

#### 4. Amplificatore ottico

Il principio di funzionamento del laser è alla base dell'amplificatore ottico. Nelle telecomunicazioni l'amplificatore ottico più utilizzato è quello ad erbio. Questo tipo di amplificatore presenta il vantaggio di garantire le migliori prestazioni con segnale di lunghezza d'onda prossime a 1.55  $\mu\text{m}$ , e quindi è l'amplificatore ideale per sistemi ottici dell'ultima generazione.

Il principio di funzionamento di un amplificatore ottico è stato già presentato nel capitolo 2: in pratica l'amplificatore ottico altro non è che un laser in cui si tolgono o si riduce la riflettività delle faccette riflettenti laterali.

L'amplificatore ha comunque un'altra grande differenza rispetto al laser ed è la banda, infatti mentre il laser è un dispositivo che funziona preferibilmente con una banda molto stretta, l'amplificatore deve lavorare a banda larga in quanto deve amplificare segnali con una banda molto estesa, anzi l'amplificatore ideale è quello che riesce ad amplificare con banda piatta su tutta la finestra di trasmissione della fibra.

Per questo è necessario avere un materiale che, anziché avere due livelli energetici (su cui avviene l'emissione stimolata) ha due bande su cui possono avvenire tutte le transizioni per amplificare un segnale a banda larga.

#### 4.1 Considerazioni generali

Da un punto di vista di modello funzionale un amplificatore è un sistema con un ingresso  $X(t)$  ed un'uscita  $Y(t)$ , legati dalla relazione  $Y(t)=GX(t)$ , dove  $G$ , che indica il guadagno, che in generale dipende dalle caratteristiche del segnale di ingresso; esso solitamente introduce distorsioni sia lineari che nonlineare oltre al rumore. La sorgente di rumore dominante è derivata dall'emissione spontanea amplificata (Amplified Spontaneous Emission, ASE), che si sovrappone al rumore del segnale degradando il rapporto segnale rumore (SNR) dopo l'amplificazione. Per valutare questa degradazione si definisce **la figura di rumore** dell'amplificatore come  $F_n=(\text{SNR})_{\text{in}}/(\text{SNR})_{\text{out}}$ .

I parametri che caratterizzano le prestazioni di un amplificatore ottico sono:

- il guadagno;
  - il rumore;
  - la banda associata al processo di guadagno;
  - la potenza di saturazione;
  - la sensibilità del guadagno alle variazioni della polarizzazione del segnale incidente.
- 
- Il **guadagno** misura il rapporto tra la potenza in uscita e la potenza in ingresso di un segnale.
  - Il **rumore** viene in genere misurato dalla figura di rumore o dalla sua potenza.
  - La **banda di guadagno** definisce la gamma di frequenze dei segnali d'ingresso alle quali l'amplificatore è efficace. Essa limita il numero di lunghezze d'onda utilizzabili.
  - La **potenza di saturazione** è il valore massimo della potenza in uscita, oltre il quale essa non aumenta più pur aumentando la potenza in ingresso; in questo caso i portatori nell'amplificatore non sono più in grado di generare in uscita ulteriore energia luminosa. La potenza di saturazione è definita tipicamente come la potenza in uscita in corrispondenza della quale si verifica una riduzione di 3 dB nel rapporto (potenza in uscita)/(potenza in ingresso).
  - La **sensibilità alla polarizzazione** si riferisce alla dipendenza del guadagno dalla polarizzazione del segnale. La sensibilità è misurata in dB e si riferisce alla differenza di guadagno tra le polarizzazioni TE e TM.

#### 4.1.1 Descrizione analitica degli amplificatori ottici

Sotto alcune condizioni, che dipendono dal particolare amplificatore, la relazione che caratterizza un amplificatore può essere semplicemente descritta come

$$P_{out} = GP_{in} + P_n \quad (4.1)$$

Dove  $P_{in}$  è la potenza di ingresso,  $P_{out}$  è quella di uscita,  $P_n$  è la potenza di rumore e  $G$  è il guadagno che è in genere una funzione della stessa  $P_{in}$  e della frequenza.

La potenza di rumore ASE è pari a

$$P_n = n_{sp} h \nu (G-1) B \quad (4.2)$$

dove  $n_{sp} = n_2 / (n_2 - n_1)$  e  $B$  la banda dell'amplificatore ottico. In condizioni ideali  $n_1 = 0$  e  $n_{sp} = 1$ , che comporta una figure minima di rumore  $F = 2$  (3 dB).

In molti amplificatori, trascurando il contributo ASE, l'equazione che descrive l'evoluzione della potenza di un segnale CW lungo  $z$  è data da

$$\frac{dP}{dz} = gP \quad (4.3)$$

Dove  $g$  è il guadagno che in molti casi può essere espresso con una forma Lorentziana

$$g = \frac{g_0}{1 + (\omega - \omega_0)^2 T_2^2 + P/P_s} \quad (4.4)$$

Dove  $P_s$  rappresenta la potenza di saturazione e  $g_0$  è il guadagno per piccoli segnali. In questo caso la Banda dell'amplificatore è data da  $B = 1 / (\pi T_2)$ .

Nell'ipotesi di  $\omega = \omega_0$  il guadagno è descritto dalla relazione, dove  $P_{out} = GP_{in}$

$$G = G_0 \exp\left(-\frac{G-1}{G} \frac{P_{out}}{P_s}\right) \quad (4.5)$$

## 4.2 Amplificatori in fibra drogata

Nel campo delle telecomunicazioni l'amplificatore principe è l'amplificatore ad erbio (Erbium Doped Fibre Amplifier, EDFA) che opera nella regione di 1.5  $\mu\text{m}$ , con una banda di circa 20 THz. Ha un comportamento quasi ideale, con una potenza di saturazione molto elevata (15-17 dBm) e una quantità di rumore ASE bassa. Gli amplificatori drogati in fibra possono operare nello spettro 0.5-3.5  $\mu\text{m}$ , a seconda dell'elemento drogante la fibra. Come già detto quelli ad *erbio* (EDFA) operano nella terza finestra (1.55  $\mu\text{m}$ ), mentre lavorano in seconda finestra (1.3  $\mu\text{m}$ ) quelli in *praseodimio*. Questi ultimi sono poco utilizzati a causa del loro elevato costo e della scarsa compatibilità con le fibre commerciali.

L'Erbio viene aggiunto in fase di costruzione della fibra sotto forma di un sale ( $\text{ErCl}_3$ ) che, reagendo con la silice ( $\text{SiO}_2$ ), si dissocia in  $\text{Er}^{3+}$  e  $3\text{Cl}^-$ . Gli ioni  $\text{Er}^{3+}$  rimangono intrappolati nella struttura reticolare che si forma nella fase di raffreddamento. Questo drogaggio introduce nuovi multipletti nei livelli di energia, ed in particolare quelli indicati nella figura seguente, dove sono indicate anche le lunghezze d'onda associate alle transizioni.

La radiazione emessa dal LASER di pompa a 980nm, promuove gli elettroni dello ione Erbio dal livello  $4I_{15/2}$  a quello  $4I_{11/2}$ ; gli elettroni rimangono in tale livello per brevissimo tempo decadendo "rapidamente" al livello  $4I_{13/2}$  con restituzione di parte dell'energia sotto forma di calore (quindi non in forma radiativa). La permanenza in questo stato è molto più lunga e quindi la sua popolazione è mediamente molto elevata, ed è perciò probabile che essa risulti sufficiente a realizzare l'inversione di popolazione cui si è interessati. Infatti si vuole che avvenga il passaggio allo stato fondamentale  $4I_{15/2}$  in forma radiativa e con emissione stimolata, sotto l'azione del segnale utile a 1.5  $\mu\text{m}$ .

Nell' EDFA l' ASE (Amplified Spontaneous Emission) è dovuta alle transizioni spontanee tra il livello  $4I_{13/2}$  e  $4I_{15/2}$  e si comporta come rumore ottico.

Naturalmente l' ASE limita il numero di EDFA che possono essere collocati in cascata in un collegamento dal momento che l'ASE generato all'interno di un EDFA viene amplificato da parte dei successivi, accumulandosi.

### Livelli energetici dell'erbio

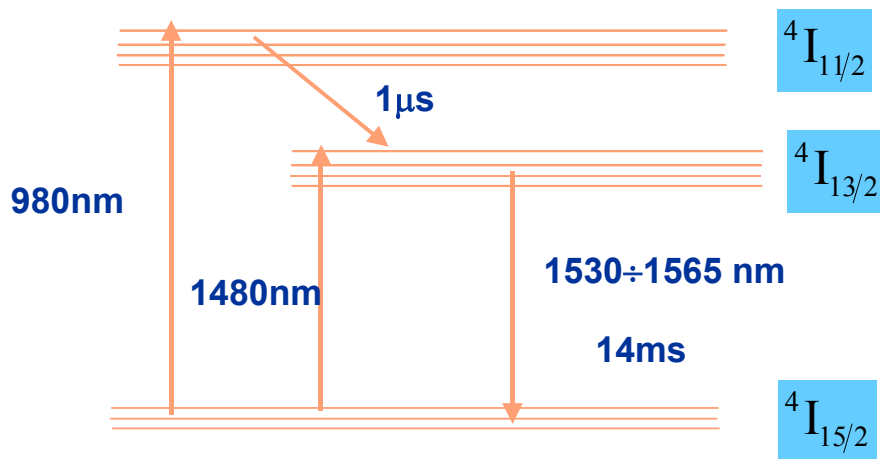


Fig.4.1: livelli dell'erbio

Il pompaggio del materiale avviene attraverso un altro laser: tipicamente viene usato un laser a semiconduttore con una lunghezza d'onda di 980 nm (basso rumore, banda più stretta) o a 1480 nm (rumore lievemente più alto ma banda più ampia). Il raggio laser di pompaggio può avere la stessa direzione del raggio da amplificare (pompaggio copropagante), oppure la direzione opposta (pompaggio contropropagante), oppure entrambe le direzioni contemporaneamente. Le prestazioni migliori si hanno in presenza di entrambi i pompaggi perché si ottiene una distribuzione più uniforme di  $N_2$  lungo  $z$ .

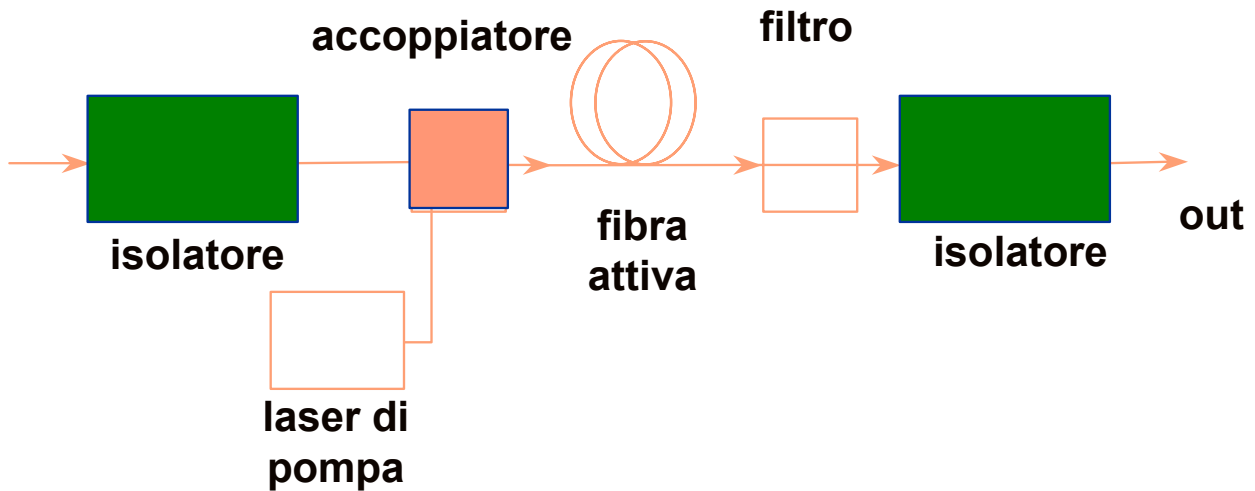


Fig. 4.2: schema di un amplificatore ad erbio con pompaggio copropagante.

Le caratteristiche di guadagno di un EDFA dipendono da vari parametri tra cui la presenza di altri droganti, oltre l'erbio, quali ossido di germano ed allumina, inseriti nel core della fibra per aumentare l'indice di rifrazione e per allargare lo spettro del guadagno. Inoltre il guadagno è dipendente dalla potenza di pompa; infatti a seconda dello schema di pompaggio utilizzato si hanno delle variazioni dello spettro di guadagno. Si fa notare che è possibile, mantenendo lo stesso livello di guadagno, ridurre la potenza di pompa utilizzando fibre con fluorofosfati.

Esiste inoltre un legame tra la lunghezza della fibra drogata ed il guadagno a causa delle variazioni della potenza di pompa lungo l'amplificatore. La conseguenza è che il guadagno decresce dopo una lunghezza ottimale, per una data potenza di pompaggio, poiché resta una zona della fibra drogata nella quale c'è assorbimento del segnale.

Il comportamento analitico per un amplificatore ad erbio, operante in un regime di flusso continuo di dati (es. SDH o SONET) può essere ben descritto dalle equazioni 4.1 e 4.2.

Come più volte detto gli amplificatori ad erbio lavorano nella banda tra 1530 e 1560 nm. Nella figura vengono riportate le curve di assorbimento e di guadagno di un tipico amplificatore. Tuttavia per diverse esigenze, e prima tra tutte quella di utilizzare le fibre DS per sistemi WDM (che nella banda tra 1530 e 1560 hanno la massima efficienza per il FWM), si sono ricercati altri amplificatori in fibra capaci amplificare in bande prima dei 1530 o dopo i 1560 nm. Questo è stato possibile utilizzando una particolare configurazione dell'erbio che permette di amplificare il segnale tra 1570 e 1590 nm (banda L). Infatti l'erbio presenta un picco di guadagno anche nella banda L. Sono oggi disponibili amplificatori drogati in Tullio che permettono l'amplificazione nella banda S tra 1480 e 1520 nm.

Nella figura è riportata una tipica rappresentazione per l'utilizzo della banda degli amplificatori in fibra.

### *Nuovi amplificatori in fibra drogata*

L'EDFA è un dispositivo praticamente ideale ma la rapida evoluzione di sistemi DWDM ad elevata densità di canali già pone il progettista nella condizione di dover affrontare aspetti critici intrinseci dell'EDFA come la larghezza limitata della banda di guadagno e la sua non uniformità spettrale. La regione di guadagno, benché si estenda per ~30 nm (3750 GHz) attorno a 1550 nm, è di fatto molto inferiore alla banda che sarebbe disponibile (~150 nm nella sola terza finestra di trasmissione). Lo sfruttamento completo della banda disponibile è stato ottenuto solo di recente grazie allo sviluppo di opportuni filtri equalizzatori [1] o con l'impiego di fibre attive fluorozirconate (EDFFA, Erbium Doped Fluoride Fibre Amplifier) [2]. In termini di numero di portanti allocabili, un EDFA di tipo evoluto (doppio stadio, alta potenza d'uscita, guadagno equalizzato) è in grado di amplificare simultaneamente circa 40 canali DWDM, con la spaziatura di 100 GHz.

Ulteriori incrementi di capacità potrebbero ottenersi riducendo la spaziatura dei canali, espediente che però introduce altri fattori di criticità: necessità di

maggior stabilità in frequenza delle sorgenti, maggior selettività dei filtri e dei dispositivi ottici di multiplazione, maggior vulnerabilità del sistema agli effetti di distorsione (in particolare quelli non lineari). Un punto di vista alternativo consiste nel tentare di estendere l'attuale regione spettrale di operazione (banda convenzionale o banda C) degli amplificatori ottici, possibilità oggetto di studio intensivo da parte di vari laboratori nel mondo [3, 4]. Varie strade sono state percorse: è stata dimostrata la fattibilità di EDFA di elevate prestazioni operanti nella regione spettrale attorno a 1580 nm (banda L); sono state esplorate nuove matrici vetrose, tra cui quelle in vetro drogato con tellurio [5] in grado di fornire bande di amplificazione più ampie; sono stati realizzati prototipi di amplificatori, basati su droganti diversi, in grado di amplificare in regioni spettrali adiacenti a quella consueta dell'erbio. La Figura 3 riporta quella che potrebbe essere l'evoluzione futura degli amplificatori e la conseguente allocazione dei canali.

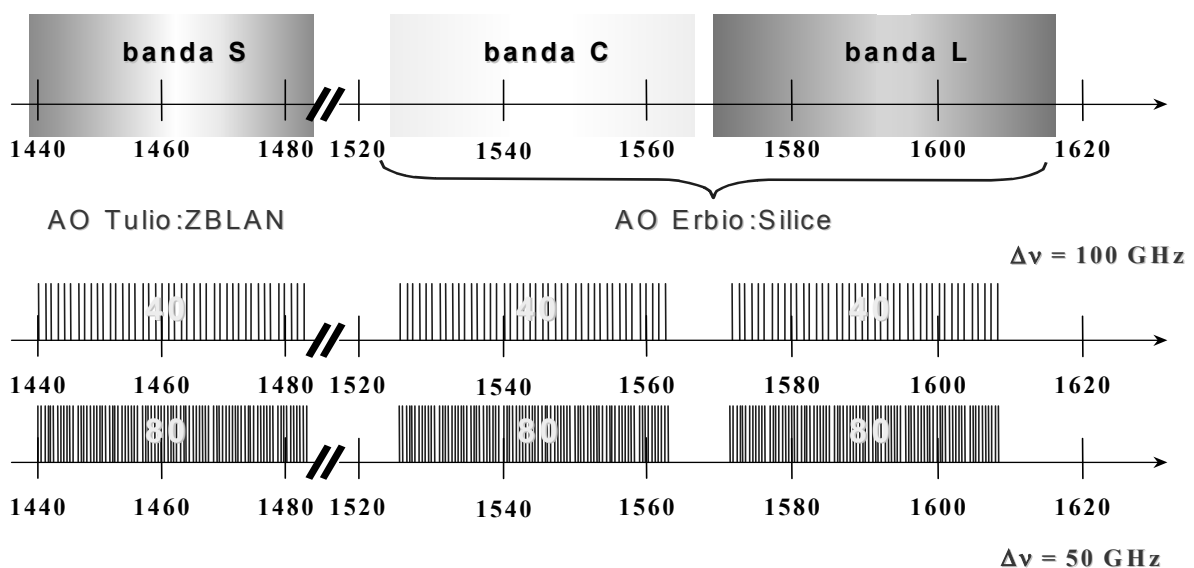


Figura 4.3. Allocazione delle bande degli amplificatori ad erbio in matrice di quarzo e a tulio in matrice vetrosa ZBLAN (in alto). Possibile allocazione e numero dei canali con spaziatura 100 GHz (in mezzo) e 50 GHz (in basso).

### *Comportamento analitico dell'amplificatore ad erbio*



Il comportamento del guadagno in un EDFA in funzione della lunghezza  $L$  della fibra drogata e della potenza iniziale di pompa  $P_p(0)$  è descritto dalla seguente relazione [14]:

$$\ln\left\{\frac{P_p(0)}{P_{th}} - \frac{1}{2}\alpha_p L - \frac{1}{2}\frac{\alpha_p}{\alpha_s}\frac{\ln 10}{10}G\right\} + \frac{1}{2}\alpha_p L - \frac{1}{2}\frac{\alpha_p}{\alpha_s}\frac{\ln 10}{10}G = \ln\left(\frac{P_p(0)}{P_{th}}\right) \quad (4.6)$$

dove  $\alpha_s$  ed  $\alpha_p$  sono i coefficienti di assorbimento del segnale e della pompa.

Nel caso l'amplificatore lavorasse in condizioni di saturazione, la potenza del segnale di uscita non avrebbe più un andamento lineare al variare della potenza del segnale di ingresso. In questa condizione l'espressione che descrive il comportamento dell'amplificatore è la seguente [14]:

$$\ln\left\{\frac{\gamma P_s(L)}{\varepsilon P_{th}}\right\} - \ln\left\{\frac{\gamma P_s(0)}{\varepsilon P_{th}}\right\} + \left\{\frac{\gamma P_s(L)}{\varepsilon P_{th}} - \frac{\gamma P_s(0)}{\varepsilon P_{th}}\right\} = \frac{\alpha_s}{\alpha_p}\left[\frac{P_p(0)}{P_{th}} - 1 - \ln\left(\frac{P_p(0)}{P_{th}}\right)\right] \quad (4.7)$$

dove  $\gamma = \sigma_s \nu_p / \sigma_p \nu_s$ ,  $\sigma_s$  ed  $\sigma_p$  sono le peak pump absorption cross section e il signal fluorescence cross section rispettivamente. Il termine  $\varepsilon = A_{32} / (A_{31} + A_{32})$  è detto branching ratio,  $A_{ij}$  è il grado di emissione spontanea dal livello  $i$  a quello  $j$ .

### *Il Polarization Hole Burning (PHB)*

Un altro fenomeno tipico dei collegamenti ripetuti su lunga distanza che utilizzano amplificatori ottici in fibra operanti in saturazione è il Polarization Hole Burning (PHB), derivante dal maggior accumulo del rumore ASE nella direzione ortogonale al segnale.

In funzione della compressione di guadagno, la differenza di guadagno sui due stati di polarizzazione può arrivare fino a 0,5 dB per un singolo amplificatore, causando forti penalità sul sistema anche se nel caso di trasmissione DWDM il fenomeno è ridotto dalla casualità di allineamento tra gli stati di polarizzazione dei canali.

Per ridurre la penalità per PHB nei sistemi di lunghezza superiore ai 3000 km, lo stato di polarizzazione di ogni lunghezza d'onda viene fatto variare ad una frequenza superiore al tempo di consistenza del fenomeno, in modo da presentare ad ogni amplificatore in linea un segnale praticamente depolarizzato; tale tecnica è detta "polarization scrambling".

### 4.3 Amplificatori a semiconduttore

Gli amplificatori a semiconduttore (Semiconductor Optical Amplifier, SOA) sono, in pratica, laser che operano sotto soglia.

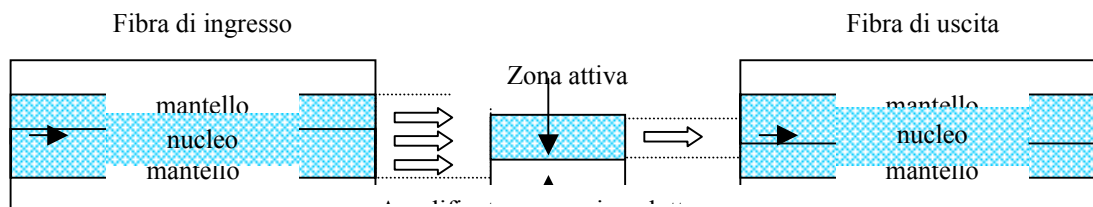


Fig 4.4 –Schema di un amplificatore ottico SOA

Questi dispositivi operano attraverso il processo di emissione stimolata in base al quale i fotoni del segnale incidente sul materiale attivo dell'amplificatore determinano la generazione di ulteriori fotoni che hanno la stessa frequenza, la stessa fase e la stessa polarizzazione di quelli incidenti. Un'emissione stimolata tale da produrre amplificazione, richiede il raggiungimento dell'inversione della popolazione nel materiale attivo, e nell'amplificatore a semiconduttore è ottenuta attraverso l'iniezione di corrente di polarizzazione.

I due tipi fondamentali di amplificatore a semiconduttore sono l'amplificatore Fabry-Perot e l'amplificatore a onda viaggiante (TWA: Travelling Wave Amplifier).

La differenza principale tra i due consiste nella riflettività degli specchi agli estremi.

Le maggiori riflessioni nell'amplificatore Fabry-Perot causano risonanze, dando luogo a bande passanti strette (dell'ordine dei 5 GHz). Questo fenomeno è piuttosto dannoso per i sistemi WDM: esso non si verifica negli amplificatori TWA, poiché, riducendo la riflettività, l'amplificazione viene ottenuta in un singolo passaggio eliminando quindi fenomeni di risonanza. Ciò si ottiene rivestendo le faccette con strati antiriflettenti.

Dette  $R_1$  e  $R_2$  la riflettività delle faccette si nota che queste devono avere valori estremamente bassi affinché un SOA si comporti da amplificatore ad onda viaggiante. Essendo molto complessa la realizzazione di superfici antiriflettenti capaci di ridurre i valori di  $R_1$  e  $R_2$  ai livelli richiesti, si ricorre all'adozione di particolari tecniche, di seguito illustrate, per ottenere effetti di retroazione accettabili.

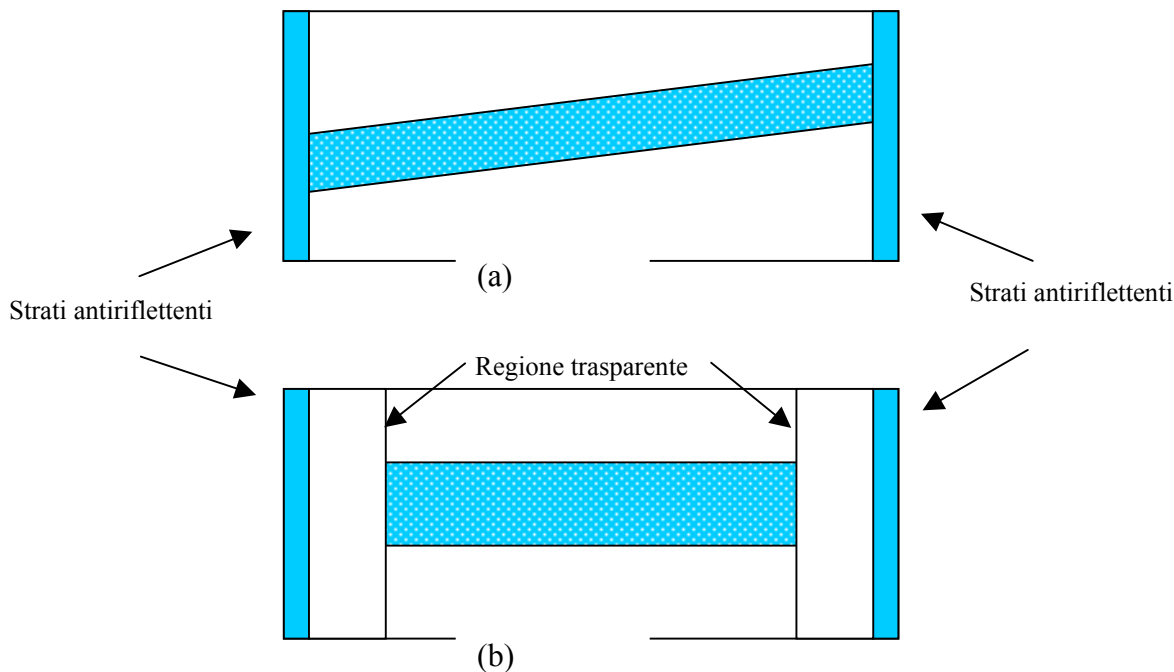


Fig. 4.5 –(a)TWA a striscia inclinata (b)-TWA a faccette sepolte

Grazie alle strutture di figura 4.4 si ottengono valori delle riflettività molto basse. Infatti nella struttura a striscia inclinata, in combinazione con rivestimenti

antiriflesso, si ottiene  $\sqrt{R_1 R_2} \approx 10^{-3} \div 10^{-4}$ , mentre nella struttura a faccette sepolte si ha  $\sqrt{R_1 R_2} \approx 10^{-4}$ .

Proprio per questa bassa riflettività gli amplificatori TWA sono più adatti per l'uso in sistemi WDM rispetto a quelli Fabry-Perot.

### 4.3.1 Studio analitico degli amplificatori

La funzione che definisce il campo elettrico in uscita da un amplificatore ottico a semiconduttore è  $E(t, z) = E(t, 0) \cdot \exp[\frac{1}{2} g_m(t, z) + i\phi(t, z)]$ , in cui  $t$  è la variabile tempo,  $z$  è la coordinata spaziale lungo l'asse longitudinale dell'amplificatore,  $E(t, 0)$  il campo elettrico in ingresso,  $g_m(t, z)$  il guadagno di saturazione dell'amplificatore e  $\phi(t, z)$  la fase.

### **Campo di uscita di un amplificatore ottico a semiconduttore ad onda viaggiante**

Le due equazioni base sono

$$\frac{dS}{dz} = \frac{\Gamma a(N - N_{tr})}{1 + \varepsilon S} S \quad (4.8)$$

$$\frac{dN}{dt} = -\frac{N}{\tau_s} - \frac{v_g a(N - N_{tr})}{1 + \varepsilon S} S + \frac{I}{eV} \quad (4.9)$$

dove  $S$  è la densità dei fotoni,  $N$  la densità totale di portante,  $\Gamma$  il fattore di confinamento,  $\tau_s$  il tempo di vita media della portante,  $\varepsilon$  il parametro di soppressione del guadagno non lineare e  $v_g$  la velocità di gruppo.

Nell'equazione (2.1) si sono trascurate le perdite di scattering  $\alpha_{int}$ , essendo in effetti l'equazione differenziale completa della densità dei fotoni pari a

$$\frac{\partial S}{\partial z} = (\Gamma g - \alpha_{\text{int}})S \quad (4.10)$$

introducendo il nuovo parametro  $h(t,z)$

$$h(t,z) = \int_0^z \Gamma a(N - N_{tr}) dz' \quad (4.11)$$

e derivando rispetto ad esso si ottiene

$$\frac{dS}{dh} = \frac{S}{1 + \varepsilon S} \quad (4.12)$$

il cui integrale è pari a

$$h(t,z) = \ln G(t,z) + \varepsilon(G(t,z) - 1)S(t,0) \quad (4.13)$$

avendo considerato  $h(t,0) = 0$  come condizione iniziale ed avendo definito  $G(t,z)$  come

$$G(t,z) = \frac{S(t,z)}{S(t,0)} \quad (4.14)$$

Si vuole ora ottenere la derivata di  $h(t,z)$  rispetto al tempo, che può essere scritta nel modo seguente

$$\frac{dh(t,z)}{dt} = -\frac{h(t,z)}{\tau_s} - \nu_g a(G(z,t) - 1)S(t,0) + \Gamma \nu_g a\left(\frac{I}{eV} - \frac{N_{tr}}{\tau_s}\right)z \quad (4.15)$$

Esprimendo  $dS$  dalla (2.1) e dalla (2.3), integrandole lungo  $z$  ed eguagliandole si ottiene una nuova equazione:

$$\begin{aligned} \int_0^z g S dz' &= \int_0^z \frac{\Gamma a(N(t,z) - N_{tr})}{1 + \varepsilon S(t,z)} S(t,z) dz' = S(t,z) - S(t,0) = \\ &= (G(t,z) - 1)S(t,0) \end{aligned} \quad (4.16)$$

Sostituendo la (2.6) nella (2.8) e definendo la variabile

$$\mathbf{g}_m(t,z) = \ln G(t,z) \quad (4.17)$$

si ottiene fondamentale del guadagno di saturazione del TWA

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(\mathbf{g}_m(t,z) + \varepsilon(\exp[\mathbf{g}_m(t,z)] - 1)S(t,0)) &= \\ = -\frac{1}{\tau_s}(\mathbf{g}_m(t,z) - \mathbf{g}_0(z) + \varepsilon(\exp[\mathbf{g}_m(t,z)] - 1)S(t,0)) &+ \\ -\frac{1}{S_s \tau_s}(\exp[\mathbf{g}_m(t,z)] - 1)S(t,0) \end{aligned} \quad (4.18)$$

dove  $\mathbf{g}_0(z) = \ln G_0(z)$  è il logaritmo del guadagno non saturato  $G_0(z)$ :

$$\mathbf{g}_0(z) = \Gamma a(N_{st} - N_{tr})z, \quad (4.19)$$

dove  $N_{st}$  è il valore non saturato della densità di portante  $N$ :

$$N_{st} = \frac{I \tau_s}{eV}, \quad (4.20)$$

e  $S_s$  è la densità di saturazione dei fotoni,

$$S_s = \frac{1}{v_g a \tau_s} \quad (4.21)$$

Portando la densità dei fotoni di ingresso fuori del segno di derivata si ottiene

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{g}_m(t,z)}{dt} = & - \frac{\left( \mathbf{g}_m(t,z) - \mathbf{g}_0 + \varepsilon (\exp[\mathbf{g}_m(t,z)] - 1) \cdot \left( \frac{1}{\tau_s} - \frac{d}{dt} \right) S(t,0) \right)}{1 + \varepsilon \cdot \exp[\mathbf{g}_m(t,z)] \cdot S(t,0)} + \\ & - \frac{1}{S_s \tau_s} \frac{(\exp[\mathbf{g}_m(t,z)] - 1) S(t,0)}{1 + \varepsilon \cdot \exp[\mathbf{g}_m(t,z)] \cdot S(t,0)} \end{aligned} \quad (4.22)$$

### Approssimazioni per segnali ultraveloci

La 2.15 può essere adattata a diverse possibilità di durata dei segnali di ingresso.

Qualora si abbia a che fare con un impulso ultrarapido l'equazione può essere espressa nella forma

$$\frac{d\mathbf{g}_m}{dt} = \frac{\exp[\mathbf{g}_m(t)] - 1}{1 + \varepsilon \exp[\mathbf{g}_m(t)] \cdot S(t,0)} \cdot \left( \frac{1}{S_s \tau_s} + \varepsilon \frac{d}{dt} \right) S(t,0) \quad (4.23)$$

assumendo che  $S(t,0) \rightarrow 0$  per  $t \rightarrow -\infty$  e che  $\mathbf{g}_m(-\infty, z) \rightarrow \mathbf{g}_0(z)$ .

Per valutare se il segnale in ingresso si possa considerare “rapido” o meno viene definito il valore critico  $\tau_{cr}$  della durata di impulso, legato alla densità di saturazione dei fotoni dalla relazione

$$\tau_{cr} = \varepsilon \cdot S_s \cdot \tau_s = \varepsilon / (a \nu_g) \quad (4.24)$$

Il valore critico della durata di impulso può essere espresso attraverso il fattore K che definisce la larghezza di banda di un semiconduttore laser ed è pari a

$$K = 4\pi^2 \cdot \tau_p + 4\pi^2 \cdot \varepsilon / (a \nu_g) \quad (4.25)$$

avendo indicato con  $\tau_p$  il tempo di vita dei fotoni.

Per tempi di vita dei fotoni brevi si può scrivere K come

$$K \approx 4\pi^2 \cdot \varepsilon / (a \nu_g) \quad (4.26)$$

Dalla (2.19) e dalla (2.17) si ottiene la relazione tra il tempo critico e il fattore K:

$$\tau_{cr} = K / (4\pi^2) \quad (4.27)$$

In termini specifici ed a titolo di esempio si nota che

- Per K=400 ps  $\square \tau_{cr} = 10$  ps
- Per K=900 ps  $\square \tau_{cr} = 23$  ps

I valori di K assunti sono quelli minimi e massimi propri degli apparati laser.

Quindi se la durata dell'impulso in ingresso è inferiore al valore critico è possibile utilizzare la (2.16) per ricavare il guadagno di saturazione, se invece l'impulso ha durata superiore è necessario utilizzare la ().

### **Contributo di fase**

Una volta ricavato il contributo del guadagno non lineare, per poter ottenere il campo elettrico in uscita è necessario individuare l'andamento della fase.

Questa può essere espressa come:

$$\frac{\partial \Phi}{\partial z} = -\frac{1}{2} \Gamma (\alpha_N a (N - N_r) - \alpha_N a (N_{st} - N_r) + (\alpha_{T_c} \varepsilon_{T_c} + \alpha_{T_v} \varepsilon_{T_v}) g^S) \quad (4.28)$$

essendo i parametri  $\alpha$  ed  $\varepsilon$  relativi a segnali veloci.

Integrando la (2.21) si ottiene l'espressione della fase

$$\Phi(t, z) = -\frac{1}{2} \Gamma \left( \alpha_N a \int_0^z (N - N_r) dz' - \alpha_N a (N_{st} - N_r) z + (\alpha_{T_c} \varepsilon_{T_c} + \alpha_{T_v} \varepsilon_{T_v}) \cdot \int_0^z g^S dz' \right) + \Phi(t, 0) \quad (4.29)$$

essendo  $\Phi(t, 0)$  il valore della fase iniziale.

Inserendo le (2.4), (2.6), (2.9) e la (2.12) nella (2.22) si ottiene un'equazione della fase dipendente dal guadagno precedentemente ricavato. Questa è

$$\Phi(t, z) = -\frac{1}{2} \alpha_N (\mathbf{g}_m(t, z) - \mathbf{g}_0(z)) - \frac{1}{2} (\alpha_N \varepsilon - \alpha_{T_c} \varepsilon_{T_c} + \alpha_{T_v} \varepsilon_{T_v}) (\exp[\mathbf{g}_m(t, z)] - 1) S(t, 0) + \Phi(t, 0) \quad (4.30)$$

Una volta ricavati il guadagno di saturazione e la fase si può ottenere l'andamento del campo elettrico di uscita:

$$E(t, z) = E(t, 0) \cdot \exp \left[ \frac{1}{2} \mathbf{g}_m(t, z) + i \Phi(t, z) \right] \quad (4.31)$$

Ovviamente dal campo in uscita è possibile ricavare lo spettro del segnale in uscita attraverso la trasformata di Fourier.



#### 4.4 Amplificatori Raman

Anche l'effetto Raman può essere utilizzato per l'amplificazione. Infatti se si inietta un segnale ad alta potenza nella stessa fibra in cui si propaga il segnale, per effetto Raman si può creare un effetto di amplificazione. In questo modo l'amplificazione è effettuata dalla stessa fibra. L'amplificazione Raman in genere non produce alti guadagni, ma un basso fattore di rumore. Viene in genere effettuata in condizioni contropropagante (pompa inserita all'uscita della fibra) e viene spesso utilizzata in combinazione con l'amplificatore ad erbio.

In condizioni di mancanza di svuotamento della pompa il guadagno Raman può essere descritto dalla seguente formula dove  $g_R$  è il guadagno Raman,  $A_{eff}$  l'area efficace e  $\alpha_p$  la perdita in fibra che è presente per la pompa.

$$G_R(z) = \frac{P_s(z)}{P_{s0} \exp(-\alpha_s z)} = \exp\left(g_R \frac{P_p(L) \exp(-\alpha_p L)}{A_{eff} \alpha_p} (\exp(\alpha_p z) - 1)\right) \quad (4.32)$$

## 5. Il Ricevitore ottico

Il ricevitore ottico digitale ha il compito di convertire il segnale ottico ricevuto in un segnale elettrico e di determinare, osservando il segnale in un periodo di bit, quali tra i due possibili segnali sia stato trasmesso. Si sta, quindi, supponendo di utilizzare segnali binari. In questo testo prenderemo in considerazione solo lo schema di un ricevitore per modulazione di intensità con rivelazione diretta (IM-DD).

### 5.1 Schema di un ricevitore ottico IM-DD

Lo schema generale di un ricevitore ottico è mostrato nella figura seguente [1-2].

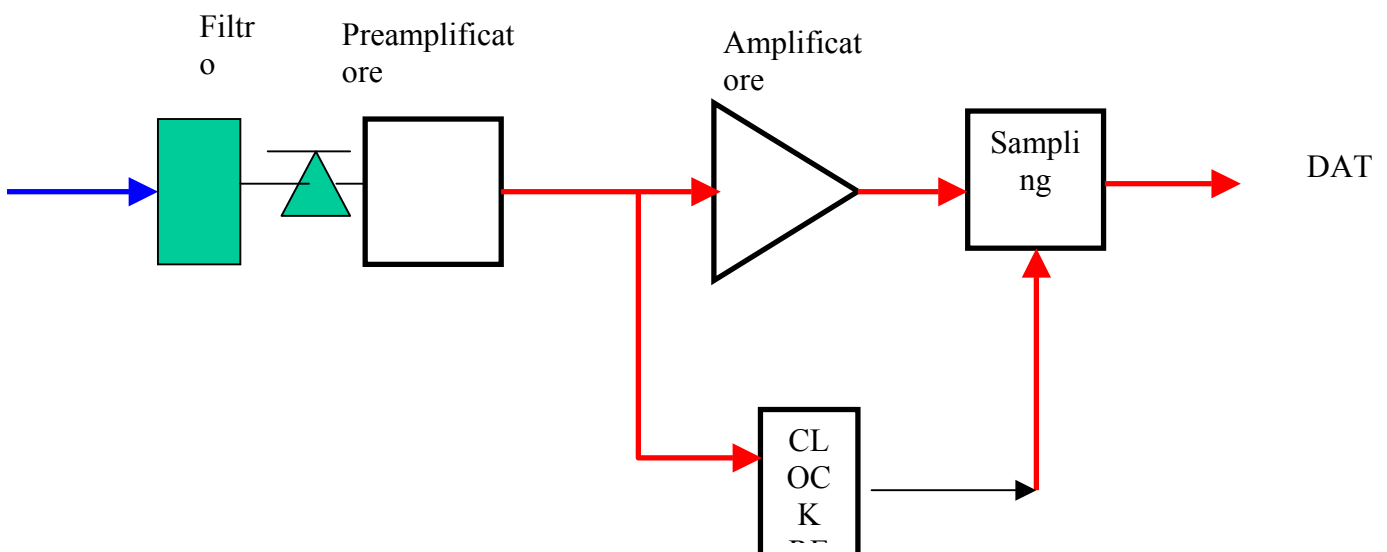


Fig.5.1: schema di un ricevitore IM-DD.

Il segnale proveniente dalla fibra ottica, opportunamente focalizzato da un accoppiatore di canale non mostrato nella figura, viene rilevato attraverso un fotodetector ad elevata impedenza (un diodo PIN oppure APD); il segnale elettrico

di basso livello così ottenuto viene amplificato utilizzando un amplificatore a basso rumore (preamplificatore), determinante per ottenere buone prestazioni in termini di rumore dell'intero ricevitore. Segue poi l'amplificatore principale, che è dotato di sistema di controllo automatico del guadagno in modo da pilotare gli elementi seguenti del ricevitore ai livelli ottimali. Segue poi il blocco logico che si occupa del campionamento del segnale: si tratta di un dispositivo che ha il compito di recuperare il segnale di clock dal segnale che ha al suo ingresso, seguito da una porta logica di decisione; in questo modo il segnale è campionato negli istanti appropriati. Il segnale digitale seriale così ottenuto viene poi convertito in segnale parallelo, che viene poi demultiplexato per ottenere segnali a più basso bit rate, e viene poi inviato al resto del sistema.

E' utile fornire una sommaria descrizione dei dispositivi che costituiscono il ricevitore ottico.

**FOTODETECTOR.** La luce che viaggia nella fibra viene focalizzata su un diodo fotorivelatore che assorbe l'energia della luce e genera una coppia elettrone-lacuna la quale, transitando lungo la zona di svuotamento del diodo, genera una corrente che è proporzionale alla potenza della luce incidente.

In particolare la corrente generata  $I_p$  è data da:

$$I_p = \eta q P / (h\nu) \quad (5.1)$$

dove  $\eta$  è l'efficienza del fotodiodo e  $q$  la carica dell'elettrone.

Come spiegato in precedenza, al fine di ottenere una trasmissione caratterizzata da basse perdite, è preferibile utilizzare fibre nella terza finestra, cioè con lunghezza d'onda di  $1.55\mu\text{m}$ . E' quindi necessario realizzare fotorivelatori per questa lunghezza d'onda. Utilizzando fotodetector che utilizzano eterostrutture (HBT) ad AlGaAs, la lunghezza d'onda di lavoro è fissata attorno a  $0.8\mu\text{m}$ , e per questa lunghezza d'onda le perdite della fibra sono superiori a 10dB, quindi questa tecnologia è utilizzabile soltanto per comunicazioni a breve distanza (10-20 km). Utilizzando lunghezze d'onda superiori, sono possibili collegamenti su distanze molto maggiori (anche centinaia di km), però si deve tenere conto dell'aumento delle capacità e induttanze parassite nelle

interconnessioni tra rivelatore e preamplificatore, e quindi, a parità di condizioni, si ha in generale un peggioramento del rapporto segnale/rumore (SNR) e della larghezza di banda. Un'alternativa per superare la necessità del compromesso tra lunghezza d'onda elevata (per avere basse perdite in fibra) e basse lunghezze d'onda (per contenere gli effetti parassiti) è possibile grazie all'integrazione del rivelatore e dell'amplificatore a basso rumore in un unico chip. Utilizzando tecnologie con HBT in InP, è possibile realizzare chip integrati (rivelatore+preamplificatore) che lavorano a lunghezze d'onda di  $1.3\mu\text{m}$ , con ottime prestazioni in termini di rumore e velocità. Grazie alla realizzazione di questo chip integrato, è eliminato il problema della connessione tra fotorivelatore e preamplificatore ed è possibile quindi dedicarsi all'ottimizzazione dell'interfaccia tra questo chip e l'amplificatore principale, e questa interfaccia è di più agevole realizzabilità grazie alla migliore controllabilità delle impedenze di ingresso dell'amplificatore e d'uscita del chip.

Due sono i principali fotodiodi che si hanno a disposizione nelle comunicazioni ottiche, quelli convenzionati regolati dalla eq. (5.1) denominati PIN, e quelli basati sul principio di un effetto a valanga del processo di ricombinazione elettrone-lacuna, denominati APD. In quest'ultimo caso la relazione che regola la corrente ai fotoni è data da

$$I_p = \langle M \rangle \eta q P / (h\nu) \quad (5.2)$$

Dove  $M$  è una variabile aleatoria e il suo valor medio  $\langle M \rangle$  tiene in conto del processo di guadagno dell'effetto valanga.

I diodi APD, anche se presentano un alto livello di rumore, hanno avuto una grande importanza nei sistemi ottici quando il problema delle perdite era ancora molto sentito a causa della mancanza degli amplificatori ottici.

**PREAMPLIFICATORE.** Questo componente si occupa dell'amplificazione del segnale, molto debole, che proviene dal fotodetector, e della conversione della corrente ricevuta in una tensione. E' quindi un amplificatore di transimpedenza. La sensibilità e il rapporto segnale/rumore dell'intero ricevitore dipendono in larga parte dalle prestazioni di questo componente: è quindi necessario porre estrema attenzione nel progetto del preamplificatore a basso rumore. I

componenti bipolari tradizionali presentano normalmente caratteristiche peggiori rispetto ai FET per quanto riguarda il rumore. E' possibile ottenere prestazioni ancora migliori rispetto ai FET impiegando particolari dispositivi bipolari con banda allargata.

**AMPLIFICATORE PRINCIPALE.** E' l'amplificatore che fornisce il maggiore guadagno. E' dotato di un circuito di controllo automatico del guadagno (AGC) per fornire al successivo stadio di clock recovery un segnale del livello adatto. L'amplificatore ha in ingresso il segnale proveniente dal preamplificatore, e lo converte in un segnale differenziale: da questo stadio in poi il segnale sarà sempre un segnale differenziale. Il fenomeno da tenere maggiormente in considerazione durante la progettazione di questo stadio è la saturazione: la dinamica dell'intero dispositivo è limitata principalmente dalla dinamica dell'amplificatore principale.

**CLOCK RECOVERY E RIGENERAZIONE.** I circuiti di recupero del clock per segnali di tipo NRZ si possono raggruppare in due categorie: filtri ad anello aperto e sintonizzatori ad anello chiuso. I circuiti del primo tipo vengono utilizzati ai bit rate più elevati. Il segnale d'ingresso viene per prima cosa fatto transitare attraverso un rivelatore di fronte in modo da creare la linea spettrale alla frequenza del bit rate. Successivamente, grazie all'uso di un filtro ad elevatissimo Q (ad esempio un filtro SAW), si isola la componente spettrale desiderata: per minimizzare il jitter temporale del segnale di clock, è fondamentale che il filtro SAW presenti un fattore di merito molto elevato. I vantaggi dell'uso delle tecniche ad anello aperto risiedono nel fatto che non soffrono di problemi di non linearità e instabilità e non necessitano di attendere il tempo per l'acquisizione della frequenza. Lo svantaggio risiede nella necessità di regolazione manuale del ritardo in modo da centrare il clock nell'intervallo temporale del bit. Questa regolazione manuale non può tenere conto di eventuali cambiamenti del sistema, dovuti ad esempio alla temperatura o invecchiamento. Inoltre il filtro è un componente esterno all'elettronica del ricevitore e quindi è abbastanza critico il problema della connessione.

La tecnica opposta è quella dell'anello chiuso, la quale permette la compensazione in maniera continua degli eventuali cambiamenti del bit rate del

segnale d'ingresso o dei cambiamenti ambientali. E' necessario un VCO (oscillatore controllato in tensione) che, utilizzando un segnale d'errore ottenuto per confronto dell'ingresso e dell'uscita retroazionata, permetta l'aggancio dell'anello alla frequenza del bit rate. A fronte di una complessità notevolmente superiore, questa tecnica ha il notevole vantaggio di essere autoregolante e quindi di non necessitare di regolazioni esterne. Uno svantaggio risiede nel fatto che è necessario attendere qualche ciclo prima che il segnale d'uscita sia perfettamente agganciato con il segnale d'ingresso: è quindi presente un transitorio. In conclusione il dispositivo di clock recovery è il componente critico dell'intero ricevitore: è questo dispositivo che crea le maggiori limitazioni nel bit rate dell'intero sistema.

Dopo aver fornito una schematica panoramica dei dispositivi che costituiscono il ricevitore ottico, è opportuno dedicare la parte conclusiva di questo paragrafo a qualche cenno relativo all'evoluzione dei ricevitori ottici integrati.

I primi sistemi in fibra ottica per telecomunicazioni, unica alternativa possibile per ottenere sistemi con velocità di diversi Gigabit per secondo, erano utilizzati soltanto per applicazioni ad alto costo. Recentemente la domanda di comunicazioni ad alta velocità è cresciuta enormemente grazie alle numerose nuove applicazioni nelle quali è oggi determinante operare ad elevatissima velocità (video distribuzione, reti ad elevata densità) e quindi, grazie all'aumento dei volumi di produzione, i costi sono notevolmente diminuiti.

I ricevitori ottici della prima generazione erano realizzati con componenti discreti a microonde, venivano sintonizzati manualmente, e presentavano elevati costi. I ricevitori attuali sono, invece, altamente integrati e presentano un costo nettamente inferiore.

I sistemi ad elevata integrazione sono sistemi realizzati utilizzando chip i quali contengono al loro interno all'incirca 100-1000 dispositivi attivi. Non vengono, quindi, utilizzati componenti discreti a microonde e nemmeno circuiti integrati monolitici a microonde (MMIC) i quali presentano al loro interno non più di qualche elemento attivo.

Un problema che nasce nella progettazione di sistemi ad elevata velocità, è rappresentato dall'aumento dei fenomeni parassiti, e è quindi necessario progettare circuiti integrati e architetture per tenere conto di questo aspetto.

## 6.2 Rumore nel ricevitore

Il ricevitore (in particolare il fotorivelatore) converte la potenza ottica incidente in una corrente elettrica adatta alle successive elaborazioni. Anche nel caso in cui il ricevitore riceva un segnale ottico con una potenza rigorosamente costante (cosa, in ogni caso, difficilmente realizzabile, in quanto anche il trasmettitore è affetto da rumore e quindi introduce fluttuazioni sul segnale), la corrente prodotta in uscita dal ricevitore si presenterà fluttuante a causa del rumore. I meccanismi fondamentali che sono responsabili delle fluttuazioni della corrente sono i seguenti:

RUMORE SHOT è una manifestazione del fatto che l'arrivo dei fotoni è un processo aleatorio regolato dalla statistica di Poisson. In pratica in presenza di una potenza ottica  $P$ , posso solo dire che ho un valore medio di fotoni pari a  $P/(h\nu)$ . Quindi la corrente presenta delle fluttuazioni con una varianza data da

$$\sigma_{\text{shot}}^2 = 2q \langle I \rangle B \quad (5.3)$$

dove  $B$  è la banda del filtro elettrico che in genere può essere considerata uguale a  $1/(2T)$ , dove  $T=1/R$  è il bit time e  $R$  il bit rate ( $B=R/2$ ).

in cui il valor medio,  $\langle I \rangle$ , è dato da  $I_p + I_d$ , dove  $I_p$  è la corrente corrispondente al segnale e data dalla 5.1, mentre la  $I_d$  è la corrente di buio ed è dovuta al fatto che pur essendo in assenza di segnale dei fotoni sono sempre presenti.

RUMORE TERMICO: gli elettroni si muovono in maniera casuale in ogni conduttore che si trovi ad una temperatura finita. Il moto casuale dovuto all'agitazione termica, si manifesta in un resistore tramite una corrente fluttuante, presente anche in assenza di una tensione applicata. Le resistenze elettriche presenti nel ricevitore generano, quindi, un rumore termico che contribuisce alle fluttuazioni della corrente. Il rumore termico, come il rumore shot, può essere schematizzato come un rumore bianco, vale a dire che il suo spettro di densità di potenza, pari a  $4K_B T/R$  ( $K_B$ =costante di Boltzmann,  $T$ =temperatura assoluta,  $R$ =resistenza), è indipendente dalla frequenza, almeno per frequenze fino al THz. Ne consegue che

$$\sigma_T^2 = 4K_B T B / R \quad (5.4)$$

Questi due contributi di rumore valgono in generale per ogni ricevitore. La presenza di altri componenti attivi (amplificatori o altri componenti costituiti da elementi attivi) comporta un ulteriore contributo di rumore che si somma ai rumori appena menzionati. Per tenere conto della quota di rumore introdotta da questi componenti attivi, normalmente si introduce un parametro, la FIGURA DI RUMORE, che, di fatto, rende conto dell'incremento di rumore a causa del transito attraverso un determinato dispositivo.

Per quantificare le prestazioni di un ricevitore, e più in generale di un sistema, è possibile definire un parametro, il rapporto segnale/rumore (SNR), espresso nella seguente forma:

$$\text{SNR} = I_p^2 / \sigma^2 \quad (5.5)$$

Dove  $\sigma^2$  rappresenta la varianza (e quindi la potenza) del rumore, ottenuta per integrazione (estesa alla banda del sistema) della somma degli spettri di densità di potenza di tutti i rumori considerati. Quindi è data dalla somma delle varianze di tutti i processi di rumore.

### 5.3 Teoria della decisione ottima applicata al progetto dei circuiti integrati ad elevata velocità

Lo scopo di un generico sistema di telecomunicazioni è quello di portare il messaggio, nel modo più accurato possibile, dalla sorgente al destinatario. Il messaggio è sporcato lungo la trasmissione da rumore e distorsione. Lo scopo del ricevitore è quello di osservare il segnale sporco ricevuto e di fornire una stima di come sarebbe dovuto essere il messaggio originario. Un ricevitore è ottimo se fornisce le migliori prestazioni relativamente a certe misure quantitative. Il problema di scegliere il criterio ottimo non è banale perché spesso il giudizio sulla qualità del messaggio è soggettivo.



Il ricevitore digitale è quindi un circuito che osserva il segnale ricevuto in un periodo di bit e decide quale bit è stato trasmesso. Si ipotizza che i dati trasmessi siano casuali e tutti incorrelati tra loro. Questa ipotesi, per il fatto che nei sistemi reali si usa un codificatore di canale che spesso aggiunge ridondanze (vedi ad esempio il bit di parità), non è del tutto vera, ma è un'assunzione utile per l'elaborazione di una teoria generale. Utilizzando questa ipotesi semplificativa è necessario considerare una penalità di potenza: se si vuole ottenere le medesime prestazioni, la potenza minima che il ricevitore deve ricevere è superiore di circa 0.5 dB rispetto al caso in cui non si ipotizza che tutti i simboli siano indipendenti. A fronte di questa piccola penalità, si ha il grosso vantaggio di una semplificazione teorica e quindi circuitale. Un criterio oggettivo e molto utilizzato per valutare quantitativamente le prestazioni di un ricevitore è il BER (Bit Error Rate), che esprime la probabilità di commettere un errore nell'assegnazione del bit in fase di ricezione. Considerando che la più utilizzata caratterizzazione quantitativa delle prestazioni di un ricevitore è quella che fa uso del BER, si può affermare che IL RICEVITORE OTTIMO E' QUELLO CHE REALIZZA LA MINIMIZZAZIONE DEL BER.

Il compito di un RICEVITORE BINARIO è di determinare quale tra i due possibili segnali è stato trasmesso e il criterio di decisione dipende molto dalle caratteristiche del rumore.

Le fonti di rumore sono diverse, e sono di conseguenza differenti le caratteristiche dei vari rumori, ed è necessario intervenire in maniera differente per eliminarli.

Se si è in presenza di rumore additivo gaussiano bianco (AWGN), è possibile ragionare in questo modo. Dato che il segnale è costante durante il periodo di bit, mentre il rumore AWGN è un segnale variabile a media nulla, se il periodo di bit è sufficientemente lungo, eseguendo una media sul segnale corrotto dal rumore, questo darà un contributo nullo. E' quindi necessario operare un filtraggio passa basso sul segnale, considerando una media effettuata su un periodo  $T$ , e ciò equivale a far transitare il segnale attraverso un filtro passa basso a media mobile, e campionarlo successivamente ad intervalli di  $T$ . Il filtro a media mobile ha una risposta impulsiva ideale rappresentata da un rect:

$$h_r(t) = (1/T)\text{rect}(t/T) \quad (5.6)$$

In questo modo si concentra la maggior parte dell'energia nel centro dell'impulso dei dati.

Se invece il sistema è affetto da rumore non bianco, sarà sufficiente utilizzare un filtro con banda centrata in una zona in cui l'energia del segnale è massima, e che presenta valori minori per le altre frequenze e quindi presenterà poca energia dove è massima la potenza del rumore.

Le IPOTESI da cui si parte per giungere ad una formulazione della teoria della decisione ottima sono le seguenti.

Si suppone che ogni simbolo sia indipendente dai simboli precedenti, e si suppone, inoltre, di conoscere la probabilità con la quale si presenta ogni simbolo. Si osserva il segnale durante un periodo, e si determina la probabilità che il segnale trasmesso sia un certo simbolo tra quelli permessi nell'alfabeto. Si associa una funzione costo alla decisione sbagliata: il ricevitore ottimo è quello che minimizza il valore atteso del costo. Nel caso di segnale binario, l'alfabeto è costituito da due soli simboli, ed è possibile, inoltre, formulare l'ipotesi semplificativa, ma realistica, che il costo associato alla decisione sbagliata sia lo stesso per entrambi gli errori possibili (ricevuto zero, trasmesso 1 e ricevuto uno, trasmesso zero).

Per determinare la regione di decisione ottima, è necessario formulare alcune ipotesi aggiuntive con l'obiettivo di semplificare notevolmente i calcoli, altrimenti proibitivi.

Si suppone, quindi, di essere in presenza di rumore additivo gaussiano bianco (AWGN). Si ricorda che una variabile gaussiana  $x$  è descritta attraverso la seguente densità di probabilità:

$$p(x) = (1/\sigma\sqrt{2\pi})\exp[-0.5((x-\mu)/\sigma)^2] \quad (5.7)$$

dove  $\mu$  rappresenta il valore atteso della variabile  $x$ , e  $\sigma$  rappresenta la sua varianza. Una variabile aleatoria gaussiana è completamente determinata conoscendone il suo valore atteso e la sua varianza. Tutti i momenti di ordine superiore sono ricavabili da queste due informazioni. La combinazione lineare di variabili gaussiane è pari ad una variabile aleatoria ancora gaussiana.

E' possibile definire la variabile  $z=(x-\mu)/\sigma$ , gaussiana a media nulla e varianza unitaria, e si può, quindi, definire la FUNZIONE ERRORE COMPLEMENTARE (erfc) come la probabilità che la variabile  $z$  sia maggiore di un certo valore fissato  $y$ :

$$\text{erfc} = \phi(y) \equiv \int_y^{\infty} (1/\sqrt{2\pi}) \cdot \exp[-z^2/2] \quad (5.8)$$

Esistono delle tabelle attraverso quali è possibile determinare il valore della funzione errore complementare a partire dal valore di  $y$ . E' possibile quindi calcolare, grazie all'uso della funzione erfc, la probabilità che la variabile aleatoria gaussiana  $y$  sia compresa tra due valori determinati.

Nel caso particolare in cui  $y > 3$ , la funzione erfc può essere approssimata dalla seguente espressione:

$$-\log[\text{erfc}(y)] \approx y^2/4.6 + \log(y) + 0.4 \quad (5.9)$$

Questa approssimazione è molto utile nelle applicazioni pratiche

L'ipotesi di rumore additivo gaussiano bianco è quindi servita per ottenere formule utili nelle applicazioni reali. Considerando che la media di un processo casuale è data dal valore della continua del segnale realizzazione del processo, e che la varianza di un processo è pari alla potenza media, effettuando due misurazioni (la continua, e la potenza) è possibile caratterizzare completamente la densità di probabilità della variabile aleatoria in esame.

Le ipotesi formulate nel caso di ricevitore ottimo possono, quindi, essere riassunte nei seguenti punti:

Presenza di rumore additivo gaussiano.

Il rumore è bianco su una banda  $B$  e quindi i campioni di rumore (non importa quanto sono vicini) sono incorrelati.

Si conosce perfettamente i valori dei simboli ricevuti.

Non è presente interferenza intersimbolo (ISI), o se è presente, è perfettamente compensata (equalizzazione della dispersione).

Gli impulsi sono incorrelati e quindi la conoscenza sul valore degli impulsi precedenti non aggiunge informazioni, non permette la previsione del valore successivo.

Si conosce perfettamente il tempo di arrivo del segnale. Si ipotizza quindi di avere estratto perfettamente il clock e la sua fase dal segnale.

Se una o più ipotesi è violata, il ricevitore non può più essere considerato come ottimo. Nelle applicazioni reali, infatti, sfortunatamente non tutte le ipotesi vengono rispettate: ad esempio non sarà mai vero che si conosce perfettamente il tempo di arrivo degli impulsi. Il segnale di clock, infatti, è ricavato dal segnale stesso, e questo segnale è affetto da jitter temporale che rende gli impulsi non equispaziati nel tempo. L'altra ipotesi non realistica riguarda il rumore il quale non sarà mai perfettamente bianco. Nonostante queste due ipotesi non siano verificate nei sistemi reali, il ricevitore ottimo è utile perché fornisce una spiegazione intuitiva e ragionevole. In presenza di queste due condizioni non ideali, sarà necessario apportare delle modifiche ai calcoli per giungere a formule più aderenti alla realtà. Ad ogni modo, si conferma la necessità di un recupero il più possibile fedele del clock del segnale (sia la frequenza sia la fase) per applicare al meglio la teoria della decisione ottima.

Veniamo ora al calcolo delle prestazioni di un sistema ottico di telecomunicazioni di tipo binario con modulazione di intensità. Supponendo che il clock recovery riesca ad azionare il dispositivo campionatore in maniera ideale, si ha che la corrente  $I(t)$  (all'uscita dell'amplificatore+equalizzatore o filtro) è campionata in istanti  $t_k$ . I corrispondenti valori  $I_k$  corrisponderanno a degli "1" o "0". Nell'ipotesi Gaussiana, tali  $I_k$  sono variabili aleatorie con valor medi  $I_1$  e  $I_0$  e deviazioni standard  $\sigma_1$  e  $\sigma_0$ .

Una volta scelta una soglia  $D$  sarà un dispositivo che sceglierà se il simbolo arrivato è un 1 o uno zero a secondo se  $I_k$  è sopra o sotto  $D$ . Naturalmente  $D$  andrà scelto secondo le caratteristiche statistiche di  $I_k$  e il criterio è quello ovviamente di avere minor errore.

Nel caso di uno zero l'errore avviene quando pur avendo trasmesso uno zero,  $I_k$  è sopra  $D$ , in termini matematici, in base alla 5.8, considerando il valor medio e la deviazione standard dello zero, si ha che l'errore è dato da  $\phi(D)$ . Analogamente si può fare un discorso per l'"1".

In conclusione la probabilità di errore (PE) o il Bit error rate (BER) è dato da:

$$PE = p \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[ \frac{|I_1 - D|}{\sqrt{2}\sigma_1} \right] + (1-p) \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[ \frac{|I_0 - D|}{\sqrt{2}\sigma_0} \right] \quad (5.10)$$

dove p è la probabilità di trasmettere un “1”. In generale p si può considerare uguale a 1/2 (simboli equiprobabili) e quindi la (5.10) diviene

$$PE = \frac{1}{4} \left\{ \operatorname{erfc} \left[ \frac{|I_1 - D|}{\sqrt{2}\sigma_1} \right] + \operatorname{erfc} \left[ \frac{|I_0 - D|}{\sqrt{2}\sigma_0} \right] \right\} \quad (5.11)$$

Tale BER è una funzione di D, ma si può minimizzare il BER mediante una scelta ottima di D. Nel rif. [] sono riportati i passaggi analitici che permettono di trovare la migliore soglia che è data da

$$D = \frac{\sigma_0 I_1 + \sigma_1 I_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (5.12)$$

In questo caso il BER è dato da:

$$\operatorname{BER} = (1/2) * \operatorname{erfc}(Q/\sqrt{2}) \approx \exp(-Q^2/2) / Q\sqrt{2\pi} \quad (5.13)$$

dove Q è il “fattore Q” ed è dato da

$$Q = (I_1 - I_0) / (\sigma_1 + \sigma_0) \quad (5.14)$$

Utilizzando le tabelle disponibili, si verifica che, in corrispondenza di un BER di 10<sup>-9</sup>, il Q assume un valore di 6. In base alla 5.5 il fattore Q, nella ipotesi di I<sub>0</sub>=0 è legato al rapporto SNR,

$$\operatorname{SNR} = 4Q^2 \quad (5.15)$$

Un BER di  $10^{-9}$  significa che in media il ricevitore commetterà un errore ogni miliardo di bit ricevuto. Questo errore sembra apparentemente piccolo ma, se si considera le velocità in gioco, ci si rende conto che è un errore non trascurabile: di fatto, ad un bit rate di 10 Gbit/s, si hanno in media 10 errori ogni secondo.

Dopo questa trattazione generale sul calcolo della PE vediamo ora le prestazioni di un sistema (IM-DD) in presenza dei vari contributi di rumore. Le migliori prestazioni possono essere ottenute quando è presente il solo shot-noise e questo rappresenta il limite teorico, e questo contributo di rumore non può mai essere annullato. Infatti la luce arriva, infatti, a pacchetti discreti, i fotoni, e il tempo d'arrivo di questi fotoni è casuale, quindi il segnale ottico è per sua natura un segnale affetto da rumore (rumore quantico o shot).

#### 5.4 LIMITE QUANTICO NELLA IPOTESI GAUSSIANA.

Il rumore shot è il minimo rumore che si può avere in un ricevitore, e ci da il limite in termini di prestazioni che può avere un ricevitore. Infatti pur eliminando tutti gli altri termini di rumore, rimarrà sempre un contributo di rumore dovuto alla natura stessa del fotoconteggio. E' quindi interessante ricavare la massima prestazione che possono essere ottenuta da un ricevitore, che è in genere denominata LIMITE QUANTICO. Il limite quantico è inteso come il numero minimo di fotoni che mediamente deve incidere sul fotodetector per ottenere un certo BER.

In base alle caratteristiche del rumore shot, abbiamo innanzitutto che questo effetto disturba gli "1", mentre per gli zeri non c'è rumore. Supponendo di trasmettere un "1" con un certo numero medio di fotoni,  $\langle n \rangle$ , si ha che, supponendo una efficienza del 100% ( $\eta=1$ ) che la corrente  $I$  è data da  $nq/T=2nqB$ . Applicando la (5.14) per il calcolo del fattore  $Q$ , si ha che  $I_0=0$  e  $\sigma_0=0$ , mentre  $\sigma^2_1=2qIB$ , ne consegue che

$$Q^2=n. \quad (5.16)$$

Il  $Q^2$  (o SNR) può, quindi, anche essere interpretato come il numero medio di fotoni per bit. Dalla formula (6.11) segue che, in corrispondenza di un BER di  $10^{-9}$ , l'SNR deve essere pari a 36 e quindi il numero medio di fotoni che è necessario ricevere per ogni bit è pari a 36.

Nel caso, più realistico nelle applicazioni in esame, in cui è opportuno ipotizzare assenza di luce nel caso di trasmissione dello zero (si assume anche assenza di rumore nel caso di trasmissione dello zero, quindi il numero di fotoni ricevuti è pari a zero), il numero medio di fotoni richiesti per ottenere un BER di  $10^{-9}$  si dimezza e diventa pari a 18.

Questo numero è un valore molto basso e molto difficile da ottenere nella realtà poiché sono presenti molti effetti di rumore, tra cui il più noto è quello termico. Possiamo subito anticipare che in presenza di rumore termico la minima quantità di fotoni necessari ad avere un BER uguale a  $10^{-9}$  oscilla tra i 500 e i 1000.

## **5.5 Limite quantico reale, in ipotesi di distribuzione di Poisson**

Nel precedente paragrafo si è valutato il limite quantico in ipotesi di AWGN. Nel presente paragrafo si cerca invece di arrivare a determinare la potenza minima necessaria, utilizzando ragionamenti di tipo statistico. Si ipotizza di utilizzare un ricevitore grado di rilevare il singolo fotone, e si ipotizza di utilizzare sorgenti di luce con rapporto di estinzione del 100% (in pratica quando viene trasmesso uno zero la luce è totalmente assente), quindi o si riceve un impulso di luce o non viene ricevuto alcun segnale, e quindi si sta implicitamente supponendo di non avere interferenza intersimbolo (ISI). In presenza, infatti, di ISI, il segnale relativo ad un certo bit slot potrebbe invadere lo slot temporale adiacente, e dar luogo, quindi, ad una situazione di segnale non nullo anche se lo slot “invaso” non presenta nominalmente un segnale.

Si può dimostrare, ma la cosa è intuitiva, che la probabilità che in un intervallo ampio  $\Delta t$  arrivi un fotone è proporzionale all'ampiezza dell'intervallo. Se,

quindi, l'intervallo è molto breve, potrebbe anche accadere che non si riceva alcun fotone. Un'altra ipotesi molto importante è quella relativa al fatto che la probabilità di arrivo in un certo intervallo temporale è indipendente dagli intervalli precedenti.

La probabilità di ricevere un numero  $n$  di fotoni in un tempo  $T$  è calcolabile attraverso la formula seguente:

$$P_n(T) = (aT)^n e^{-aT} / n! \quad (5.17)$$

Utilizzando la (5.17) è possibile calcolare il valore atteso del numero di arrivi nel tempo  $T$ , e di conseguenza è possibile calcolare il numero medio di fotoni (relativamente al simbolo '1') che garantisce una probabilità d'errore  $P_E$ .

$$\bar{n}_1 = -\ln(2 P_E) \quad (5.18)$$

Si ha, quindi, un legame tra la probabilità d'errore e il numero medio di fotoni ricevuti in un intervallo ampio  $T$ . Utilizzando la (5.18) nel caso di  $P_E=10^{-9}$ , si ottiene un numero minimo di fotoni per impulso è pari a 21. Avendo ipotizzato di non trasmettere fotoni per il simbolo zero, il numero medio di fotoni per bit è quindi pari alla metà di quanto espresso dalla (5.18)

$$\bar{n} = -\ln(2 P_E) / 2 \quad (5.19)$$

e quindi in corrispondenza di una  $P_E=10^{-9}$  si che il numero di fotoni medi è pari a circa 10.

Per rendere ancora più efficace il discorso, soprattutto per quanto riguarda la progettazione di sistemi reali, è possibile ricavare il limite quantico in funzione della potenza media ricevuta, ottenendo la seguente formula:

$$P_{AV} = -\log(2 P_E) * [0.229 / \lambda] [B_T] \quad (5.20)$$

Dove  $\lambda$  rappresenta la lunghezza d'onda espressa in  $\mu\text{m}$ ,  $B_T$  rappresenta il bit rate, espresso in Gb/s, e la potenza media  $P_{AV}$  viene fornita in dBm.

Si è, quindi, trovato un legame diretto tra la potenza minima richiesta dal ricevitore e la probabilità d'errore che caratterizza il ricevitore stesso, e si può



quindi, una volta fissato il valore del BER tollerabile dal sistema, dimensionare l'intero sistema in modo da ricevere un segnale che abbia una potenza non inferiore a  $P_{AV}$ .

Analizzando la (5.20) è possibile mettere in rilievo il fatto che, all'aumentare della lunghezza d'onda del segnale, a parità di BER, diminuisce la potenza richiesta dal ricevitore. Ragionando invece a parità di potenza, aumentando la lunghezza d'onda diminuisce la probabilità d'errore.

Nel caso, realistico in molte applicazioni fotoniche, di  $P_E=10^{-9}$  utilizzando un segnale con un bit rate di 10 Gbit/s, la potenza media necessaria al ricevitore è pari a -46 dBm, -48.1 dBm e -48.9 dBm, rispettivamente a 0.8  $\mu\text{m}$ , 1.3  $\mu\text{m}$  e 1.55  $\mu\text{m}$ .

I valori precedenti sono ovviamente valori teorici: nelle applicazioni pratiche i valori sono nettamente più alti, ed è quindi necessario immettere una potenza maggiore per ottenere le stesse prestazioni in termini di BER. Ciò è anche dovuto al fatto che anche i componenti elettronici utilizzati per rilevare il segnale ottico rispondono alle stesse leggi statistiche, ed aggiungono molto rumore al sistema complessivo.

Il numero di fotoni richiesti (e quindi anche la potenza richiesta), a causa delle limitazioni tecnologiche, è anche centinaia di volte superiore rispetto al limite quantico calcolato teoricamente.

Una volta calcolato, conoscendo il BER del sistema, il numero di fotoni richiesti dal ricevitore, è possibile calcolare la potenza richiesta e quindi, nota la potenza emessa dalla sorgente laser e l'attenuazione introdotta dalla fibra, è possibile calcolare la massima lunghezza del collegamento.

## 5.6 DEGRADAZIONE DELL'OCCHIO

Nelle telecomunicazioni si utilizza spesso il concetto di diagramma dell'occhio ed in particolare la penalità legata al diagramma dell'occhio. Ma è solo un fatto qualitativo non legato in generale alla PE. Nella figura riportiamo due tipici diagrammi dell'occhio che indicano una buona trasmissione: a) per segnali NRZ, b) per segnali RZ.

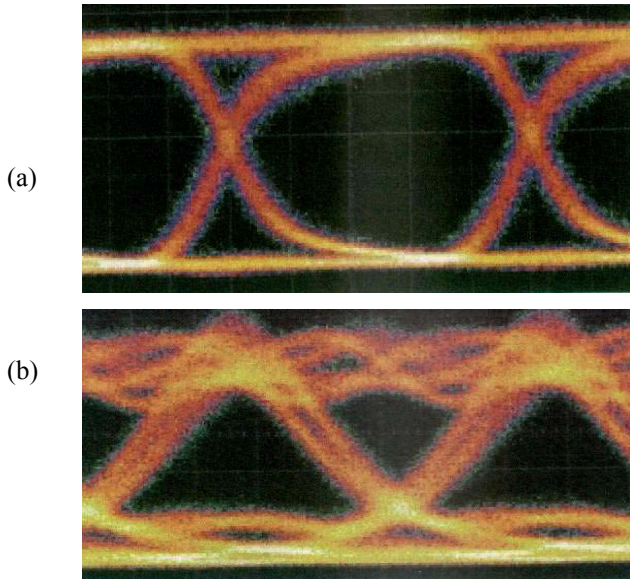


Fig. 5.2: Diagrammi dell'occhio. A) NRZ, b) RZ.

## 5.7 Prestazioni di un sistema a rivelazione diretta con preamplificatore

Dalla definizione del fattore Q occorre calcolarsi medie e deviazione standard per gli uni e gli zeri della corrente I. Supponiamo che tutti i processi di rumore siano gaussiani; questo ci permette di calcolare la varianza del processo complessivo come somma di varianze [2].

Vediamo il contributo ASE, supponendo di avere un filtro ottico davanti al fotodiode con una banda  $B_{ot}$ .

La corrente  $I(t)$  è legata dalla espressione

$$I(t) = RP(t) = R|E(t)|^2 = R\left(|E_s(t)|^2 + |E_n(t)|^2 + 2|E_s(t)| |E_n(t)| \cos(\phi)\right) \quad (21)$$

Dove  $R = \frac{\eta q}{h\nu}$  è la responsivity del fotodiode,  $s$  il segnale mentre  $n$  il rumore ASE.

Supponiamo di integrare la corrente attraverso un integratore con banda  $B_{el} = 1/(2T)$ , dove  $T$  è il tempo di bit. Supponiamo anche che il processo di rumore

sia molto più veloce del tempo di bit e quindi l'integrale nel tempo coincida anche con una media di insieme. In questo modo l'integrale del segnale nel tempo ci da anche i momenti di I.

Per le medie quindi si ha

$$\bar{I} = P_s + P_n' \quad (22)$$

dove  $P_n' = n_{sp} h \nu (G-1) B_{el}$  e  $P_s$  sono la potenza media del rumore e del segnale. Il termine con il coseno si annulla a causa del processo di media.

Per quanto riguarda invece

$$\overline{I^2} = R^2 \left( P_s^2 + \overline{|E_n(t)|^4} + 2P_s P_n' + 2P_s P_n' \right) = R^2 \left( P_s^2 + \overline{|E_n(t)|^4} + 4P_s P_n' \right) \quad (23)$$

La varianza sarà data da  $\overline{I^2} - \bar{I}^2$ .

$$\sigma_{ASE-1}^2 = R^2 (2P_s P_n) + \sigma_{ASE-0}^2 = \sigma_{sn}^2 + \sigma_{nn}^2 \quad (24)$$

$$\sigma_{sn}^2 = 2R^2 P_s n_{sp} h \nu (G-1) B_{el} = 4R^2 G P_{m-in} n_{sp} h \nu (G-1) B_{el} \quad (25)$$

$$\sigma_{snn}^2 = R^2 [n_{sp} h \nu (G-1)]^2 B_{el} B_{ot} \quad (26)$$

avendo considerato  $P_s = 2G P_{m-in}$ , dove  $P_{m-in}$  è la potenza media all'ingresso dell'amplificatore ottico.

Occorre inoltre calcolare il contributo degli altri rumori. Quello termico

$$\sigma_t^2 = \frac{4k_B T_L F_e}{R_L} B_{el} \quad (27)$$

e quello shot

$$\sigma_s^2 = 2qIB_{el} = 2qRB_{el}(P_s + P_n) \quad (28)$$

e quindi ci sarà un contributo di shot anche relativo al rumore ASE. Per il calcolo del fattore Q, considerando che  $I_1 - I_0 = 2GP_{m-in}$ , si ha

$$Q = \frac{2P_{m-in}R}{\sqrt{\sigma_{s1}^2 + \sigma_t^2 + \sigma_{SN}^2 + \sigma_{NN}^2} + \sqrt{\sigma_{s0}^2 + \sigma_t^2 + \sigma_{NN}^2}} \quad (29)$$

Tra tutti i termini di rumore quello più importante, nell'ipotesi di banda stretta del filtro ottico, c'è quello  $\sigma_{sn}^2$ , che può anche essere scritta come

$$\sigma_{sn}^2 = 4R \frac{\eta q}{h\nu} GP_{m-in}n_{sp}h\nu(G-1)B_{el} \approx 4RqG^2P_{m-in}B_{el}n_{sp} \cdot \quad (30)$$

In base a questa ipotesi si ha quindi la seguente espressione per il fattore Q:

$$Q = \sqrt{\frac{P_{m-in}R}{qn_{sp}B_{el}}}, \quad (31)$$

mentre il calcolo fatto nella ipotesi di solo rumore shot, in assenza di amplificazione porterebbe a

$$Q_s = \sqrt{\frac{P_{m-in}R}{qB_{el}}} \quad (32)$$

In conclusione quindi il preamplificatore ottico riduce rispetto al limite quantico il fattore Q di una quantità pari a  $\sqrt{n_{sp}}$ .

*Ricevitori burst-mode e convenzionali*

Nelle reti ottiche a multiaccesso, qualsiasi nodo può utilizzare un determinato slot temporale per trasmettere un pacchetto ad un altro nodo. Una significativa differenza di questo tipo di reti a multiaccesso dai collegamenti convenzionali punto-punto è che l'ampiezza e la fase dei pacchetti può essere variabile da pacchetto a pacchetto. Tale differenza è dovuta alla diversa attenuazione e alla diversa dispersione cromatica presentata da differenti percorsi. Le differenze di ampiezza e di fase da un pacchetto ad un altro possono attestarsi a 20 dB e 360° rispettivamente [3].

I ricevitori convenzionali non sono adatti alla ricezione di dati a burst perché non possono, istantaneamente rispondere ad arrivi di pacchetti con contenuti di potenza ottica e sfasamento molto differenti. Sono necessari quindi ricevitori capaci di adattarsi alle variazioni di potenza ottica ed a sfasamenti dell'allineamento.

In generale per i segnali digitali vengono utilizzati tre tipi di formati digitale che: comunicazioni continue (a), comunicazioni burst-mode (b), burst-pacchetto (c) [4] (dette anche semplicemente a pacchetto).

Nella comunicazione in modalità continua si trasmettono, con continuità, sequenze binarie di "1" e "0" ed i bit trasmessi sono separati da intervalli molto brevi. Nella comunicazione a burst le sequenze trasmesse sono sempre una successione di "1" e "0", ma gli intervalli tra un bit ed il successivo non sono necessariamente brevi. In entrambe le modalità l'ampiezza di ciascun bit della sequenza trasmessa è identica.

Nella trasmissione in modalità a pacchetto l'ampiezza può variare da pacchetto a pacchetto, ed un intervallo detto tempo di guardia è interposto tra un pacchetto e quello successivo.

Nei ricevitori a burst si utilizzano accoppiamenti in continua che permettono al ricevitore di adattare la soglia all'ampiezza del segnale ricevuto in

tempi molto brevi e recuperi di fase in tempi tipicamente dell'ordine di una frazione di pacchetto.

In letteratura i ricevitori a modalità burst [6] sono classificati a secondo di come la soglia è ottenuta. Il primo tipo è quello in cui la soglia è determinata completamente dal preambolo posto nell'informazione ricevuta [7]. Un secondo tipo di ricevitore è quello in cui la soglia è determinata dall'ampiezza del segnale ricevuto [8].

Nei ricevitori a burst il circuito di rilevamento di soglia deve adattarsi al segnale ricevuto in un tempo molto breve. Si ipotizza che il segnale ricevuto sia affetto da un rumore bianco Gaussiano. La soglia istantanea (rappresentata dalla variabile casuale  $r$ ) determinata dal circuito di rivelazione ha una distribuzione Gaussiana.

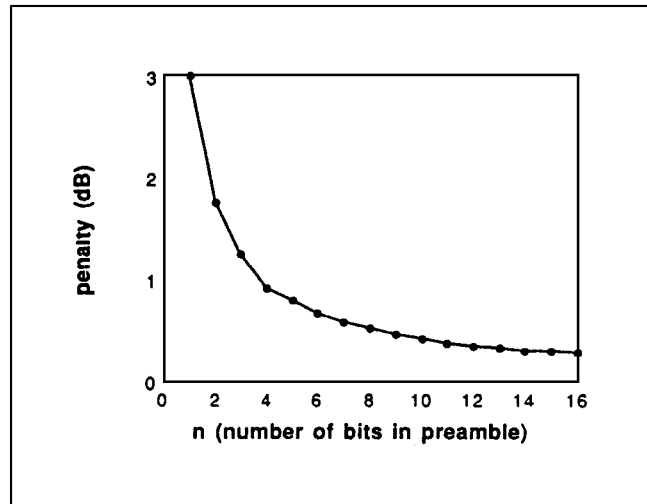
Nel caso di preambolo a  $n$  bit l'espressione della densità di probabilità della soglia vale [9]:

$$f(V_t) = \frac{1}{\sigma_0} \sqrt{\frac{n}{2\pi}} \exp \left[ \frac{-n \left( r - \frac{s_1}{2} \right)^2}{2\sigma_0^2} \right] \quad (5.33)$$

L'espressione del BER per un sistema burst mode vale:

$$P_{e(\text{BURST})} = \int_{-\infty}^{+\infty} f(V_t) \left\{ \frac{1}{2} Q \left( \frac{(V_t - s_0)}{\sigma_0} \right) + \frac{1}{2} Q \left( \frac{(-V_t + s_1)}{\sigma_0} \right) \right\} dV_t \quad (5.34)$$

dove si è considerato che  $f(V_t)$  sia ergodico e che il valore medio del BER può essere calcolato con un numero di burst piuttosto grande ed indipendentemente dalla lunghezza del burst. Nella figura 5.3 si mostra l'andamento della penalità del modo a burst in funzione del numero di bit  $n$  del preambolo.



**Fig. 5.3: Penalty in funzione dei bits di preambolo.**

### Riferimenti cap. 5

- [1] F. Matera; E. Iannone; A. Mecozzi; M. Settembre: Nonlinear Optical Communication Networks. Jhon Wiley & Sons, INC. 1998.
- [2] G. P. Agrawal: Optical fibre Communication Systems
- [3] A. Sapia et al.: Pattern effects in time jitter of semiconductor lasers. Appl. Phys. Lett. 61 (15) October 1992.
- [4] L. M. Lunardi; S. Chandrasekhar; R. G. Swartz: High Speed burst-mode OEIC photoreceiver using InP/InGaAs heterojunction bipolar transistors. in Proc. OFC'94, San Jose, CA. 1994, paper TuH-2.
- [5] K. Mori, T. Akashi: 155.52Mbit/sec Optical Transceiver Modules for ONU/OLT on ATM-PON systems. ECOC 97, 22-25 September 1997, Conference Publication n.448, IEE, 1997.
- [6] Ricevitore ottico a 2.5Gbit/sec per applicazioni FTTH in architetture SuperPON. Progetto ACTS PLANET.
- [7] C. A. Eldering: Theoretical determination of sensitivity penalty of burst-mode fiber optic receiver. J.Lightwave Technol, Vol.11, December 1993.
- [8] C. Su: L. Chen: Theory of Burst-Mode Receiver and its Application in Optical Multiaccess Networks. J.Lightwave Technol, Vol.15, n.4, April 1997.
- [9] K. Nakagawa; S. Nishi; K. Aida: Trunk and Distribution Network Application of Erbium.Doped Fiber Amplifier. Journal of Lightwave technology. Vol.9, n.2, February 1991.

## 6. I sistemi in fibra ottica

In questo capitolo vengono riportate le principali caratteristiche dei sistemi in fibra ottica e per maggiori dettagli si può far riferimento ai riferimenti qui riportati.

### 6.1 Generalità sulle prestazioni dei sistemi in fibra ottica

I sistemi ottici di telecomunicazione hanno mostrato come enormi capacità possono essere trasmesse anche su distanze transoceaniche, specialmente utilizzando le tecniche di multiplazione nel dominio della lunghezza d'onda (wavelength division multiplexing, WDM) [1]. Tuttavia anche i sistemi singolo canale, e cioè che sfruttano la sola multiplazione nel dominio del tempo (time division multiplexing TDM), hanno oggi raggiunto capacità eccezionali [2], ed in particolare la trasmissione a 10 Gb/s è resa oggi possibile su distanze transoceaniche mediante sistemi commerciali, mentre sistemi TDM operanti a 40 Gb/s saranno presto disponibili per operare fino a distanze dell'ordine del migliaio chilometri.

Queste capacità sono state raggiunte grazie alla introduzione di tecniche che hanno permesso di compensare i principali effetti che degradano la propagazione in fibra ed in particolare la dispersione cromatica e la non linearità di tipo Kerr [3-4]. In particolare proprio grazie ad un bilanciamento tra dispersione cromatica ed effetto Kerr è possibile il raggiungimento di alte capacità tramite la cosiddetta propagazione *solitonica* [5]. Per molti anni si è assistito ad un dibattito scientifico riguardante il confronto tra due tipi di trasmissione digitale generalmente denominati Non-Return to Zero (NRZ) e Return to Zero (RZ). In pratica spesso questi due termini, che indicano la forma dell'impulso del singolo bit (rettangolare per NRZ e campana per RZ), venivano utilizzati per indicare due diversi regimi di propagazione che riguardavano il livello di potenza lungo la linea: il regime lineare, o di bassa potenza, per il formato NRZ e quello non lineare, o di alta potenza, per il formato RZ. In particolare per il formato RZ si intendeva quel particolare segnale denominato *solitone* [5]. L'esito del quesito ha evidenziato che



il regime solitonico, in condizioni di propagazione con la stessa dispersione cromatica, nella regione anomala della fibra, permetteva di ottenere prestazioni migliori rispetto al caso NRZ, proprio perché l'effetto Kerr, nel regime solitonico, tende a compensare la dispersione cromatica in maniera molto efficiente [6]. Tale compensazione per segnali NRZ è solo parziale. Tuttavia anche il regime solitonico mostrava molti limiti, specialmente in presenza di una alta dispersione cromatica, come nel caso delle fibre G.652.

Solo qualche anno fa si è scoperto che il metodo più efficiente per ottenere altissime capacità era quello di compensare periodicamente lungo la linea la dispersione cromatica mediante particolari dispositivi come fibre speciali o reticoli (*grating*) [7-8]. Questa tecnica, denominata *dispersion management*, ha mostrato come una trasmissione a 40 Gb/s è possibile su distanze fino a 2000 km [9], in collegamenti con fibre G.652. E' comunque da sottolineare il fatto che quando si prendono in considerazione sistemi con queste frequenze di cifra, non si può più parlare di regime lineare poiché le potenze che sono in gioco lungo la linea sono sempre molto elevate, specialmente quando si considerano lunghe distanze tra gli amplificatori, come richiesto da ovvie ragioni economiche. E' quindi inteso che quando si parla di una trasmissione con una frequenza di cifra superiore ai 2.5 Gb/s, operante su distanze superiori ai 200 km, si è sicuramente in un regime di propagazione in cui lo sfasamento prodotto dall'effetto Kerr non può essere trascurato, anche se l'evoluzione del segnale potrebbe sembrare molto simile a quello che avverrebbe in un regime di tipo lineare [8]. D'altro canto, in un sistema con *dispersion management*, non si potrebbe parlare di propagazione solitonica in maniera rigorosa, nel senso di un segnale che non cambia la sua forma e la sua durata lungo la distanza di propagazione; nel *dispersion management* gli impulsi presentano una variazione enorme sia in termini di durata che di forma. Ciò che si è osservato è che in un collegamento con *dispersion management* la propagazione di impulsi con un formato RZ è più stabile rispetto a quella con segnali NRZ, nel senso che gli impulsi, nonostante una grossa deformazione lungo la tratta di propagazione, tendono periodicamente a riassumere la forma trasmessa. Questa importante caratteristica fa sì che oggi per un sistema ad alta capacità è preferibile un formato di tipo RZ. A questa ragione se ne aggiunge un'altra di carattere più tecnologico e legata al fatto che la generazione, il processo di multiplazione e di demultiplazione è molto più semplice per segnali

RZ che per segnali NRZ. Allo stato attuale specialmente per sistemi singolo canale a 40 Gb/s si pensa quasi esclusivamente ad una trasmissione di tipo RZ.

## 6.2. Tecniche di propagazione in collegamenti in fibra ottica

I principali effetti che limitano la propagazione nei collegamenti in fibra sono la dispersione cromatica, la dispersione di polarizzazione (DP) e gli effetti nonlineari. A questi va aggiunto il rumore ASE quando nel collegamento sono presenti gli amplificatori ottici. La dispersione cromatica e la dispersione di polarizzazione producono un allargamento temporale degli impulsi, mentre gli effetti nonlineari producono sostanzialmente una variazione spettrale del segnale [3]. Occorre subito precisare che nel caso di sistemi singolo canale, l'effetto nonlineare più degradante è l'effetto Kerr che si manifesta in termini di una variazione spuria della fase, effetto conosciuto come self phase modulation. Oggi la degradazione dovuta alla dispersione cromatica può essere fortemente limitata, sia grazie all'utilizzo di fibre appositamente costruite con una dispersione prossima allo zero (fibre dispersion shifted, DS), sia per la possibilità di effettuare una compensazione lineare con vari dispositivi come fibre particolare (dispersion compensating fibres, DCF) o reticoli in fibra. La dispersione di polarizzazione rimane invece un serio ostacolo specialmente per i sistemi con capacità superiore ai 10 Gb/s poiché non può essere facilmente compensata a causa del suo comportamento aleatorio e alle sue fluttuazioni nel tempo [4]. Le fibre ultimamente introdotte hanno una DP trascurabile ma esistono moltissimi cavi installati in cui la DP potrebbe dare origine a seri problemi di trasmissione per sistemi a 40 Gb/s. L'effetto Kerr nel caso dei sistemi singolo canale può avere un comportamento benefico perché nella regione anomala della fibra esso può compensare la dispersione cromatica. Tale effetto è molto evidente quando si propagano impulsi di tipo RZ, ed in particolare, come riportato nel Cap. 2, se l'impulso ha la forma di una secante iperbolica, in assenza di altri effetti, l'impulso può propagarsi per distanze infinite senza deformarsi se la potenza di picco dell'impulso,  $P_k$ , la dispersione cromatica,  $\beta_2$ , l'effetto Kerr,  $\gamma$ , e la durata dell'impulso,  $T_0$ , soddisfano la seguente relazione:

$$P_k = \frac{\beta_2}{\gamma T_0^2} \quad (6.1)$$

Per questa ragione il solitone è apparso come la soluzione ideale per le trasmissioni ad alta capacità. Sfortunatamente la presenza di altri effetti come le perdite, l'ASE e la DP ne limitano la propagazione; tuttavia nei collegamenti con dispersione cromatica costante lungo la linea, nella regione anomala della fibra, la trasmissione solitonica permette di ottenere prestazioni migliori rispetto a quella NRZ. Un altro fatto molto importante è che i solitoni sono molto stabili; ciò significa in pratica che se anche l'impulso di lancio non presenta la forma di una perfetta secante iperbolica, l'impulso dopo breve distanza tende a trasformarsi in un solitone. Inoltre, è da sottolineare il fatto che nella propagazione solitonica si possono utilizzare varie tecniche per aumentarne la capacità come quella ad esempio di inserire dei filtri ottici lungo la linea, ed in particolare filtri in cui la banda è spostata lungo il collegamento (sliding filters) [5].

Per chiarire meglio questi concetti nella figura 1 viene riportato un confronto in termini di massima capacità che può essere raggiunta con i segnali NRZ o con i solitoni. I risultati sono stati ottenuti mediante simulazione numeriche [6] e si riferiscono ad un collegamento con amplificatori ottici ad erbio installati ogni 40 km e con fibre DS aventi una perdita di 0.25 dB/km, con una dispersione cromatica pari a 1 ps/nm/km. Nella figura riportiamo due casi riguardanti la propagazione solitonica e cioè quella senza filtri ottici in linea (solitoni) e quella con filtri ottici in linea a scivolamento di frequenza (solitoni con filtri). Per confronto si riporta anche la curva corrispondente al limite dispersivo della linea (regime lineare). Come mostrato dalla figura è assai evidente il vantaggio nell'utilizzare i sistemi a solitoni, specialmente se si utilizza la tecnica di filtraggio lungo la linea.

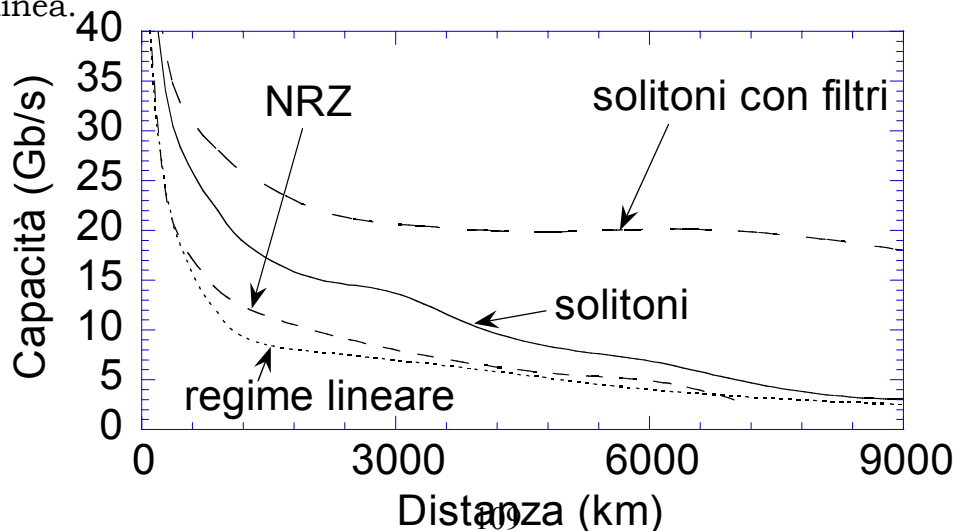


Fig. 6.1: Massima capacità (Gb/s) vs lunghezza del collegamento nel caso di una fibra DS con amplificatori spazati 40 km.

Un'altra proprietà dei solitoni è che essi possono parzialmente compensare la DP grazie al fatto che l'effetto della self phase modulation produce una forza di attrazione tra le componenti dell'impulso che tenderebbero ad allontanarsi a causa della DP.

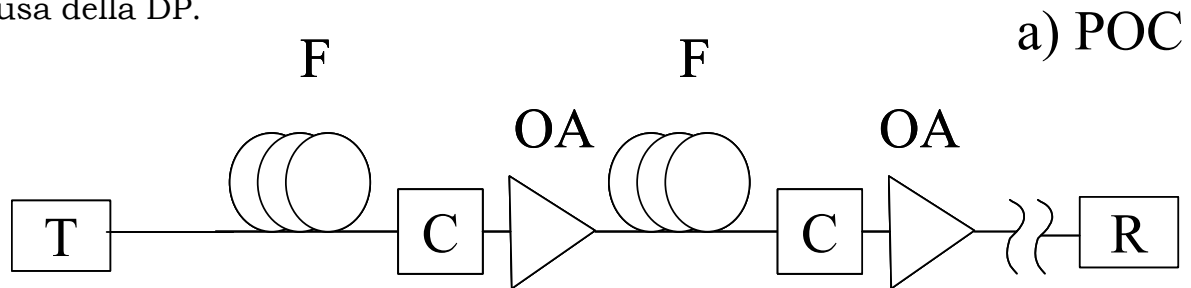


Fig. 6.2: Schema di un collegamento con Dispersion Management.

Un grosso passo avanti nelle trasmissioni ottiche è stata l'introduzione del metodo del dispersion management. Concettualmente il metodo è semplice: periodicamente la dispersione cromatica è compensata da un dispositivo con una dispersione cromatica di segno opposto. In questo modo si potrebbe avere un collegamento con dispersione cromatica media nulla. Sfortunatamente l'effetto Kerr limita questo comportamento ideale poiché lungo ogni singola tratta lo sfasamento non lineare interagisce con quello prodotto dalla dispersione cromatica. Il risultato è che il dispositivo compensatore potrebbe non essere in grado di compensare lo sfasamento accumulato lungo ogni tratta. Tuttavia in molte condizioni l'effetto Kerr non limita più di tanto il processo di compensazione e oggi si è dimostrato che il dispersion management permette di ottenere le massime prestazioni sia utilizzando segnali NRZ che solitoni. In particolare la compensazione nei collegamenti con fibre G.652 è fatta con reticoli, mentre in quelli con fibra DS, o G.653, con pezzi di fibra G.652. Occorre precisare che in un sistema con dispersion management il concetto di solitone assume un connotato diverso da quello tradizionale e si riferisce ad un impulso che, pur subendo forti variazioni in termini di forma e durata, specialmente quando la dispersione cromatica dei tratti è molto elevata, si ricompone periodicamente dando una sensazione di impulso che respira (breathing pulse) [5]. Anche in regimi con

dispersion management, i segnali RZ sono da preferire a quelli NRZ, anche se le capacità che possono essere ottenute con i due formati sono enormi e comunque molto più alte rispetto a quelle riportate nella fig. 1

Nel dispersion management la forma degli impulsi ha un ruolo importante, poiché i fronti di salita e di discesa possono dare origine a delle forti variazioni di fase, che a loro volta possono essere fortemente deformate dall'effetto Kerr, tali variazioni di fase possono essere quindi non facilmente annullate dai dispositivi compensatori. A causa di questo comportamento i segnali NRZ, a causa dei loro ripidi fronti di salita e discesa possono essere soggetti a maggiori degradazioni rispetto ai segnali RZ. Tale comportamento è assai più evidente con la trasmissione a 40 Gb/s in fibre G.652, dove, in assenza di dispersion management, la trasmissione sarebbe limitata a qualche chilometro. Viceversa grazie ad un opportuno controllo nello sfasamento del segnale all'ingresso del collegamento i segnali RZ possono essere trasmessi per distanze superiori ai 1000 km.

Fino a questo momento abbiamo fatto un confronto tra segnali NRZ e RZ solo dal punto di vista trasmissivo. Un altro discorso deve essere fatto dal punto di vista della gestione dei segnali nella trasmissione e nella ricezione. Attualmente possiamo dire che per le trasmissioni a 10 Gb/s non ci sono grosse difficoltà sia nel generare, che nel rilevare un segnale NRZ o RZ, ma è ben altra cosa operare a 40 Gb/s. Infatti la gestione di un segnale a 40 Gb/s è assai complesso a causa dei limiti dell'elettronica. Un segnale RZ a 40 Gb/s ha il grosso vantaggio che può essere ottenuto per moltiplicazione ottica (Optical TDM, OTDM), a partire da segnali a 10 Gb/s, e anche il ricevitore può essere più semplice perché il flusso di dati all'uscita del collegamento può essere suddiviso in fasci con capacità più basse e quindi essere rilevato con ricevitori con costi assai inferiori. A questi enormi vantaggi si aggiunge il fatto che i flussi di partenza possono essere manipolati per ottenere formati di modulazione che garantiscono prestazioni migliori. Per esempio se si ottiene un fascio in cui gli impulsi adiacenti hanno uno stato di polarizzazione ortogonale si ha il vantaggio che tali impulsi interagiscono non linearmente in maniera più debole [4][9]. Mediante questo metodo, denominato, trasmissione con polarizzazione alternate, si riesce ad avere una capacità fino al 60% maggiore rispetto ad un sistema in cui gli impulsi hanno lo

stesso stato di polarizzazione in ingresso. Il metodo delle polarizzazioni alternate sarebbe impossibile con segnali NRZ.

### **6.2.1 ANALISI QUANTITATIVA DEL FENOMENO DELL' ACCUMULO DELL' ASE**

L'ASE limita il numero di EDFA che possono essere collocati in cascata in un collegamento dal momento che l'ASE generato all'interno di un EDFA viene amplificato da parte dei successivi, accumulandosi. Quindi si ha un degrado del rapporto segnale rumore che può anche divenire inaccettabile; in questo modo l'ASE può anche risultare il fattore principale che limita la lunghezza massima di una tratta. Quanto detto si capisce immediatamente dalla seguente analisi sul comportamento dell'SNR.

Si supponga di avere un collegamento come quello di fig. 6.2 senza compensatori. L' OSNR è il rapporto tra la potenza del generico segnale e la potenza dell' ASE contenuto nella banda del segnale stesso prima del fotodiode.

Se si indica con  $P_{S,i}$  la potenza ottica di segnale del singolo canale, all' uscita dell' i-esimo amplificatore e con  $P_{S,0}$  quella all' uscita del Booster si avrà:

$$\left. \begin{array}{l} P_{S,0} \\ P_{S,1} = P_{S,0} \cdot \frac{g_1}{a_1} \\ \dots\dots\dots \\ P_{S,n} = P_{S,0} \cdot \frac{g_1}{a_1} \cdot \frac{g_2}{a_2} \cdot \dots\dots\dots \frac{g_n}{a_n} \end{array} \right\}$$

(6.2)

In modo del tutto analogo, definendo  $P_{N,i}$  la potenza di rumore ottico all'uscita dell' i-esimo amplificatore e con  $P_{N,0}$  quella all' uscita del Booster si potrà scrivere:

$$\left. \begin{array}{l} P_{N,0} \\ P_{N,1} = P_{N,0} \cdot \frac{g_1}{a_1} + F_1(g_1 - 1)h\nu\Delta\nu \cong P_{N,0} \cdot \frac{g_1}{a_1} + F_1g_1h\nu\Delta\nu \\ \dots\dots\dots \\ P_{N,n} = P_{S,0} \cdot \frac{g_1}{a_1} \cdot \frac{g_2}{a_2} \cdot \dots\dots\dots \frac{g_n}{a_n} + F_1g_1h\nu\Delta\nu \cdot \frac{g_2}{a_2} \cdot \dots\dots\dots \frac{g_n}{a_n} + F_2g_2h\nu\Delta\nu \cdot \frac{g_3}{a_3} \cdot \dots\dots\dots \frac{g_n}{a_n} + \dots\dots\dots F_n g_n h\nu\Delta\nu \end{array} \right\} (6.3)$$

dove  $F = nsp$  in questo caso indica il fattore di inversione dell'amplificatore. Se si ipotizza che tutti gli amplificatori compensano perfettamente l'attenuazione della tratta precedente ( $g_i = a_i$ ) e che abbiano tutti la stessa cifra di rumore ( $F_1 = F_2 = F_3 = \dots = F_n = F$ ) si ottiene:

$$\begin{aligned} P_{S,n} &= P_{S,0} \\ P_{N,n} &\cong P_{N,0} + Fh\nu\Delta\nu \sum_{i=1}^n a_i \end{aligned} \quad (6.4)$$

Quindi in definitiva l' OSNR avrà la seguente espressione:

$$OSNR = \frac{P_{S,n}}{P_{N,n}} = \frac{P_{S,0}}{P_{N,0} + Fh\nu\Delta\nu \sum_{i=1}^n a_i} \quad (6.5)$$

### 6.3 Sistemi WDM.

In teoria la banda del segnale nei sistemi di comunicazione ottica può superare il valore di 1 THz grazie all'elevato valore della frequenza portante associata al segnale ottico.

In pratica però il bit-rate è spesso limitato a 40 Gb/s o meno a causa delle limitazioni imposte dalla fibra, come dispersioni, non linearità, velocità dei componenti elettronici, ecc.

La possibilità di trasmettere più segnali, contemporaneamente nella stessa fibra, è un modo per tornare a sfruttare l'elevata capacità di trasmissione offerta dai sistemi ottici.

Il multiplexing dei canali può essere realizzato sia nel dominio del tempo che in quello della frequenza (TDM e FDM rispettivamente), in particolare nel caso di comunicazioni ottiche si parla di OTDM (optical time division multiplexing) e WDM (wavelength division multiplexing).

In un sistema WDM più portanti ottiche a differente lunghezza d'onda sono modulate usando stringhe di bits indipendenti, usando la tecnica TDM o FDM nel



dominio elettrico, e quindi trasmesse tutte sulla stessa fibra. In ricezione il segnale ottico è demodulato in canali separati.

Questa tecnica permette quindi di sfruttare efficientemente le potenzialità della trasmissione ottica, per esempio possiamo trasmettere centinaia di canali a 10 Gb/s sulla stessa fibra spaziando i canali di 40-50 GHz.

Il concetto di sistema WDM è stato studiato a partire dal 1980. Per capire meglio, consideriamo un sistema di comunicazione ad un solo canale, intorno ai 1300 nm; possiamo pensare di raddoppiare la capacità di questo sistema introducendo un altro canale vicino ai 1500 nm, otteniamo un sistema multicanale con spaziatura di 200nm.

E' chiaro quindi che riducendo la spaziatura tra canali è anche possibile aumentare la capacità di comunicazione, ed è proprio in questa direzione che si è studiato durante gli anni '90.

I primi esperimenti su collegamenti WDM dimostrarono di poter trasmettere a 1.37 Tb/s-Km a 1.5  $\mu$ m trasmettendo 10 canali a 2 Gb/s su una fibra standard di 68.3 Km con spaziatura tra canali di 1.35 nm. Le stesse prestazioni sarebbero impossibili con un sistema a canale singolo poiché la dispersione della fibra limiterebbe il bit-rate a 1 Tb/s-Km. Aumentare la capacità di trasmissione impone quindi di diminuire la distanza in frequenza tra canali adiacenti.

La spaziatura minima tra canali è limitata dall'estensione del crosstalk tra canali. Tipicamente lo spazio tra canali può essere superiore a quattro volte il bit rate.

La spaziatura minima può essere quindi inferiore a 80 GHz o 0.6 nm per canali a 20 Gb/s, così è possibile trasmettere 200 canali contemporaneamente in una finestra di 120 nm portando il bit rate a 4 Tb/s.

Se assumiamo che il segnale WDM può essere trasmesso per oltre 150 Km senza la necessità di rigenerazione da parte di un amplificatore ottico, riusciamo ad ottenere valori di 600 Tb/s-Km.

E' quindi chiaro il motivo per cui il sistema WDM ha dato vita alla quarta generazione di sistemi ottici, incrementando la capacità di trasmissione di 1000 volte circa.

Nella pratica però esistono molti fattori che limitano l'utilizzo dell'intera finestra a bassa perdita di 120 nm. Fra questi l'utilizzo di amplificatori ottici per la rigenerazione dei canali che limitano la banda utilizzabile poiché la zona a

guadagno uniforme è inferiore alla banda ottica (es: la banda di un amplificatore a fibra drogata in erbio è 30-35 nm).

Gli altri fattori che limitano le prestazioni di un sistema WDM sono:

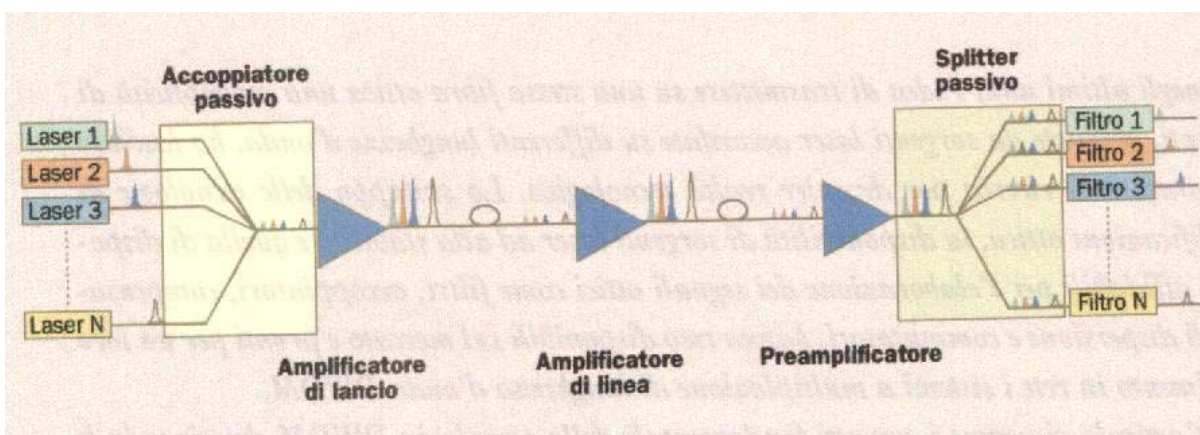
la stabilità dei laser DFB, la degradazione dei segnali durante la trasmissione a causa delle non linearità (FWM, XPM) e l'interferenza tra canali adiacenti.

### 6.3.1 Sistemi DWDM

L'acronimo DWDM (Dense Wavelength Division Multiplexing) indica la tecnica di moltiplicazione che permette di trasmettere contemporaneamente su una singola fibra ottica una molteplicità di segnali generati da sorgenti laser diverse, accordate su differenti lunghezze d'onda solitamente indicate con " $\lambda$ ". È importante chiarire che concettualmente non vi è alcuna differenza tra la moltiplicazione in frequenza (nota con l'acronimo FDM) usata nei sistemi elettrici di comunicazione e la WDM; si preferisce usare il termine "wavelength" al posto di "frequency" solo per tradizioni culturali associate al mondo dell'ottica. La lettera "D" davanti alla sequenza "WDM" sta ad indicare che la differenza tra le lunghezze d'onda di canali adiacenti è inferiore ad 1nm ( $10^{-9}m$ ) e quindi  $\Delta f \approx 100GHz$  cioè la moltiplicazione è di tipo "denso".

Per i sistemi DWDM si fa riferimento a sistemi operanti in terza finestra (1500 nm).

Nella figura seguente è riportato lo schema di principio di un generico collegamento DWDM:



Fig

### 6.3: Schema di un sistema DWDM.

I sistemi realizzati con questo schema sono detti monodirezionali in quanto i segnali che viaggiano lungo ciascuna delle due fibre ottiche che compongono il collegamento si propagano in un solo verso ( nella figura il verso è da sinistra a destra; in tale figura, inoltre, il segnale lo si è rappresentato schematicamente con il suo spettro in frequenza). In realtà di recente si sono messi appunto dei sistemi DWDM, detti bidirezionali, in cui su ciascuna delle due fibre che compongono il collegamento è possibile la propagazione di segnali in versi opposti potendo così realizzare collegamenti bidirezionali su una singola fibra. Tuttavia questi sistemi sono stati impiegati solo in alcuni casi particolari e pertanto nel seguito si farà riferimento ai soli sistemi monodirezionali.

Guardando la figura 6.3 si osserva la presenza di un “accoppiatore passivo” N:1 che ha la funzione di accoppiare (cioè convogliare) gli N segnali generati dai LASER verso un'unica fibra di uscita; naturalmente per consentire agli apparati in ricezione di filtrare in frequenza e quindi separare i segnali, le lunghezze d'onda degli N LASER devono necessariamente essere diverse.

Per compensare l'attenuazione introdotta dall'accoppiatore e consentire di lanciare in fibra una potenza sufficientemente elevata si introduce un amplificatore di lancio (o di potenza) detto booster. All'uscita del booster il segnale è predisposto per essere lanciato in fibra. Naturalmente se la distanza tra i terminali dovesse essere troppo elevata si può prevedere l'inserimento di uno o più amplificatori ottici di linea detti OLA (Optical Line Amplifier) che hanno il compito di recuperare l'attenuazione introdotta dalla tratta di fibra che li precede; nel seguito si vedrà come il numero di OLA che è possibile inserire nel collegamento è limitato da diversi fattori. Al termine del collegamento, prima di passare attraverso lo splitter passivo, il segnale multiplato subisce un'amplificazione da parte del PRE (PREamplificatore ottico); questa amplificazione ha lo scopo di riportare il livello dei segnali a valori tali per cui la divisione operata dallo splitter e il successivo filtraggio operato dai filtri ottici non portino la potenza di ciascun segnale sotto la sensibilità minima dei ricevitori posti alla destra dei filtri.

Qualora l'attenuazione introdotta dagli accoppiatori gli splitter e i filtri (detta anche perdita di inserzione ) sia molto bassa (componenti di alta qualità) risulta

possibile l'uso della moltiplicazione di lunghezza d'onda senza amplificazione ottica in applicazioni di trasporto in ambito locale o metropolitano dove le distanze da superare sono dell'ordine della decina di chilometri.

Al DWDM i comitati di normalizzazione in seno all'ITU hanno riservato, per il momento, una finestra spettrale che si estende tra 192 e 196 THz, con una canalizzazione, visibile in Figura 1, che prevede una distanza tra le frequenze vettrici pari a 100 GHz (0.8 nm), come previsto in seno alla Raccomandazione ITU-T (G.692). Rispettando tale canalizzazione viene assicurata la compatibilità tra i sistemi di diversi costruttori. Generalmente un sistema DWDM, il cui schema è riportato in Figura 2, utilizza due fibre diverse per le due direzioni di trasmissione, anche se è possibile utilizzarne una sola, a patto di sacrificare parte della banda utile per interporre una banda di guardia tra i segnali che si propagano in direzioni opposte, e di separare le due direzioni ad ogni punto di amplificazione.

Sistemi DWDM: sistemi aperti, sistemi integrati, sistemi misti

Si è detto che il sistema DWDM moltiplica  $N$  canali ottici, ognuno dei quali può ospitare un segnale client generato da un corrispondente apparato connesso al sistema di linea DWDM; in base alla modalità di connessione con questi apparati i sistemi DWDM sono classificati in sistemi aperti, sistemi integrati e sistemi misti.

I sistemi aperti consentono di trasportare una classe di segnali client molto estesa; vale a dire che i segnali client che possono essere convogliati sullo stesso sistema DWDM possono essere anche molto diversi in termini di caratteristiche quali: la struttura di trama, il formato di modulazione e la velocità di cifra. Ciò è reso possibile dall'utilizzo di tecniche di conversione della lunghezza d'onda mediante dispositivi chiamati trasponder o adattatori di lunghezza d'onda (wavelength adapter): questi consentono di adattare i segnali ottici generati dagli apparati client al trasporto con sistemi DWDM. Questo adattamento consiste nella generazione di un nuovo segnale ottico con lo stesso contenuto informativo del segnale client ma con livelli di potenza e lunghezza d'onda conformi alle specifiche del sistema di linea DWDM.

I sistemi integrati, invece, sono basati su una filosofia opposta; essi infatti formano un tutt'uno con i sistemi client. In questi sistemi, cioè, sono le stesse

interfacce ottiche dei terminali client a garantire il corretto formato del segnale in ingresso al sistema DWDM sia in termini di potenza che di lunghezza d'onda( ad esempio i terminali ADM-16 SDH). Per tale ragione questi sistemi sono spesso indicati anche come sistemi con interfacce colorate.

I sistemi misti, infine, prevedono sia la presenza di trasponder che di interfacce colorate.

In figura 6.4 si riporta lo schema semplificato di un sistema misto. Sempre con riferimento alla figura 6.4 si osservi che i blocchi Mux Demux realizzano sia l'accoppiamento con la fibra (Mux) sia la separazione dei segnali ottici (Demux). Quindi ciascuno di questi due blocchi sarà composto da un accoppiatore passivo, uno splitter, un banco di filtri ottici, un booster ed un preamplificatore.

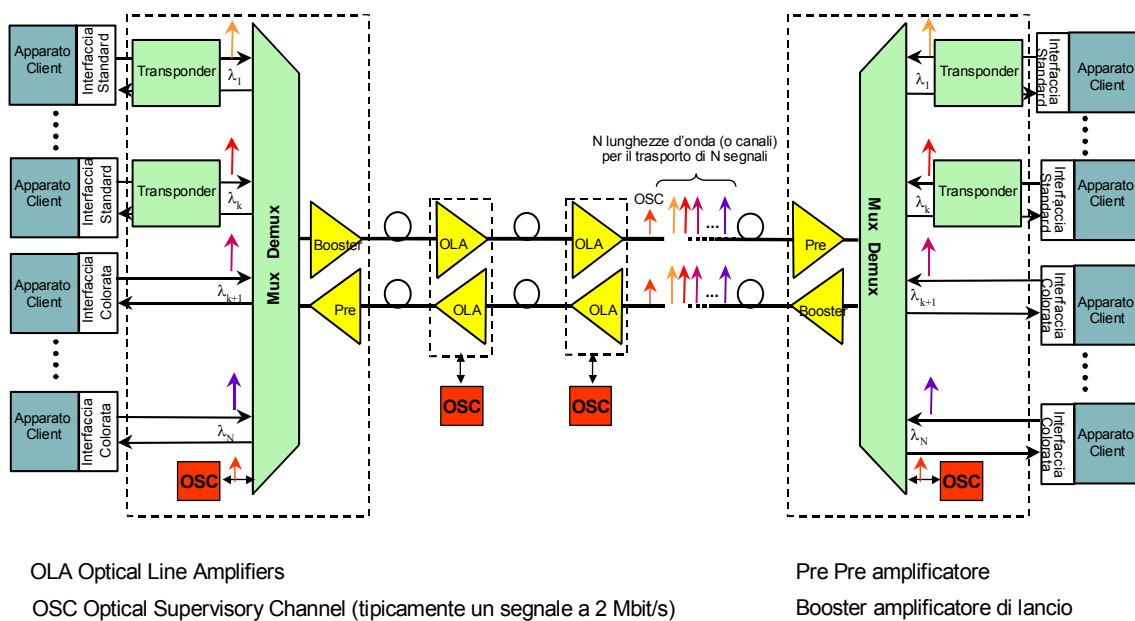


Fig.6.4 Sistema DWDM in configurazione mista con trasponder e interfacce colorate

## 6.4 PROGETTO DEL COLLEGAMENTO

Per la realizzazione di un collegamento ottico, in genere WDM, occorre innanzitutto prendere in considerazione i seguenti requisiti:

- Garantire un **rapporto segnale rumore ottico** al ricevitore sempre superiore ad un valore minimo specificato dal costruttore.
- Garantire che la **dispersione cromatica totale e quella dipolarizzazione totale** accumulata, sulla singola RS, sia inferiore al valore massimo tollerato dai ricevitori.
- Mantenere le **distorsioni e l'interferenza introdotta dalle non linearità**, al di sotto dei valori dichiarati dal costruttore.

Tra tutte le configurazioni che risultano fattibili ovviamente si sceglierà la soluzione economicamente più vantaggiosa.

*Procedura per la valutazione di fattibilità di una configurazione di collegamento.*

Da un punto di vista pratico, la verifica dei tre vincoli sopra citati, da parte di una configurazione, avviene a valle dei seguenti tre passi:

1) Individuazione dell'attenuazione della singola tratta j-ma tramite la seguente espressione:

$$A_j = \alpha_f \cdot L_j + \alpha_g \cdot L_j + n_j \cdot A_c \quad \text{con } j = 1, 2, \dots, N$$

dove:  $L_j$  [Km] lunghezza della tratta j-ma;  $\alpha_f$  [dB/Km] attenuazione introdotta dalla fibra;  $\alpha_g$  [dB/Km] attenuazione equivalente introdotta dai giunti;  $A_c$  [dB] attenuazione introdotta dal singolo connettore;  $n_j$  numro di connettori utilizzati per l'attestazione delle fibre della tratta j-ma.

Al termine di questa fase, saranno note le attenuazioni delle singole tratte costituenti il collegamento e sono disponibili gli N-1 siti dove poter posizionare o gli apparati o gli attraversamenti passivi.

2) Riduzione dell'insieme d'ingresso dei siti del collegamento:

Non sempre è indispensabile inserire un apparato in ogni sito disponibile (si pensi, ad esempio, al caso di bassa attenuazione di tratta); in tal caso conviene *accorpare* più tratte consecutive in modo da economizzare sul numero degli apparati, amplificatori o rigeneratori, e quindi sul costo totale del collegamento. Prima di realizzare l'accorpamento è necessario introdurre il “margine di esercizio”; questo margine, il cui valore va scelto opportunamente, va aggiunto all'attenuazione totale della tratta accorpata.

### 3) Collocazione in ogni sito disponibile di un amplificatore o di un rigeneratore:

I due punti precedenti permettono di individuare diverse possibili configurazioni per ognuna delle quali sono note le rispettive attenuazioni di tratta e i siti disponibili; quindi non resta da fare altro che inserire in ogni sito disponibile un amplificatore o un rigeneratore.

A questo punto le diverse possibili configurazioni sono perfettamente determinate e bisogna verificarne il rispetto dei vincoli: ciò avviene mediante i seguenti passi:

#### a) $OSNR > OSNR_{min}$

Il rispetto di questo vincolo può essere verificato per ciascuna RS mediante la relazione (6.5):

$$OSNR = \frac{P_{S,n}}{P_{N,n}} = \frac{P_{S,0}}{P_{N,0} + Fh\nu\Delta\nu \sum_{i=1}^n a_i} > OSNR_{min}$$

(6.6)

dove le  $a_i$  sono le attenuazioni di tratta accorpate, comprensive del margine di esercizio.

#### b) Garantire che la dispersione cromatica totale accumulata sulla singola RS sia inferiore al

valore minimo tollerato dai ricevitori.

Il rispetto di questo vincolo può essere verificato per ogni RS mediante la seguente

relazione:

$$D(\lambda_i) \cdot L_{RS} < D_{max} \quad (6.7)$$

dove  $D(\lambda_i)$  è il coefficiente di dispersione cromatica della fibra alla lunghezza d'onda  $\lambda_i$ ,

$L_{RS}$  è la lunghezza della tratta RS e  $D_{max}$  il valore massimo di dispersione cromatica

tollerabile dal ricevitore dichiarato dal costruttore.

c) Tenere conto, con un certo margine, le distorsioni e l'interferenza introdotte dalle non

linearità.

Tale vincolo deve essere verificato analizzando il collegamento e tenendo conto dei limiti

in potenza, in larghezza spettrale o in distanza tra le frequenze dei segnali imposti dai

fenomeni non lineari.

#### **6.4 Lo stato della capacità dei sistemi in fibra ottica**

La trasmissione a 40 Gb/s è ancora in uno stato primordiale, ma la sua richiesta è sempre più pressante specialmente a causa dell'enorme crescita del traffico nelle telecomunicazioni che sta avvenendo a causa del fenomeno Internet. Viceversa i sistemi nx10 Gb/s e ancor di più quelli mx2.5 Gb/s sono già commercializzati. La ricerca in laboratorio mostra che le capacità che si possono ottenere sono straordinarie e nella tabella seguente riportiamo i principali esperimenti effettuati in termini di massima capacità riportati alla conferenza ECOC 2001.



Total capacity	N x channel bit-rate	Total distance	Transmission technique	Kind of fibre, amplifier spacing	Authors
10.2 Tbit/s	256x42.7 Gbit/s	100 km	PDM/WDM, NRZ ETDM	TeraLight™	S. Bigo ALCATEL (postdead. OFC01)
5 Tbit/s	125x42.7 Gbit/s	1200 km	NRZ ETDM	TeraLight™	S. Bigo ALCATEL
3.2 Tbit/s	80x40 Gbit/s	300 km	PSBT format 50 GHz Polar. mux	TeraLight™	H. Bissessur ALCATEL
2.4 Tbit/s	240x10 Gbit/s	7400 km	Raman ampl.	G.652, comp. 50 km	N. Shimojoh Fujitsu
1.6 Tbit/s	40x42.7 Gbit/s	2000 km	NRZ EMUX	Particular fibre 100 km	B. Zhu Lucent
1.6 Tbit/s	160x10.66 Gbit/s	380 km	NRZ, Raman ampl	Particular fibre Unrepeated	P. Le Reux ALCATEL
1.28 Tbit/s	64x20 Gbit/s	4200 km	Raman ampl.	Particular Disp.Man. 100 km	K. Ishida Mitsubishi
1.28 Tbit/s	32x40 Gbit/s	1704 km	ETDM NRZ	Particular Disp. Man.	A Hugbart ALCATEL
1 Tbit/s	25x40 Gbit/s	306 km	OTDM	Particular fibres Unrepeated	K. Tanaka KDDI
0.24 Tbit/s	3x80 Gbit/s	600 km	OTDM	G.652 50 km	H. Murai OKI

Table 1: main experiments presented in ECOC 2001

## 6.5 SISTEMI IN FIBRA OTTICA COMMERCIALI

A partire dagli anni '70 c'è stata una ampia diffusione dei sistemi di trasmissione in fibra ottica e furono creati degli standard per tali sistemi che definivano innanzitutto il tipo di multiplexazione che veniva utilizzata. Inizialmente furono introdotti i sistemi Plesiochronous Digital Hierarchy (PDH), che alla fine degli anni '90 furono sostituiti dai sistemi Synchronous Digital Hierarchy (SDH) che permettevano una migliore affidabilità, la maneggevolezza dei flussi numerici e una più alta capacità. La situazione attuale è che ormai sulla rete dorsali i sistemi sono tipicamente SDH con frequenze di cifra a 640 Mb/s e 2.5 Gb/s ma sono

sempre più presenti anche i sistemi a 10 Gb/s e i sistemi WDM ( $n \times 2.5$  Gb/s e  $m \times 10$  Gb/s).

La tecnologia SDH è una tecnologia molto affidabile ma anche molto costosa che per alcune trasmissioni può risultare anche troppo onerosa. Specialmente per il protocollo IP una tecnologia più semplice dell'SDH sarebbe sufficiente e per questo è stata introdotta una tecnologia di trasmissione asincrona denominata Gigabit Ethernet (GBE), compatibile con le reti ETHERNET. Del trasporto dei pacchetti IP si parlerà nel capitolo 9.

### 6.5.1 La moltiplicazione numerica

La moltiplicazione numerica permette a più flussi numerici, denominati *tributari*, di essere affasciati a divisione di tempo (TDM) in unico flusso a più alta velocità denominato *aggregato*. Le corrispondenti apparecchiature sono denominate moltiplicatori.

La moltiplicazione è ottenuta sostanzialmente in due fasi: la fase di scrittura e la fase di lettura.

Nella fase di scrittura i bit dei tributari vengono inseriti nei rispettivi buffer con una frequenza di scrittura uguale alla loro frequenza istantanea di cifra  $f_0$ . Nella fase di lettura i buffer dei tributari sono letti ciclicamente con frequenza di lettura  $f_m \geq Nf_0$ , dove  $N$  è il numero dei tributari.

Ai fini di avere una corretta moltiplicazione è indispensabile che il moltiplicatore conosca il segnale periodico associato ad ogni tributario in modo da inserire correttamente ogni bit del tributario nello slot temporale riservato nel flusso aggregato. In pratica il tempo di bit del flusso aggregato è suddiviso in  $N$  slot, e nel primo è inserito un bit del primo flusso tributario, nel secondo slot un bit del secondo flusso tributario e così via. Tale segnale periodico è chiamato *cronosegnale* ed è estratto dalla stessa interfaccia che riceve il tributario.

I sistemi si suddividono sostanzialmente in sistemi sincroni e plesiocroni:

- Nei sistemi sincroni i cronosegnali dei tributari hanno la stessa frequenza istantanea e quindi una differenza di fase costante,

- Nei sistemi plesiocroni i cronosegnali hanno la stessa frequenza nominale e i possibili scostamenti del valore istantaneo sono contenuti in un intervallo di tolleranza prefissato.

### **PDH**

Lo standard internazionale PDH è stato definito dall'International Telecommunications Union - Telecommunications sector (ITU-T) si impose immediatamente in tutto il mondo, pur se con alcune varianti da un paese all'altro. Lo standard PDH definisce una gerarchia di segnali numerici, a ogni livello costruiti attraverso la moltiplicazione numerica asincrona di segnali del livello inferiore. I formati di moltiplicazione sono definiti nella raccomandazione ITU-T G702, mentre le caratteristiche elettriche e fisiche delle interfacce PDH sono invece definite nella racc. ITU-T G. 703. Nella versione europea, le frequenze di cifra della gerarchia PDH sono i valori 2.048 Mbit/s, 8.448 Mbit/s, 34.368 Mbit/s, 139.264 Mbit/s e 564.992 Mbit/s.

Il cronosegnale del multiplexer numerico non è in rapporto fisso con le frequenze istantanee di cifra dei tributari. La sincronizzazione di cifra viene quindi effettuata mediante la tecnica di giustificazione di bit o pulse stuffing (a riempimento di impulsi). La gestione dello stuffing è eseguita a livello di singolo tributario.

I sistemi PDH, anche se permisero una vasta diffusione delle comunicazioni ottiche, presentavano però delle difficoltà e prime tra tutte la necessità della demoltiplicazione completa del segnale di linea fino al livello gerarchico del tributario che si vuole estrarre. Inoltre era presente una scarsa disponibilità nella trama per scopi di esercizio e manutenzione. Inoltre per la gestione del sistema (reinstradamento dei flussi e manutenzione della rete) è necessario un approccio manuale.

### **SDH**

I principali limiti dei sistemi PDH vennero superati dai sistemi SDH, di cui l'ITU-T definì lo standard verso la fine degli anni '80, sulla base dello standard americano Synchronous Optical NETWORK (SONET), alle frequenze di cifra 155.520 Mbit/s,

622.080 Mbit/s, 2.488320 Gbit/s, 9.953280 Gbit/s e superiori. Le raccomandazioni, G.707, G.708 G.709 furono approvate nel 1988. La gerarchia SDH è stata progettata utilizzando tecniche di giustificazione e multiplazione abbastanza complesse, per permettere la multiplazione sincrona di tributari aventi frequenze di cifra anche diverse dal valore nominale.

La tecnica SDH presenta numerosi vantaggi e funzioni accessorie. Soprattutto, i sistemi SDH su fibra ottica mettono a disposizione una capacità trasmissiva enorme arrivando fino ai 10 Gb/s ed è compatibile con le tecniche DWDM.

Oggi la maggior parte dei sistemi di trasmissione in fibra ottica sono di tipo SDH, e la trama SDH è in grado di trasportare ogni tipo di segnale, da quello telefonico a quello basato sulla commutazione ATM e IP. Diversi sono i vantaggi offerti dalle tecniche SDH, primi tra tutti la flessibilità di gestione dei flussi trasmessivi, la protezione automatica del traffico e presenta inoltre delle funzioni evolute per l'esercizio e la manutenzione. In particolare l'SDH permette l'accesso diretto ai tributari (cosa non permessa dalle tecniche PDH). In questo modo la rete è più flessibile ed efficiente in quanto tutti gli apparati di rete sono in grado di eseguire operazioni di ADD-DROP distribuite a 2, 34 e 140 Mb/s.

### **Caratteristiche dell'SDH**

La multiplazione SDH definisce 4 livelli (ITU-T G.707) tutti basati su una durata della trama di 125  $\mu$ s. Le trame e i segnali dei vari livelli gerarchici sono detti STM-N. Nella tabella si riportano le caratteristiche dei vari STM.

<b>Livello SDH</b>	<b>Bit rate</b>
<b>STM-1</b>	155.520 Mb/s
<b>STM-4</b>	622.080 Mb/s
<b>STM-16</b>	2488.320 Mb/s
<b>STM-64</b>	9953.280

La trama SDH è riportata nella figura 6.5, e può essere rappresentata da una matrice, che nell'STM-1 è costituita da 270x9 byte ed è trasmessa per righe da sinistra a destra. La matrice che contiene quindi 2430 byte (19440 bit) dura sempre 125  $\mu$ s. Nel caso degli STM-N, la durata della trama è sempre di 125  $\mu$ s, ma è composta da una matrice con 270xN colonne per 9 righe.

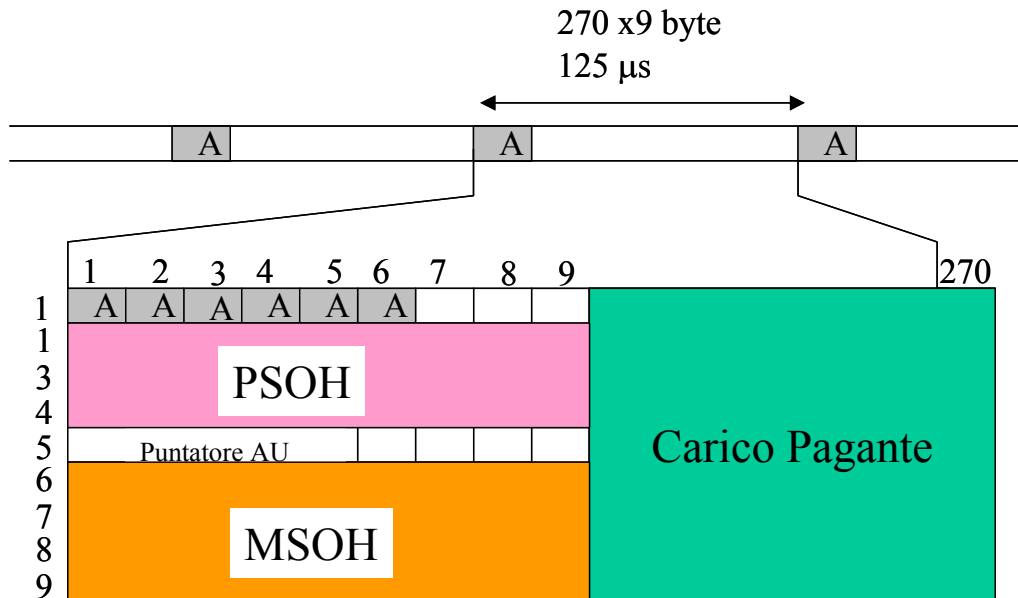


Fig. 6.6: Trama SDH STM-1

Nella trama sono previste le parole di allineamento A, la sezione del carico pagante, la sezione di Overhead (distinta in Regenerator Section OverHead, RSOH e Multiplexer Section OverHead MSOH) la parte di puntamento (Puntatore AU) che indica dove leggere il carico pagante. Nella parte del carico pagante sono contenuti i Virtual Container (VC) che sono i contengono le informazioni "clienti" e sono accessibili individualmente e indipendentemente tramite i puntatori.

Gli apparati fondamentali dell'SDH sono gli ADM che permettono l'inserimento e l'estrazione di flussi tributari all'interno di un nodo e il Digital Cross Connect, denominato anche Ripartitore Elettronico Digitale (RED) che permette la permutazione dei flussi all'interno di un nodo secondo una mappa prestabilita, modificabile via software.

## RETI SDH

La tecnologia SDH (Synchronous Digital Hierarchy) nasce in realtà per la realizzazione di reti di trasporto su infrastruttura ottica. Tuttavia, dato che i

componenti tecnologici SDH (ADM - Add Drop Multiplexer) costituiscono una soluzione consolidata per la fornitura di capacità dedicate ad alta velocità su portanti ottiche, la soluzione SDH viene in alcuni casi utilizzata per la realizzazione di anelli ottici di accesso per la clientela (soprattutto per la clientela di dimensioni grandi e medie). Nella rete di accesso la tecnologia viene tipicamente utilizzata insieme alla realizzazione di anelli in fibra ottica che raggiungono i vari clienti, o attraverso collegamenti punto punto tra un sito centrale dell'operatore e il singolo cliente. Dato che SDH è una tecnologia per reti di trasporto, non presenta limiti di distanza all'interno della rete di accesso tra apparati di PoP e sito di utente e può teoricamente fornire collegamenti a velocità fino a 40 Gb/s.

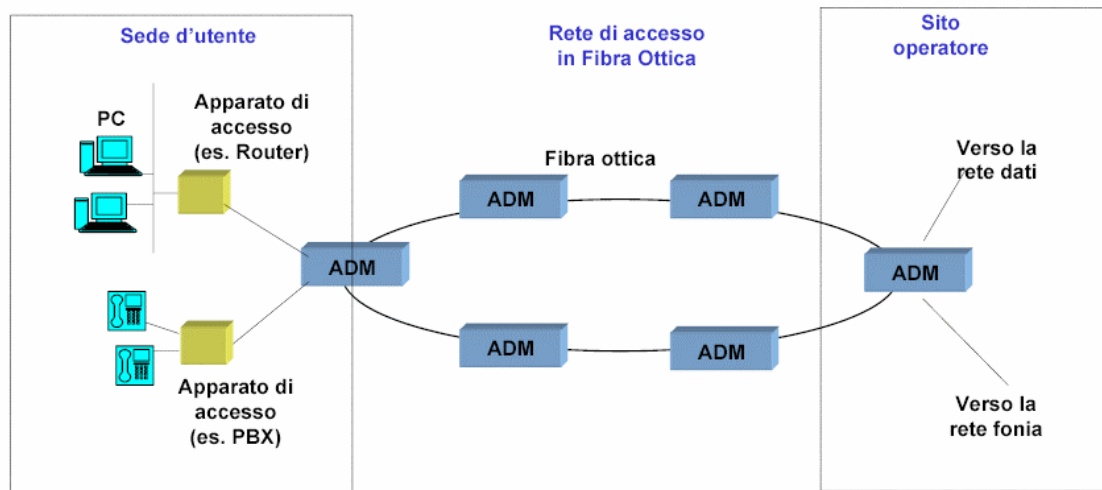


Figura 6.7: Schema SDH

Lo schema di riferimento della tecnologia SDH presentato è quello ad anello.

Gli ADM, situati tipicamente presso siti dell'operatore o dei clienti permettono di estrarre e inserire flussi all'interno della fibra. Ogni portante ottica all'interno dell'anello trasporta internamente diversi flussi trasmissivi, relativi a diversi clienti. Trattandosi di un anello di accesso, questi flussi vengono tipicamente utilizzati per collegare gli apparati del cliente (voce e dati) ai nodi della rete di commutazione presso l'operatore. All'interno degli anelli di accesso vengono solitamente utilizzate le velocità più basse tra quelle consentite dalla tecnologia SDH (STM-1 pari a 155 Mb/s o STM-4 pari a 622 Mb/s), fornendo all'utente

finale capacità trasmissive tipicamente configurate come 2 Mb/s (flussi E1),  $n \times 2\text{Mb}$  o 34 Mb/s (flussi E3). Possono essere erogate anche velocità più elevate fino alla velocità del flusso sull'anello di raccolta (in quest'ultimo caso il cliente ha l'uso esclusivo della fibra di accesso a cui è attestato, o di una portante ottica se vengono utilizzate tecniche DWDM). La capacità trasmissiva di questa architettura può evolvere con relativa facilità (senza investimenti per la posa di altra fibra) sia aumentando la velocità dei flussi SDH sull'anello, sia introducendo tecniche di moltiplicazione ottica DWDM per aumentare il numero di portanti ottiche sulla singola fibra. Se la fibra posata non è già tutta utilizzata esiste anche la possibilità di incrementare la capacità totale dell'anello aumentando il numero di fibre illuminate.

La tecnologia SDH ha come principale vincolo il fatto di essere una tecnologia di moltiplicazione TDM (Time Division Multiplexing) con trama sincrona e quindi di fornire ad ognuno degli utenti una capacità costante nel tempo che non può essere utilizzata da nessun altro utente anche se temporaneamente libera. Le risorse trasmissive vengono quindi dedicate ad ogni utente nel tratto di accesso fino al primo nodo di commutazione (centrale telefonica, router, switch ATM, ecc.). Se da un lato questo garantisce al cliente la velocità richiesta, l'utilizzo della banda complessiva disponibile risulta inefficiente in quanto, pur consentendo a più utenti la condivisione della banda totale disponibile su un anello, non è possibile comunque riutilizzare la banda dedicata ad un utente, ma momentaneamente non usata. La minore efficienza e i costi piuttosto elevati associati agli apparati SDH, fanno di questo tipo di reti di accesso una soluzione solitamente dedicata a clientela di tipo business. Per la realizzazione di reti con maggior numero di accessi per anello (ad esempio per l'utenza residenziale) si tende a preferire tecnologie che consentono la moltiplicazione statistica delle risorse come ad esempio Gigabit Ethernet. Per quanto riguarda la possibilità di trasporto di vari tipi di dati, la tecnologia SDH nasce per il trasporto della fonia ed è quindi in grado di trasportare i due tipi di traffico su flussi separati con la massima affidabilità possibile, anche se senza possibilità di condivisione della banda fra i due tipi di traffico.

L'SDH è una tecnologia matura. Nonostante il trend decrescente dei prezzi, i limiti della tecnologia per quanto riguarda le reti di accesso fanno pensare che, anche nel futuro, il suo utilizzo al di fuori dei backbone e delle reti di distribuzione cittadina, si limiterà alla realizzazione di collegamenti per l'utenza business, realizzati sia su anelli di accesso, sia su collegamenti punto-punto. Il fattore chiave per la diffusione della tecnologia come accesso sta nella possibile diminuzione dei prezzi degli apparati di rete all'aumentare della diffusione e alla diminuzione delle prestazioni richieste. I prezzi attuali degli apparati risentono infatti della necessità per apparati di rete di essere notevolmente affidabili, robusti e gestibili. Una sufficiente richiesta potrebbe permettere alla tecnologia di diventare competitiva a livello di prezzo con la sua principale concorrente (Gigabit Ethernet) per quanto riguarda le architetture su fibra.

Gigabit Ethernet

### **3.5.1 Gigabit ETHERNET (GbE)**

Una diffusa idea su una trasmissione alternativa all'SDH è quella di una tecnica asincrona del tipo Gigabit Ethernet (GbE), che utilizza un metodo di trasmissione basato sul fatto che ogni sequenza di 8 bit di informazione sono incapsulati in un blocco di dieci bit di trasmissione. Attualmente i sistemi Gigabit Ethernet lavorano a 1.25 Gbit/s, ma saranno presto disponibili sistemi a 5 e a 10 Gbit/s. La GbE mostra moltissimi vantaggi e non ultimo il fatto che è una evoluzione della trasmissione ETHERNET che è la più diffusa nelle reti LAN. A questo si aggiunge il fatto che il costo della tecnologia GbE è molto più economico di quella SDH e tanto per riportare un esempio le porte di accesso IP con tecnica GbE hanno un costo fino a 5 volte più basso della corrispondente porta SDH. Gli scettici verso questa tecnica sostengono che la GbE presenta un altissimo overhead rispetto all'SDH (28%) [11], ma questa considerazione va analizzata sotto un altro punto di vista. E' vero che, dovuto al formato 8B/10B, l'informazione trasmessa è bassa rispetto al bit rate del segnale e certamente se un segnale GbE dovesse essere incapsulato in un formato SDH vi sarebbe un'alta inefficienza, ma poiché lo scopo del GbE è proprio quello di evitare l'SDH, il



problema dell'overhead può essere visto in maniera inversa e cioè che per trasmettere una capacità di 900 Mbit/s occorre un canale a 1.25 Gbit/s. Dal punto di vista della banda della fibra e dell'elettronica di trasmissione e ricezione questo incremento di banda non porta ad alcun aumento dei costi. Il discorso potrebbe essere leggermente diverso per la trasmissione a 10 Gbit/s, poiché il sistema potrebbe operare in critiche condizioni di propagazione e di elaborazione elettronica. Possiamo quindi concludere che per trasmissioni con capacità inferiore ai 2.5 Gbit/s la GbE è certamente un'ottima soluzione per l'IP over WDM.

Lo standard Gigabit Ethernet (standard IEEE 802.3z), rappresenta un'evoluzione dello standard dominante nella tecnologia delle LAN (Local Area Network) ovvero dello standard Ethernet. La tecnologia permette di trasmettere trame ethernet su portanti in fibra e in doppino con una velocità di 1 Gb/s. Mentre la trasmissione su doppino richiede doppi di alta qualità (cat.5) e di lunghezza limitatissima (35 metri, 100 con l'utilizzo di 4 coppie simmetriche) la trasmissione su fibra permette di coprire distanze fino a decine di km ed è stata quindi gradualmente introdotta non solo per le realizzazioni di reti locali e di campus, ma anche per la realizzazione di anelli di accesso a reti geografiche. Data la compatibilità dello standard con gli standard Ethernet (a 10 Mb/s) e Fast Ethernet (100 Mb/s) le tecnologie GbE sono relativamente poco costose, oltre ad essere facilmente in grado di utilizzare le tecnologie Ethernet standard per l'accesso ai sistemi di utente con costi di apparecchiature terminali che allo stato attuale sono molto più bassi dei sistemi ottici tradizionali (SDH). Anche nel caso della tecnologia GbE, la topologia di rete è spesso ad anello.

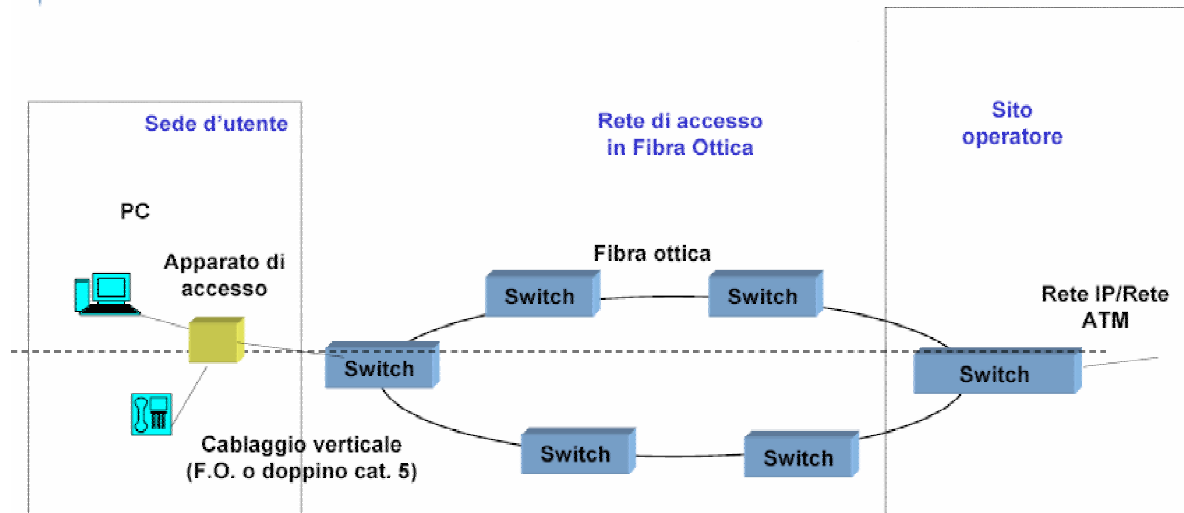


Figura 6.8: Schema della tecnologia Gigabit Ethernet

Lo schema di riferimento della tecnologia GbE su topologia di rete ad anello è analogo a quello della rete SDH, con la sostituzione degli apparati di anello con switch GbE. In questa configurazione, la portante ottica da 1 Gb/s realizzata sull'anello in fibra è condivisa tra tutti gli utenti degli apparati. Lo switch installato a livello di palazzo (o di gruppo di abitazioni) viene utilizzato per separare i collegamenti verso i vari utenti utilizzando:

- fibra (per collegamenti Ethernet a 10, 100 o 1000 Mb/s);
- cavi in doppino di alta qualità (per collegamenti Ethernet a 10 o 100 Mb/s);
- il tratto terminale della esistente rete in rame (con tecnologia VDSL);
- tramite accesso radio con tecnologie WLAN.

Dato che l'architettura Ethernet fornisce alcune prestazioni di commutazione, il collegamento sull'anello è in realtà di tipo any-to-any, e il traffico interno all'anello (vale a dire che origina e termina su utenti direttamente connessi all'anello) non ha quindi necessità di risalire fino ad un nodo di rete. Le attuali realizzazioni di accesso tramite GbE utilizzano solitamente una portante ottica a 1 Gb/s sull'anello e accessi per l'utente a 10 Mb/s (100 per utenze di tipo business). Si noti che a differenza del caso SDH, la velocità disponibile all'utente non corrisponde a risorse dedicate e quindi ad una prestazione garantita, ma piuttosto alla velocità massima di accesso.

Come tutti i sistemi che utilizzano la moltiplicazione statistica, i sistemi GbE permettono la condivisione di tutta la banda disponibile tra tutti gli utenti. La

trasmissione di ogni pacchetto, viene quindi effettuata sempre utilizzando tutta la banda disponibile. Questo tipo di tecnologie (che comprende ad esempio anche i sistemi di commutazione IP) permette un'elevata efficienza nell'utilizzo della banda disponibile, anche se può creare problemi nella gestione di servizi con qualità garantita (in particolare servizi di fonia). La tecnologia GbE, consente quindi di fornire servizi ad alta velocità con garanzie di banda ridotte ad un numero elevato di clienti sullo stesso anello, permettendo una condivisione molto efficiente delle risorse disponibili. È quindi particolarmente adatta ad un cablaggio capillare di utenze residenziali e piccole utenze business. Gli apparati GbE sono di costo ridotto se confrontati con i corrispondenti apparati SDH, e anche i sistemi di terminazione sono di costo molto basso essendo basati su tecnologia Ethernet a basso costo ed elevata diffusione. Per il trasporto integrato della fonia, indispensabile per fornire il servizio a utenze del tipo citato, è solitamente utilizzata l'integrazione del traffico di fonia su IP (VoIP Voice over IP) che richiede elevate performance di rete, e l'utilizzo di Gateway appositi all'interno della rete di trasporto per il collegamento con le reti tradizionali di telefonia pubblica (PSTN Public Switched Telephonic Network), nonché di apparati di utente in grado di fornire interfacce standard per il collegamento di telefoni o centralini analogici o ISDN. Questi sistemi sono attrattivi quindi perché si basano su uno standard stabile e largamente diffuso sulle reti LAN; l'utilizzo dello stesso protocollo rende naturale l'interoperabilità tra le reti LAN e la rete di accesso. Ethernet è un sistema molto efficace per la trasmissione dei dati basati su protocollo IP. L'attesa crescita di questo tipo di traffico rende questa tecnica di accesso particolarmente appetibile per il prossimo futuro.

La tecnologia GbE è uno standard ancora in fase di evoluzione. Da un punto di vista di costi, ha comunque alcuni vantaggi che derivano dall'essere l'evoluzione di una tecnologia molto nota ed estremamente diffusa, e di poter sfruttare l'omogeneità con altre tecnologie simili (ad esempio le tecnologie WLAN 802.11x che derivano dallo stesso standard IEEE). La possibilità di ulteriore evoluzione è testimoniata da un lato dalla discesa dei prezzi degli apparati relativi a questa tecnologia, e dall'altro dalla possibilità di utilizzare a breve il successivo standard che dovrebbe aumentare la velocità della portante trasmissiva a 10 Gb/s. L'aumento della capacità trasmissiva sugli anelli può anche essere effettuato

utilizzando tecniche di multiplazione a divisione di lunghezza d'onda (DWDM) sull'anello di accesso. Nel futuro, anche grazie all'evoluzione dei servizi basati su IP, ed in particolare al sempre migliore supporto alle applicazioni real time (ad esempio audio e videoconferenza) l'utilizzo di tecnologie della famiglia Ethernet permetterà una sempre maggiore efficienza nell'utilizzo della banda a disposizione.

### **RIFERIMENTI CAP. 6**

- [1] T. Terahara, T. Naito, N. Shimojoh, T. Tanaka, T. Chikama, M. Suyama “0.7 Tbit/s (66x10.66 Gbit/s) WDM transmission over 2212 km using broadband, high power EDFAs with pump reflector”, *Electronics Letters* **vol. 34**, 1998, pp. 1001-1002.
- [2] ] I. Morita, K. Tanaka, E. Edagawa, S. Yamamoto, M. Suzuki, “40 Gbit/s single-channel soliton transmission over 8600 km using periodic dispersion compensation” *Electronics Letters* **vol. 34**, 1998, pp. 1863-1864.
- [3] G. P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*, Academic, San Diego, Cal., (1995)
- [4] E. Iannone, F. Matera, A. Mecozzi, M. Settembre, *Nonlinear Optical Communication Network*, John Wiley & Sons, inc. (1998).
- [5] A. Hasegawa, Y. Kodama, “Solitons in Optical Communications” Oxford series in Optical and Imaging Sciences, Clarendon Press, Oxford, 1995
- [6] F. Matera, M. Settembre "Comparison of the Performance of Optically Amplified Transmission Systems" *Journal of Lightwave Technology* vol. 14, 1996, pp. 1-12.
- [7] E. Lichtman, and S. G. Evangelides, “Reduction of the nonlinear impairment in ultralong lightwave systems by tailoring the fibre dispersion,” *Electronics Letters*, vol. 30, pp. 348-346, 1994.

- [8] M. Zitelli, F. Matera, M. Settembre “Single-channel transmission in dispersion managed links in condition of very strong pulse broadening: application to 40 Gbit/s signals on step-index fibers”, *Journal of Lightwave Technology* vol. 17, n. 12, 1999, pp. 2498-2505.
- [9] F. Matera, M. Settembre, “10 Gbit/s optical amplified single-channel systems operating in links encompassing conventional step-index fibers” *Optical and Quantum Electronics* vol. 29 1997, pp. 21-34.
- [10] F. Matera, M. Settembre, M. Tamburrini, F. Favre, D. Le Guen, T. George, M. Henry, P. Franco, A. Schiffini, M. Romagnoli, M. Guglielmucci, S. Cascelli, “Field demonstration of 40 Gbit/s soliton transmission with alternate polarizations ” *Journal of Lightwave Technology* vol. 17, n. 11, 1999, pp. 2225-2234.
- [11] <http://www.uniroma2.it/didattica/rt/deposito/>

