приемник, който изисква мощност на сигнала поне от -20 dBm, то бюджетът на линията е 10 dB.

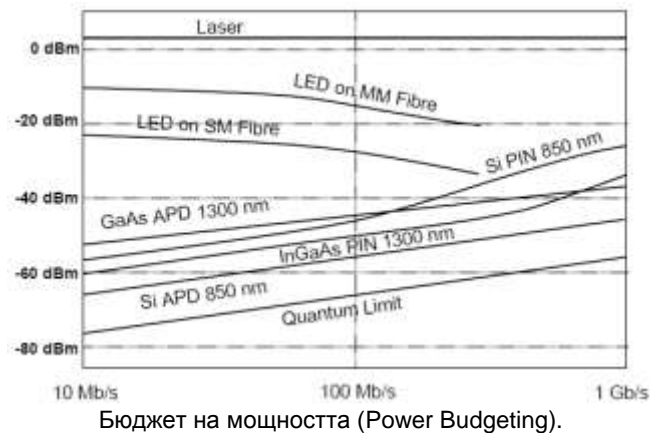
В такъв случай може да включите:

- 10 съединителя със загуби от 0.3 dB на съединител = 3 dB
- 2 km кабел със затихване от 2 dB на km (многомодово влакно с градиентен показател на пречупване (MM GI) на 1300 nm) = 4 dB
- Резерв от, да кажем, 2 dB за влошаване вследствие от остаряване по време на живота на системата.

Така оставаме с общо 9 dB загуби в системата. Това е в рамките на бюджета на линията и бихме могли да очакваме, че такава система ще има достатъчна мощност. Дисперсията е друго нещо и може да (а може и да не) бъде по-силно ограничаваща, отколкото бюджетът на линията. Мощността, която трябва да ползваме по линията и в съединителите се определя от характеристиките на компонентите, които сме избрали като излъчватели и приемници.

Следващата фигура показва характеристиките на някои типични устройства като функция на скоростта на предаване на информацията (в битове за секунда). Тук има няколко интересни неща:

1. Изходната мощност на лазера не се променя много с промяната на скоростта на модулацията. Всеки лазер има горна гранична честота, до която може да се модулира, но до тази граница изходната мощност е относително постоянна.



2. От друга страна полупроводниковите светодиоди (LEDs) генерират все по-ниска и по-ниска мощност, когато се увеличава скоростта на модулацията им. На фигурата, за различните влакна разликата в мощностите се отнася само за това колко висока изходна мощност от полупроводниковия светодиод може да се въведе във влакното от съответен тип.

3. Всички приемници изискват по-висока мощност, когато скоростта се увеличи. За да регистрира надеждно бит, приемникът се нуждае от определен брой фотони. Това зависи от самия приемник, но има теоретична граница от 21 фотона, необходими на всеки бит информация. Реалните приемници изискват около десет пъти повече фотони, но е необходима относително константна оптична мощност на бит. Следователно, всеки път, когато удвояваме скоростта на модулацията, е необходимо също и да удвоим мощността, за да постигнем същото съотношение сигнал-шум.

4. допълнително към горното, съществува и друг важен проблем, когато отидем към сериозни скорости на предаване (над 10 Gbps). В pin-детектор, при скорости над 10 Gbps, времето, необходимо на електроните да дифундират/дрейфуват през i-слоя(в p-i-n структурата) става съществено ограничение. Ако искате вашето устройство да откликва по-бързо, трябва да понижите дебелината на i-слоя. Но намаляването на дебелината на този слой повишава капацитета между p- и n-слоеве. За да компенсирате това, трябва да намалите площта на детектора. И двете действия понижават обема на i-слоя и, следователно, намаляват вероятността да бъде погълнат фотон и да се създаде двойка електрон/дупка. Следователно значително се понижава квантовата ефективност на детектора. До 10 Gbps в най-добрия случай очакваме квантова ефективност на pin-детекторите около 0.8. При 20 Gbps тя се намалява до 0.65, при 40 Gbps се понижава до 0.33 и при 60 Gbps става около 0.25. Това намаляване на квантовата ефективност изисква повече от удвояване на мощността, когато удвоявате скоростта на линията.

Ако погледнете на фигурата за определена скорост на предаване на битове, има разлика между изискваната от приемника мощност и наличната мощност на излъчвателя. Тази разлика е която имаме на разположение за компенсиране на загуби във влакната и в съединителите (и в други устройства като разклонители и циркулатори). Също е много важно в конструкцията да се предвиди известен толеранс за остаряване на компонентите.

(Лазерите излъчват по-ниска мощност, когато остаряват, детекторите започват да стават по-малко чувствителни и т.н.).

**Куплунзи и бюджет на загубите в съединенията между влакната (Connector and Splice Loss Budgeting)** – Загубите, които сигналът търпи в куплунг или съединение (спойка) не са фиксирани, нито са предвидими! Знаем грубо колко са очакваните загуби при определен вид куплунг и от определен вид съединение между влакната. Проблемът е в това, че измерваните загуби в конкретен куплунг и конкретно съединение значително се различават една от друга. Добрата новина е, че истинските измерени стойности формират (приблизително) “нормално” статистическо разпределение около средната стойност. Споменатата вече таблица

Connector Type	Insertion Loss (MM) Typical	Insertion Loss (SM) Typical	Return Loss Typical
ST	0.25 dB	0.2 dB	40 dB
SC	0.25 dB	0.2 dB	40 dB
SMA	1.5 dB		
FSD	0.6 dB		
FC	0.25 dB	0.2 dB	40 dB
D4	0.25 dB	0.2 dB	35 dB
DIN	0.25 dB	0.2 dB	40 dB
Biconic	0.6 dB	0.3 dB	30 dB

показва “типичните” загуби, които могат да се очакват от различните типове куплунзи. Тази таблица е съставена от спецификации, получени от производителите на съответните куплунзи. Но в реалния свят нещата са малко по-сложни:

1. За съединения, ползващи съвременни едномодови куплунзи, където и двете части на съединението са от един и същи производител, можете да очаквате средни загуби от 0.2 dB със стандартно отклонение от 0.15 dB.

2. Ако производителите на двете части на съединителя са различни, можете да очаквате (средни) загуби от 0.35 dB със стандартно отклонение от 0.25 dB.

Един тип едномодови съединители може да има “средни загуби” от 0.2 dB, но на практика тези загуби могат да варират от 0.1 dB до 0.8 dB (при различни производители). В бюджета на мощността на линия, включваща много съединители, имаме реалния проблем да решим колко загуби да допуснем за тях.

Ако хипотетична линия има 10 съединителя, има “статистическа вероятност” всички да са с високи загуби (в този пример – с по 0.8 dB всеки) и, за да бъдем сигурни, трябва да предвидим 8 dB за загуби в съединителите. Но има вероятност и всеки един да е със загуби от по 0.1 dB и тогава би било нужно да отредим само 1 dB загуби в бюджета. На практика вероятността да се случи кое да е от двете неща е малка – някъде между  $10^{-10}$  и  $10^{-50}$ . Същият принцип важи и при съединенията между влакната.

Може да станете много умели в статистическото предсказване на загубите, но нещата могат значително да се опростят: Ако знаете средните загуби на един съединител и стандартното отклонение ( $\sigma$ ) на внасяните от талива съединители загуби в конкретната ситуация, за всяка конкретна ситуация пресмятането може да стане така:

1. Средната стойност на загубите е просто средните загуби на един съединител, умножени по броя на съединителите. Така ако имаме 5 съединителя в линията, със средни загуби от 0.35 dB на съединител, средните загуби на цялата линия ще са  $5 \times 0.35 = 1.75$  dB.

2. Много важно е да се разбере термина “средни загуби” в този контекст. Ако сложим 5 съединителя в тази линия, няма да имаме средни загуби, а ще имаме реални загуби. Тези реални загуби ще са доста по-различни от средните, цитирани по-горе.

Ако, хипотетично, имаме да правим голям брой линии (да кажем 100), всяка с по 5 съединителя, тогава можем да пресметнем средната стойност на загубите в линия с по 5 съединителя просто осреднявайки по 100-те линии. Тази средна стойност ще е доста близка до петкратно увеличената стойност на средните загуби на един съединител. Но трябва да внимаваме с факта, че всяка конкретна линия с по 5 съединителя ще е със загуби, различни от средните. Това се отчита, като се цитират не само средната стойност (за комбинация от 5 съединителя), но и стандартното отклонение от средната стойност.

3. Стандартното отклонение ( $\sigma$ ) е просто стандартното отклонение на единичен съединител, умножено по корен втори ( $\sqrt{n}$ ) от броя на съединителите. Ако имаме 5 съединителя, всеки със  $\sigma=0.25$ , тогава стандартното отклонение  $\sigma$  на петте е  $\sqrt{5}$  пъти по 0.25, т.е.  $2.235 \times 0.25 = 0.559$ .

В горния пример (за 5 съединителя) имаме средна стойност на загубите 1.75 dB и  $\sigma$  от .559. Ползвайки основните характеристики на статистическото «нормално разпределение» можем да пресметнем загубите за комбинация от вероятности, които сме готови да приемем.

--- Знаем, че 84.13% от отделните събития попадат в рамките на едно стандартно отклонение ( $\sigma$ ) от средната стойност. Така, ако приемем средната стойност на загубите за 5 съединителя плюс едно стандартно отклонение ( $1.75 + .559 = 2.31$  dB), в 84.13% от случаите ще сме предвидили действителната ситуация.

--- В рамките на две стандартни отклонения ще сме в 97.72% от случаите. Следователно, ако позволим загуби от 2.868 dB, ще сме заложили на сигурното в 97.72% от случаите.

--- В рамките на 2.32 стандартни отклонения вероятността да сме предвидили сигурната ситуация е 99%.

--- На практика, много хора предпочитат да ползват стойност “3- $\sigma$ ”, при която можем да сме уверени, че сме предвидили правилно ситуацията в 99.87% от случаите. Стойността “3- $\sigma$ ” ще е  $1.75 + (3 \times 0.559) = 3.427$  dB.

Тук направихме няколко опростявания. Например приехме, че разпределението на загубите в съединителите е статистически “нормално” разпределение. Приехме също така, че всички връзки за между съединители, произведени от различни производители. Статистически, някои от тях ще са от един производител. Въпреки опростяванията, резултатът е близък до действителността.

1. Ако броят на последователните спойки между влакната е голям (по-голям от 30) спокойно можете да ползвате средната стойност на загубите и да я умножите по броя на спойките, игнорирайки вариациите. Има статистически закон, често обозначаван като “закон на големите числа”. Когато сумирате голям брой вариращи величини (с една и съща статистика) вариациите на сумата стават по-малки и по-малки, когато броят, по който се сумира, нараства. Това е ефектът на члена  $\sqrt{n}$  в стандартното отклонение на дискутираната по-горе сума. Това никога не можете да направите със съединителите, защото никога не ползвате достатъчно много от тях.

2. С много малък брой от спойки (например две), можете да предвидите най-лошия случай за всяка от тях. Формулата ще ви даде и без това нещо много близко, до тази стойност.

3. За междинни стойности ползвайте описания по-напред метод на пресмятането.

В линии на големи разстояния често спойките се третират като част от загубите на влакното. Така за едномодово влакно можете да получите приблизителни загуби (на 1550 nm) от 0.21 dB/km. След окабеляването стойността ще нарастне може би до 0.23 dB/km. За целите на пресмятане на бюджета на загубите можете да определите стойност от 0.26 dB/km за инсталирания кабел. Кабелите, типично, се доставят на дължини от по 2 километра, така че по линия с дължина от 100 километра ще имаме 50 спойки.

Подобно, в ивицата около 1310 nm типичното затихване може да е 0.36 dB/km, но е типично да се предвиждат по 0.4 dB/km за едно ново влакно. Същото парче от кабела ще бъде отчетено в бюджета с 0.4 dB/km в прозореца около 1310 nm и с 0.26 dB, когато се ползва в прозореца около 1550 nm.

**Наказателна мощност (Power Penalties)** – Има много явления, които се случват в една оптична система за предаване на информация и които могат да бъдат компенсирани чрез увеличаване на бюджета на мощността. Във всеки такъв случай количеството допълнителна мощност, изисквано, за да се преодолее проблема, се нарича “наказателна мощност (“power penalty”).

Сред всички търговски артикули в областта на оптичните комуникации и в повечето предварително планирани системи ефектите на наказателната мощност вече се включват чрез напасване на чувствителността на приемника. С доста голяма сигурност системният инженер на потребителя може да игнорира това. Все пак е важно да се получи представа какви са източниците и каква е стойността на наказателната мощност. Трите най-важни проблема при цифровите системи са:

1. Системният шум.
2. Ефектите на дисперсията
3. Коефициентът на екстинкцията.

**Съотношение сигнал-шум (Signal-to-Noise Ratio; SNR)** – Качеството на който и да е приеман сигнал в която и да е комуникационна система в значителна степен се определя от отношението на мощността на сигнала към мощността на шума – т.е. от съотношението сигнал-шум (SNR). Очевидно SNR е функция както на мощността на шума, така и на мощността на сигнала. Винаги може да се подобри SNR чрез повишаване на мощността на сигнала (ако можете да го направите, без с това да увеличите и шума). Когато има шум, необходимото повишаване на мощността на сигнала, за да се получи същото съотношение сигнал-шум, може да се изрази в децибели. Тази е наказателната мощност вследствие на шума. В простите системи повечето от шума идва от самия приемник и обикновено се компенсира с подходяща спецификация на чувствителността на приемника. В сложните системи с ербиеви влакнести усилватели (EDFAs) шумът от усилената спонтанна емисия (ASE) става съществен и за да се компенсира е необходимо да се направи планиране на нивото на мощността през системата.

**Интерференция между символите (Inter-Symbol Interference; ISI)** – Дисперсията кара битовете (реалните състояния на линията или бодовете) да се сливат един с друг по линията. Когато това стане прекалено силно, ще прекъсне успешното действие на линията, но не толкова строго казано, дисперсията добавя шум към сигнала. Можем да компенсираме това с увеличаване на мощността на сигнала и за определена дисперсия можем да назовем конкретен бюджет на мощността на системата.

**Коефициент на екстинкция (Extinction Ratio)** – Ако бит нула се представя с крайна мощност, вместо спълно отсъствие на мощност, то разликата между мощността на бит «1» и тази на бит «0» се стеснява. Нивото на мощността на бита «0» става ниво на шума за всеки бит «1». Точката на решение на детектора трябва да е по-висока и,

следователно, тук имаме повишаване на вероятността за грешка. Това може да се компенсира с увеличаване на мощността на входа на приемника. Коефициент на екстинкцията 10 dB изисква наказателна мощност (както на pin-диода, така и на лавинния фотодиод) от около 1 dB над тази, която бихме имали с действително нулев сигнал за бит "0". Коефициент на екстинкцията от 3 dB причинява наказателна мощност от 5 dB в pin-диод и 7 dB в лавинен фотодиод.

## **Избор на лазер**

В зависимост от обкръжението на системата, в различните системи се ползват различни типове лазери. Когато става въпрос за одномодови влакна, лазерите с най-високото достигнато качество биха били ефективни във всяко обкръжение. Но, както е при повечето неща, колкото са по-прецизни, толкова са по-скъпи. По тази причина се опитваме да ползваме най-евтиното устройство, което би било подходящо в конкретното обкръжение. Факторите, които трябва да бъдат анализирани, са следните:

- Изискваната дължина на вълната
- Изискваната стабилност на дължината на вълната (колко важни са дрейфът и чирпът и т.н.)
- Спектрална ширина и ширина на линията
- Изисквана изходна мощност
- Изисквана скорост на модулацията

Типичните за телефонните компании WAN-системи ползват понастоящем следните типове лазери:

### **Системи със скорост на предаване 155 Mbps - 622 Mbps**

Типично Фабри-Перо лазери на дължина на вълната 1300 nm.

### **Системи със скорост на предаване 622 Mbps**

За приложения на големи разстояние при 622 Mbps започват да се ползват лазери с разпределена обратна връзка. Обикновено дължината на вълната е 1300 nm, но понякога се ползват и 1550 nm, ако се иска голям обхват.

### **Системи със скорост на предаване 2.4 Gbps**

Тук хората ползват почти само лазери с разпределени Брягови отражатели, както на 1300 nm, така и на 1550 nm, но на по-голямата дължина на вълната има нужда ширината на линията да се намали до абсолютния минимум. Това се дължи на факта, че повечето от тези системи (на 1550 nm) работят със стандартни влакна, които имат много висока хроматична дисперсия.

### **Системи със скорост на предаване 10 Gbps**

Те почти изключително ползват ивицата около 1550 nm и се изграждат с лазери с разпределени Брягови отражатели с външни модулатори.

Почти всички от тези системи ползват за детектиране лавинни фотодиоди (avalanche photodiodes; APDs).

**Има ли граница скоростта на предаване на информацията?**

През 90-те години на миналия век скоростта на пренасяне на информацията, ползвана в реалните широкообхватни оптични системи най-малкото се е удвоявала на всеки две години. Това е постигнато с усъвършенстване на лазерните източници и на детекторите и с преминаването към ивицата около 1550 nm. Всичко казано се отнася за системи, които подават само един канал към едно влакно.

За съжаление изглежда, че има реална граница за “традиционните” едноканални оптични системи. Изглежда, че доста бързо се доближаваме до тази граница (ако вече не сме я достигнали). Важните фактори, които се намесват тук, са:

**Чувствителността на детекторите (Receiver Sensitivity)** – Както беше казано, всеки път когато удвоим скоростта на предаване на информацията, трябва да удвоим мощността, регистрирана от детекторите. Това може да се направи по няколко начина:

--- С удвояване на чувствителността на приемника. Това, разбира се, е възможно, но чувствителността на приемниците има граница и ние, както може да се предполага, вече ползваме най-чувствителните приемници, които съществуват. Ползването на оптичен предусилвател помага доста, но и тук има ограничения.

--- С удвояване на мощността на предаващия лазер или с ползване на усилвател на мощност непосредствено след предавателя.

--- Със скъсяване на линията с около 15 километра. В много ситуации това не е нито практична, нито икономична алтернатива.

--- С ползване на техника на кодиране на сигнала на много нива, така че по-високата скорост на битовете да може да се поеме с малко или съвсем без увеличаване на скоростта на предаване на информацията. Тази е традиционната техника, ползвана в електронните комуникационни системи. Подходът е извънредно практичен и започват да се наблюдават опити за ползване на кодове с 3 нива. Но сега пък приемниците трябва да са способни да дискриминират различните нива, преди изобщо да се установи наличието или отсъствието на импулс. Само по себе си това означава, че приемникът трябва да е малко по-чувствителен или нивата на мощността трябва да са съществено по-високи.

**Честотна лента на сигнала (Signal Bandwidth)** – Честотната лента на сигнала (ширината на честотната лента на модулиращия сигнал) се добавя към честотната лента на предавания сигнал с удвоената стойност на собствената си ширина! Така ако модулирате сигнал на 10 GHz, разширяването на модулирания сигнал ще е 20 GHz. Това може да доведе до значителна допълнителна дисперсия, ако се работи със стандартно, дисперсионно-неотместено влакно.

Приемайки, че ширината на линията на немодулирания лазер е много малка, можем да стигнем до очевидното емпирично правило: удвоите ли скоростта, удвоявате и количеството на дисперсията. Но тук има друг ефект. Ако удвоите скоростта, намалявате наполовина дължината на импулса при кодиране без връщане до нулата (NRZ) и при инвертирано кодиране без връщане до нулата (NRZI). Дисперсията удължава импулса с определено време, а не с определен процент. Следователно ако намалите два пъти дължината на импулса (удвоявайки скоростта), същото количество дисперсия ще има два пъти по-голям ефект, отколкото е имала преди. Така, комбинирайки двата ефекта, стигаме до ново емпирично правило: **Всеки път, когато удвоявате скоростта, умножавате ефекта на дисперсията с коефициент 4!** – а не 2....Предположението е, че ширината на линията на лазера е малка в сравнение с честотната лента на сигнала.

Примерът може да е изненадващ. В идеализираната ситуация (на много тесноивичен лазер) на скорост на пренасяне на информацията 2.4 Gbps можем да отидем



на разстояние около 1000 km по стандартно влакно, преди ефектите на дисперсията да прекратят действието на системата. Ако запазим всички параметри непроменени и само увеличим скоростта на пренос на информацията до 10 Gbps, ефектите на дисперсията ще повлияят фатално върху действието на системата само след 65 km!

Ползването на кодове с много нива тук е полезно с оглед на понижаването на ширината на спектъра на модулацията. Тук е вярно противоположното твърдение. Ако ползвате схема на сигнала с кодиране на много нива, за да понижите двукратно ширината на честотната лента на модулирания сигнал, вие намалявате ефекта на дисперсията с коефициент 4!

**Стимулирано Брилуеново разсейване (Stimulated Brillouin Scattering; SBS)** – Стимулираното Брилуеново разсейване (SBS) поставя граница на максималната мощност, която може да се предава по влакното. Следователно има значително ограничение на максималната мощност на сигнала, която може да се ползва по всеки конкретен оптичен канал. Ограничението, наложено от SBS зависи от ширината на линията на сигнала, от дължината на вълната и от разстоянието, но може да е дори до 10 mW за сигнал на 1550 nm при разстояние на предаване от 150 km. Това означава, че не можем да увеличим с много мощността на сигнала от самия излъчвател, за да компенсирате загубата на чувствителност в приемника. Можем да намалим влиянието на стимулираното Брилуеново разсейване, ползвайки сигнал с голяма ширина на спектъра, но ако го направим, ефектите на дисперсията започват да стават по-съществени.

**Стойност и възможности на електрониката** – Електронните устройства продължават непрекъснато да поевтиняват и да стават по-бързи. Но понастоящем, макар да можем да ползваме много бърза електроника, стойността ѝ нараства експоненциално с нарастване на скоростта ѝ над 2.5 Gbps.

Понастоящем (1998г.) приемно-предавателни системи за 10 Gbps на дълги разстояния съществуват, но са извънредно скъпи. Изглежда, че 10 Gbps е практическата граница на традиционните системи с код с импулсна модулация. (Въпреки всичко, изследователи са демонстрирали и системи с 40 Gbps.) За да се постигне по-висока пропускателна способност имаме нужда от нова техника. Мултиплексирането с разделяне по дължини на вълните (Wavelength Division Multiplexing; WDM) позволява ползване на няколко оптични сигнала по едно и също влакно. Техниката на оптичния CDMA (Многократен достъп с разделяне по код; "Code Division Multiple Access (CDMA)) също позволява мултиплексиране на многобройни бавни оптични сигнали по едно влакно, но има да се извърви още дълъг път докато тази технология стане практически приложима. Солитоните предлагат перспективата да се ползват потоци от свръхбързи импулси. Но за да се ползват техните предимства, трябва да се ползва мултиплексиране с оптично времеделение (Optical Time Division Multiplexing; OTDM), за да се раздели потокът на много различни (по-бавни) сигнали. Това е необходимо, защото при скорости на предаване около 200 Gbps по едно влакно електрониката не може да откликне както се иска.

**Отражения** – Контролът и намаляването на отраженията е ключов проблем във всяка оптична комуникационна система. Разбира се има много места, в които ние създаваме отражения умишлено; например в края на челата на лазер. Дискутираните тук отражения са неумишлени и се получават от съединители, връзки и в някои устройства. Тези нежелани отражения могат да имат много и нежелани последствия. Най-важните от тях са:

--- Прекратяване на лазерното действие – Отраженията, влизащи в лазера, смущават неговото стабилно действие, добавяйки шум и отмествайки дължината на вълната.

--- Загуби на връщане – Отраженията могат да се променят в зависимост от сигнала и да въведат случайни загуби на мощността на сигнала. Това се нарича “загуби на връщане” (“return loss”).

--- Действие на усилвател – Отраженията, връщащи се в оптичния усилвател, могат да доведат до:

a/ В екстремния случай на отражения и от двата края на усилвателя той става лазер и генерира значителна мощност. (В обикновен ербиев влакнест усилвател (EDFA) само с Ge като легиращ елемент, това става като “дължината на вълната” на усилената спонтанна емисия е 1553 nm. Но с други легиращи елементи дължината на вълната на лазерна емисия често е между 1535 nm и 1540 nm.

b/ В случаите на по-слаби отражения усилвателят може да се насити (поемайки всяка мощност) и отново се въвежда шум в сигнала.

Отраженията могат да се получат на мястото на всяка рязка промяна на показателя на пречупване в оптичния материал. Главните случаи са:

--- Съединения (спойки) между материал с висок показател на пречупване и влакно (напр. преход между лазер или светодиод и влакно или между планарен оптичен елемент и влакно).

--- Съединения (спойки) между влакна с различни характеристики. Това е малко необичайно, но има случаи, в които това се прави. Прави се, например, когато легиран с Pr усилвател, ползващ за матрица стъкло ZBLAN, се съединява със стандартно влакно за въвеждане и за извеждане на лъчението.

--- Всеки лош куплунг причинява значителни отражения. Повечето добри куплунзи причиняват известни, макар и слаби, отражения.

--- Някои оптични устройства като филтри на Фабри-Перо отразяват нежеланата светлина като част от тяхното устройство и предназначение.

Отраженията трябва да се имат предвид и могат да бъдат контролирани с една или с повече от следните мерки:

1. Внимавайки с куплунзите на влакната и със спойките, осигурявайки, че те са направени правилно и предизвикват минимални отражения. Това може да се провери с оптичен времеви рефлектометър (Optical Time-Domain Reflectometer, OTDR).

2. С включването на изолатор в капсуловането на особено чувствителни оптични компоненти (като лазери с разпределена обратна връзка и усилватели). Ползването на изолатори е важно, но тези устройства (разбира се) отслабват сигнала и са поляризационно-чувствителни. Те също могат да бъдат източник и на поляризационен модов шум. Ползването им трябва да се планира внимателно и, общо казано, да бъде минимизирано.

3. В критични ситуации може да се направи диагонален срез на влакното или може да се ползва съединител, който ползва диагонална повърхност на влакното. Ползването на диагонални спойки осигурява това, всички нежелани отражения да се насочват навън от сърцевината на влакното. Все пак диагоналните спойки се правят трудно в полеви условия поради малкия диаметър на влакната и високата изисквана точност.

4. Антиотражателните покрития са много важни там, където отраженията са поради разлики между показателите на пречупване. Това би могъл да е, например, ръбът на планарен вълновод. Краят на вълновода или влакното се покриват с дебел една четвърт от дължината на вълната слой от материал с показател на пречупване, междинен спрямо този на материала и на въздуха (ако “съседният” материал е въздух).

В много системи е критично да се осигури отраженията да се взимат предвид в конструкцията на системата и линиите да се тестват след инсталирането им, за да се осигури минимизиране на отраженията.

**Шум** – В едноканална система доминиращият източник на шум е приемникът. Но има и много други източници на шум в системата и те трябва да бъдат взети предвид.

## **Дял на погрешните битове (Bit Error Rates; BER)**

В цифровите комуникационни системи мярката за “добро качество” на системата е дялът на погрешните битове (“bit error rate” или BER). Той е броят на получените грешни битове като пропорция от броя на правилните битове. Обикновено се изразява просто като число като  $10^{-6}$ , което означава един грешен бит на един милион. Трябва да се признае, че грешките са нормални явления в комуникационните системи – винаги има (дори и малка) вероятност за грешка.

Когато се планира една оптична комуникационна система, стойността на BER е ключова цел на конструирането на системата и мярка за успеха. Определя се от скоростта на линията, мощността, разстоянието, количеството на шумя и т.н. Въпросът каква е “адекватната” стойност на дяла на погрешните битове (BER) в конкретна ситуация или какво е добро е просто преценка на хората, които са формулирали изискванията към системата. Но когато разглеждаме дяла на погрешните битове, трябва да се имат предвид няколко неща:

--- Когато се проектират съвременни мрежови системи (като ATM и Sonet/SDH) е прието, че тези системи ще работят по оптични линии с много нисък дял на грешните битове. Грешките имат разрушителен ефект и върху двата протокола.

--- В ранните дни на компютърните мрежи дялове на грешните битове от  $10^{-6}$  и  $10^{-5}$  по бавните (медни) проводници бяха нормални и бяха конструирани системи на по-високо ниво, за да възстановят и да дадат разумен изход от комуникационния канал. Много съвременни мрежови системи биха блокирали напълно, ако действат по толкова лоши линии.

--- В настоящите съвременни технологии грешка на най-ниското ниво има многократно умножен ефект, когато се придвижват нагоре по протокола. Грешка от само един бит на физическото ниво може (в екстремния случай) да предизвика загуба на синхронизиране на рамките в слоя SDH (синхронна цифрова йерархия, Synchronous Digital Hierarchy), което, евентуално, може да доведе до загуба на 30 рамки. Загубата на 30 SDH рамки може да значи загуба на 100 ATM клетки (клетки в асинхронен режим на предаване, Asynchronous Transfer Mode, ATM) и да доведе до повторно предаване на до 50 клетки за всеки сгрешен бит. Така е вероятно мрежата да “приключи дейността си” с повторното предаване на 3000 клетки, за да се възстанови от действието само на един сгрешен бит! (Това е екстремна и не особено вероятна ситуация, но принципът е верен.)

--- В много обществени оптични мрежи днес дялът на погрешните битове е  $10^{-14}$  и очакването на потребителите е, че грешките наистина ще са много редки явления.

--- Операторите на обществени комуникационни мрежи разглеждат  $10^{-12}$  като най-високата приемлива стойност на делал на грешните битове.

--- В много изследователски отчети се виждат да се цитират дялове на грешните битове от  $10^{-9}$ . Много хора мислят, че в контекста на ползването им на най-ниското физическо ниво на пренасяне на информацията в стек от мрежи, това не е достатъчно добра стойност. Това е въпрос на преценка.

--- Колкото по-бърза е мрежата, толкова по-ниска трябва да е стойността на дела на погрешните битове! Толкова по-трудно е и да се постигне!

--- В много стандарти (като при препоръките за АТМ) очакваният дял на грешките по линията се специфицира изрично.

## **Контрол на дисперсията в едно одови влакнести линии**

Дисперсията разширява импулса, без това разширяване да зависи от ширината на импулса. Дисперсията става проблем за приемниците, когато разширяването надхвърли 20%. Така ако импулси със скорост 200 Mbps се диспергират по дадена линия с 15%, системата вероятно ще работи. Ако скоростта на предаване на данните се удвои до 400 Mbps, дисперсионното разширяване ще е 30% и системата вероятно няма да работи. Следователно, колкото е по-висока скоростта на предаване на данните, толкова по-важен става контролът на дисперсията.

--- Модова дисперсия в едномодови влакнести линии не съществува. Има обаче елементарна форма на модовата дисперсия, причинена от ефекти на двулъчепречупване, разделящи модовете с двете ортогонални поляризации в “едномодово” влакно. Тази дисперсия се нарича “поляризационна модова дисперсия”. Ефектът, обаче, обикновено е тривиален. В много къси едномодови линии (по-къси от няколкостотин метра) модова дисперсия може да се получи вследствие на допълнителните модове, които се разпространяват в обвивката на влакното. След относително къси разстояния тези модове изчезват, но могат да бъдат възбудени на мястото на връзката на лазера с влакното или след лоша спойка.

--- Материалната дисперсия е важна и при двата типа влакна.

--- Вълноводната дисперсия е важна както при едномодовите, така и при многомодовите влакна, но доминира в едномодовите влакна, защото при тях няма модова дисперсия.

Както материалната, така и вълноводната дисперсия са ефекти, зависещи от дължината на вълната. Ако имаме нулева спектрална ширина, с тези видове дисперсия не би съществувал проблем. Вълноводната дисперсия може да се манипулира така, че да действа в противоположна посока (да е с противоположен знак) на материалната дисперсия. Едномодовите влакна (за приложения на големи разстояния), произвеждани в края на 80-те години на миналия век, са били така “настройвани”, че двете форми на дисперсията да се компенсират взаимно на дължина на вълната 1310 nm. По тази причина по това време ивицата около 1300 nm е била широко ползвана в линии за комуникации на дълги разстояния. Но затихването на сигнала в ивицата около 1300 nm е почти 2 пъти по-високо от затихването в ивицата около 1500 nm. Дори по-лошо, ербиевите влакнести усилватели (EDFAs; Erbium Doped Fibre Amplifiers) работят в ивицата около 1500 nm, така че ако искаме да ползваме усилватели, трябва да ползваме областта около 1500 nm.

Можем да направим с влакното много неща, за да намалим вълноводната дисперсия (например да променим показателите на пречупване на сърцевината и на обвивката, да

променим геометрията на влакното) и понастоящем е възможно, на дължина на вълната 1500 nm, двете форми на дисперсията да се балансират. Това влакно се нарича “дисперсионно-отместено влакно” (“Dispersion Shifted Fibre”). Друг път за намаляване на дисперсията (материалната и вълноводната) е да се ползва лазер с тясна спектрална ширина. Тези техники доведоха до това, че почти всички едномодови системи за пренасяне на информация на големи разстояния се инсталират на 1500 nm.

**Важен факт, който трябва да се помни, е, че модулацията разширява спектъра на сигнала (увеличава ширината на спектъра на немодулираното лъчение).**

---

### **Пример: Пресмятане на дисперсията**

Вълноводната дисперсия обикновено (в инженерния си аспект) се цитира с единици ps на nm за km (пикосекунди на нанометър за километър), на определена дължина на вълната. На дължина на вълната 1500 nm типичната стойност на дисперсията е 17 ps/nm/km. С други думи, импулс (независимо то продължителността му) ще се диспергира със 17 пикосекунди на нанометър спектрална ширина за всеки километър разстояние, което е изминало по дължината на влакното. Така в типично едномодово влакно, ползвайки лазер със спектрална ширина от 6 nm, на разстояние от 10 km имаме;

$$\text{Dispersion} = 17\text{ps/nm/km} \times 6\text{nm} \times 10\text{km} = 1020\text{ps}$$

При скорост на предаване на информацията 1 Gbps импулсът е дълъг 1 ns. Ако се опитаме да изпратим данни по такава линия със скорост от 1 Gbps, ще имаме 102% дисперсия – т.е. системата няма да работи. **(20% е добра ориентировъчна стойност да допустимата горна граница.)** Същата система вероятно ще работи съвсем добре при скорост на пренасяне на данните от 155 Mbps (при продължителности на импулсите от 6.5 ns).

Тесноивичен лазер би могъл да генерира спектрална линия с ширина само от 300 MHz. Модулирайки го с 1 Gbps ще добавим спектрална ширина от 2 GHz. При сумарна спектрална ширина от 2 300 MHz, към спектралната ширина на лъчение с дължина на вълната 1500 nm ще се добавят само 0.02 nm. Сега вече

$$\text{Dispersion} = 17\text{ps/nm/km} \times .02\text{nm} \times 10\text{km} = 3.4\text{ps}$$

В този пример дисперсията тъкмо спира да представлява проблем.

---

### **Контролиране на спектралната ширина**

Може би най-очевидното нещо, което можем да направим за дисперсията, е да контролираме спектралната ширина на сигнала! Хроматичната дисперсия е линейна функция на спектралната ширина. Ако удвоите спектралната ширина, удвоявате и дисперсията. Както дискутирахме, има огромно разлики в спектралните ширини на наличните полупроводникови лазери, от повече от 5 nm за типичен лазер с резонатор от тип интерферометър на Фабри-Перо, до 0.01 nm за лазер с разпределени Брягови отражатели и с външен резонатор.

Важен фактор е, че модулацията увеличава ширината на спектъра на сигнала! Наистина, модулацията разширява спектъра на сигнала с удвоената стойност на най-високата честота, която присъства в модулиращия сигнал. Модулация с правоъгълна вълна (правоъгълни импулси) предполага наличието на значими високи хармонични, до 5 пъти по-високи от основната честота на правоъгълната вълна! (Наистина, идеалната правоъгълна вълна съдържа безкраен брой високи хармонични компоненти.)

Ако модулираме, например, на честота на следване 1 Gbps, основната честота е 500 MHz. В спектъра ще присъства значима хармонична на 2.5 GHz и, следователно, разширяването на сигнала ще бъде 5 GHz или около 0.04 nm. Ако искаме да модулираме на 10 GHz, разширяването на сигнала вероятно ще е 0.4 nm. Лесно се вижда, че тези стойности не са високи, ако се работи с лазер с 5 nm спектрална ширина на лъчението, но са критично важни, ако спектралната ширина на лазера е 0.01 nm! Това може да се постигне чрез филтриране на модулиращата сигнала правоъгълна вълна, така че да се премахнат високите хармонични компоненти. Но такова филтриране понижава качеството на сигнала, попадащ върху приемника. В практически прилаганите системи ние не се безпокоим за 5-тата хармонична и, обикновено, се ограничаваме само до 3-тата. И така, ако филтрираме сигнал на 1 Gbps до около 1.5 GHz (при излъчвателя), обикновено можем да построим приемник, който да е подходящ.

Можем, разбира се, да намалим честотните компоненти на модулиращия сигнал, ползвайки по-сложно кодиране на сигнала, отколкото простото кодиране “включено-изключено” (OOK). Системите с мултиплексиране и разделяне по дължини на вълните (WDM) също могат да помогнат, понеже сигнал със скорост 2.5 Gbps има четири пъти по-малък проблем с дисперсията, отколкото сигнал със скорост от 10 Gbps, въпреки че по една и съща линия и двата биха имали една и съща дисперсия. Така, ако изпратите четири потока данни със скорост от 2.5 Gbps, вместо 1 поток, но със скорост 10 Gbps, можете да осъществите предаване на разстояние, 4 пъти по-голямо (по дадена линия), преди дисперсията да стане проблем.

## **Дисперсионно-отместено влакно (Dispersion Shifted Fibre)**

Както беше обсъдено, дисперсионно-отместеното влакно е конструирано с точка на нулева дисперсия около 1550 nm. Да работи в ивицата на 1550 nm би било идеално. Но не винаги е възможно, а и не винаги е желателно.

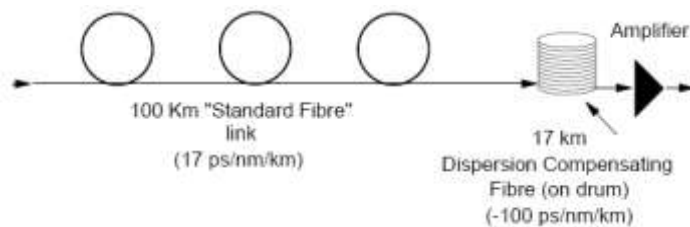
1. В много случаи не можем да имаме дисперсионно-отместено влакно, понеже влакното, което трябва да ползваме, вече е инсталирано.

2. Ако ползваме (или планираме да ползваме) WDM-технология, проблемите с четиривълновото смесване ефикасно забраняват ползването на дисперсионно-отместени влакна.

3. Ако имаме много дълга линия с много каскадни усилватели, имаме друг проблем. Усилвателите генерират известно количество усилена спонтанна емисия (amplified spontaneous emission; ASE), която представлява шум на дължини на вълните, близки до сигнала. Тази усилена спонтанна емисия може да се филтрира при приемника, но я има по линията. В рамките на 2 nm от сигнала, всяка усилена спонтанна емисия ще предизвика четиривълново смесване (4-wave mixing; FWM) със сигнала и ще създава значителен шум! Разбира се, на подходящ етап, бихме могли да филтрираме всеки усилвател, но това би означавало дълга серия от каскадни филтри, които биха стеснявали спектъра на самия сигнал.

С изключение на случая на ограничен брой усилватели, дисперсионно-отместените влакна не са добро решение на проблема с дисперсията.

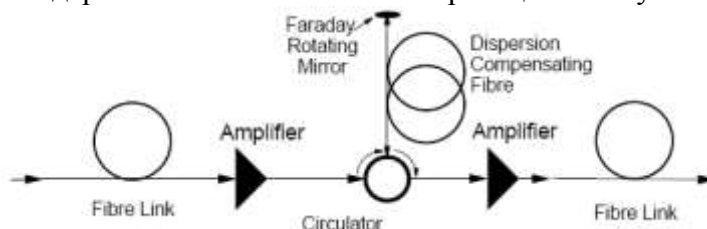
## **Дисперсионно-компенсиращо влакно (Dispersion Compensating Fibre)**



Компенсиране на дисперсията на стандартна съществуваща влакнеста линия.

Както бе обсъдено по-рано, можем да контролираме формата на сечението на сърцевината на влакното и да предизвикаме желана стойност на дисперсията. За да балансираме инсталирана влакнеста линия с дисперсия на 1550 nm от 17 ps/nm/km (стандартно влакно), можем да съединим с него (по-късо) компенсиращо влакно. Компенсиращото влакно типично е с дисперсия от -100 ps/nm/km в прозореца около 1550 nm. Понеже тази дисперсия действа в противоположна посока на дисперсията на стандартното влакно, тя «снима» дисперсията от сигнала.

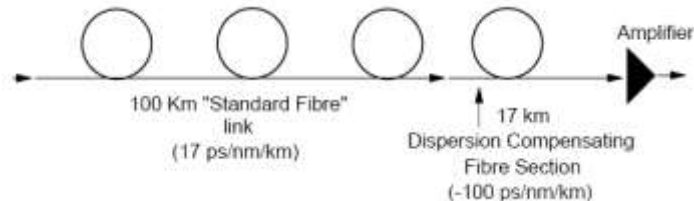
Можете да компенсирате стандартно влакно с дължина от 100 km, оперирайки по линията на дължина на вълната 1550 nm, като го свържете с дисперсионно-отместено влакно с дължина 17 km. Но това влакно не се инсталира наново. Добавената дължина на влакното «седи» на единия край на линията, навито на барабан. Това увеличава затихването на сигнала и може да е необходимо допълнително усилване, за да се компенсира наличието на компенсиращо влакно! Дисперсионно-компенсиращото влакно (dispersion compensating fibre; DCF) има типично затихване от 0.5 dB/km. Допълнително, тясната сърцевина на компенсиращото влакно го прави по-податливо на нелинейни ефекти, отколкото стандартното влакно. То е и поляризационно-чувствително.



Компенсиране на дисперсията с помощта на средно дълго дисперсионно-компенсиращо влакно (DCF). Фарадеевото огледало се ползва, за да завърти поляризацията на отразения сигнал. Следователно всяка поляризационна модова дисперсия (PMD), въведена в компенсиращото влакно на единия проход, се «нулира» при преминаването на сигнала в обратна посока.

Горната фигура показва конфигурация на линия с «концентрирано» компенсиране на дисперсията в средата на линията. В този случай имаме нужда само от половината от дължината на дисперсионно-компенсиращото влакно (DCF), която иначе бихме ползвали, понеже светлината преминава през него два пъти). Това влакно компенсира дисперсията по дължината на цялата линия. Конфигурацията има предимството, че може да се ползва Фарадеево въртящо поляризацията огледало, за да се завърти поляризацията на сигнала. Така въведената от компенсиращото влакно нежелана поляризационна зависимост се «нулира», защото светлината трябва да мине по същото компенсиращо влакно в обратна посока, но със завъртяна поляризация. Допълнително, нежеланите поляризационни зависимости в самата дълга линия могат да бъдат донякъде компенсирани (ако са приблизително равни в двете половини на линията). Наистина, този, последният факт, е причината дисперсионно-компенсиращото влакно да седи в средата на линията. Основният проблем с тази конфигурация е, че е необходим достъп до линията в нейната средна част. В една инсталирана линия това може и да не е толкова просто.

## Балансиране на дисперсията по линията (Balancing Dispersion on a Link)



Дисперсионна компенсация на нова линия с дисперсионно-компенсиращо влакно (DCF).

Разбира се, ако планираме да работим в ивицата около 1550 nm, бихме могли да инсталираме дисперсионно-отместено влакно (Dispersion Shifted Fibre; DSF). То има нула на дисперсията на дължина на вълната 1550 nm. Но, както бе вече споменато, системите с мултиплексиране и разделяне по дължини на вълните (WDM systems) имат сериозен проблем, ако дисперсията наистина е нула! Проблемът се нарича четири-вълново смесване (four-wave mixing). Оказва се, че за действието на една WDM-система наистина се иска известна дисперсия, която да понижи четири-вълновото смесване. Можем да ползваме влакно с дисперсия от 4 ps/nm/km, за да смекчим ефекта на четири-вълновото смесване, но в много дълги линии с усилватели (както в много подводни кабели) дори и минимално ниво на дисперсията е ограничение.

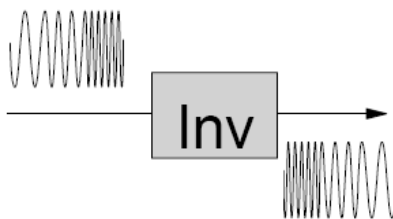
В този случай проектантите на системата понякога ползват балансирана структура, в която се съединяват секции от дисперсивни влакна с различни дисперсионни характеристики, и така се формира цялата дължина на линията. Идеята тук е, че няма секция от влакното с нулева дисперсия, но различните секции имат дисперсия с противоположни знаци, така че общата дисперсия в края на линията е нула. Пример е показан на по-горната фигура.

В една нова линия проектантите предпочитат да не ползват такива силно диспергиращи влакна, а за преобладаващия брой линии ползват влакна с дисперсия от -2 ps/nm/km. За да компенсират това, на определени интервали те поставят секции от стандартни влакна (с дисперсия 17 ps/nm/km). Понастоящем има в действие голям брой много дълги подводни линии, които ползват такава схема за управление на дисперсията. Подводна линия с четири WDM-канала, всеки работещ при скорост от 2.4 Gbps и на разстояние 4000 km е докладвана (към 1998г.) като работеща система.

В една WDM-система е доста трудно по такъв начин да се балансират дисперсионните свойства на влакната. Така е, понеже областта на спектъра, в която са разпределени WDM сигналите, може да е от порядъка на 30 до 40 nm. Да се съгласуват дисперсионните характеристики в такъв спектрален интервал може да е много трудно. Това може да доведе до това един канал от WDM-спектъра да е в (сумарна, в края на линията) нулева дисперсия, а други канали да имат значителна (крайна стойност) на дисперсията!

## Инвертиране на спектъра в центъра на линията (Mid-Span Spectral Inversion)

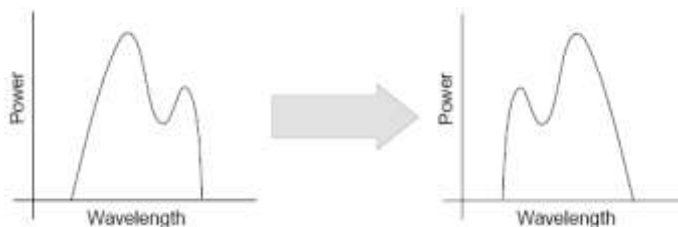




Спектрален инвертор – Схема.

Идеята тук е в средата на линията да се ползва устройство, което да инвертира спектъра. Този процес разменя късите дължини на вълните да отидат на мястото на дългите, а дългите дължини на вълните да отидат на мястото на късите. Ако инвертирате спектъра в средата на линията (ползвайки стандартни влакна) втората половина на линията действа в противоположна посока (реално – в същата посока, но входната вълна е точно и предварително инвертирана). Когато импулсът пристигне до детектора, той е точно възпроизведен, бидейки компенсирани от втората половина на влакното.

Обръщането на спектъра в центъра на линията е трудно да се направи във всяка ситуация, защото трябва да се сложи активно устройство в средата на влакнестата линия. Това може, а може и да не е практично (може да не сте в състояние да си осигурите достъп до средата на влакнестата линия). Но по този начин се постига както много добро “нулиране” на ефекта дисперсията, така и “нулиране” на ефекта на стимулираното Раманово разсейване във WDM-линиите.



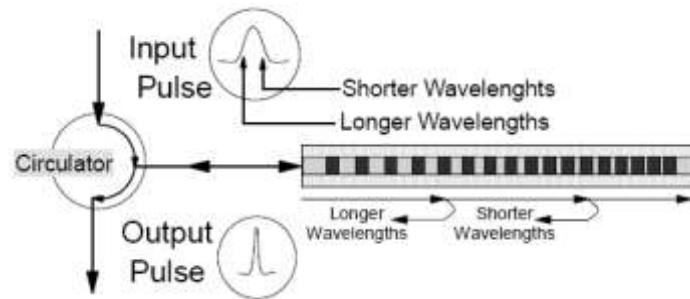
Инвертиране на спектъра в областта на дължините на вълните (честотната област).

Горната фигура показва диспергиран импулс преди да влезе в среда, в която се осъществява обръщане на фазовия фронт (phase conjugation process), и след това – на изхода на средата, след края на процеса. Спектърът от дължини на вълните е напълно инвертиран.

Това спектрално инвертиране се получава в процес, наричан “оптично обръщане на вълновия фронт” (“optical phase conjugation”). Устройствата, които променят дължините на вълните, ползвайки четири-вълново смесване или генериране на разностна честота (Four-Wave Mixing или Difference Frequency Generation) инвертират спектъра като страничен ефект от функцията им да преобразуват дължините на вълните (честотите). Те могат да бъдат ползвани като спектрални инвертори, ако можем да се примирим с отместването на дължините на вълните, което внасят.

Въпреки, че има устройства, които могат да извършват обръщане на вълновия фронт (функция “спектрално инвертиране”) **това, което тук често се ползва, е просто селектиране на дисперсионно-компенсиращо влакно, навито на барабан.** Типично се ползват по няколко километра.

## Брягови влакнести решетки с чирп (Chirped Fibre Bragg Gratings)



Компенсирание на дисперсията с влакнестата Брягова решетка.

Влакнестите Брягови решетки (Fibre Bragg Gratings; FBGs) може би са най-обещаващата технология за компенсиране на дисперсията. Ползва се влакнестата Брягова решетка с чирп (“chirped” FBG), в която разстоянието между линиите на решетката се променя непрекъснато на малко разстояние. По-късите дължини на вълните, навлизащи в решетката, преминават през нея почти до края ѝ, преди да се отразят. По-големите дължини на вълните се отразяват още близо до началото на решетката. Така късите дължини на вълните закъсняват по отношение на дългите. Тъй като импулсът е бил диспергиран така, че късовълновите компоненти да пристигат преди дълговълновите, решетката може да възстанови началната форма на импулса. Тя “нулира” ефекта на дисперсията. Конфигурацията изисква оптичен циркулатор, който да насочи светлината навътре и навън от решетката, както е показано на горната фигура.

Влакнестите Брягови решетки с чирп трябва да са доста дълги (за просто едноканално приложение – често до 20 cm). Във WDM-системите напълно непрекъснат чирп би изисквал наистина много дълга решетка. За да се компенсират 100 km от стандартно влакно (17 ps/nm/km), решетката с чирп трябва да е дълга 17 cm за всеки нанометър от спектралната ширина на сигнала! Тогава при WDM-система с разпределение на каналите в област от (да кажем) 20 nm, влакнестата Брягова решетка (FBG) с чирп би трябвало да е дълга  $(20 \times 17) = 340$  cm! Дълги FBGs се конструират много трудно! Технологичната граница около 1998г. е около 1 метър дължина, но изследователите очакват в близко бъдеще да са в състояние да конструират решетки с произволна желана дължина.

Открито е, че “семплирана” (състояща се от отделни отрязъци) влакнестата Брягова решетка е почти толкова ефективна, колкото и непрекъснатата Брягова решетка, но е много по-лесно да се конструира. В едноканални приложения решетката се строи като се свързват последователно серия от решетки за фиксирани дължини на вълните, а не като се прави непрекъснатата, променяща се (по период) решетка. Това означава, че не е необходимо да спазваме непрекъснатостта на фазата между различните секции от решетката. Можете да запишете решетката с последователност от отделни операции и това означава, че тя може да е толкова дълга, колкото е необходимо. В една WDM-система можете да ползвате няколко отделни секции на решетки с чирп – по една секция за всеки отделен WDM-канал.

Основният проблем с влакнестите Брягови решетки с чирп е в това, че те имат осцилираща характеристика на внасяната от тях дисперсия на груповата скорост (Group Velocity Dispersion; GVD) (Целта на Бряговата решетка с чирп е да създаде GVD, обратна на тази, внасяна от влакнестата линия.) Тези осцилации могат да са източник на шум в предаването на системата. Колкото по-дълга е решетката, толкова по-сериозен е

проблемът с осцилациите и съпътстващият проблем с шума. Допълнително, влакнестите Брягови решетки играят ролята на филтри. Когато обработвате сигнал през много етапи на филтриране, получавате, като резултат, много тесен сигнал, което може да е изкривило самия сигнал и да е добавило шум.