

Collegamenti in cavo e fibra ottica

LA trasmissione vera e propria dei segnali, che siano di banda base o modulati, di natura analogica o resi tali dopo codifica di linea, avviene per il tramite di un mezzo trasmissivo a cui corrisponde una *entità fisica*, la cui analisi permette di descrivere il peggioramento (o distorsione) causato dal transito nel mezzo trasmissivo, nei termini fin qui adottati. I mezzi *convenzionali* sono *cavo*, *canale radio* e *fibra ottica*, ed in questo capitolo vengono analizzate le relazioni tra i parametri fisici che caratterizzano il primo e l'ultimo, assieme ai fenomeni che possono manifestarsi, consentendo di giungere ad una descrizione dei mezzi nei termini della rappresentazione tempo-frequenza di un canale di comunicazione. Al canale radio è invece dedicato il cap. 20.

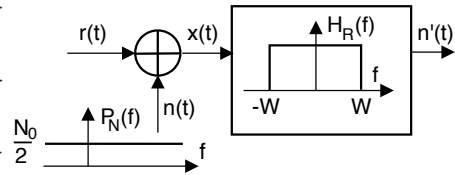
Per ciascuno dei mezzi presi in considerazione l'analisi perviene ad una caratterizzazione del tutto peculiare. Per il caso dei collegamenti *in cavo* si fa ampio uso della teoria dei circuiti esposta al § 18.1, specializzando ulteriormente i risultati per i casi di *linea aerea*, *coppia ritorta*, e *cavo coassiale*. Anche se nel caso della *fibra ottica* il segnale non è più di natura elettrica ma luminosa, l'aspetto *dissipativo* nei confronti dell'energia in transito la accomuna alla trasmissione via cavo. Ma per la fibra sono i fenomeni di *dispersione temporale* a caratterizzare il canale, imponendo vincoli di *banda massima* e dunque di velocità di segnalazione. L'evoluzione della tecnologia trasmissiva in fibra porta quindi a nuove possibilità di intervento, come l'amplificazione *ottica* e la *multiplazione a divisione di lunghezza d'onda* (WDM), nonché la possibilità di realizzare una sorta di equalizzazione (o meglio *compensazione*) della dispersione cromatica. Si affrontano quindi *aspetti di rete*, essendo la fibra storicamente legata all'infrastruttura di trasporto, illustrando architetture e dispositivi in grado di attuare un principio di *commutazione* di lunghezza d'onda, e permettere l'*accesso in fibra* anche da parte dei dispositivi di utente.

L'aspetto che accomuna tutti i mezzi trasmissivi è l'analisi della attenuazione subita dalla comunicazione in transito, o meglio di come questa incida sulla distanza (o *portata*) che è possibile coprire mediante una unica tratta, ovvero sulla potenza con cui è necessario trasmettere: tali valutazioni prendono il nome di *bilancio di collegamento*, ed è la prima cosa di cui ci occupiamo.

19.1 Bilancio di collegamento

Come un bilancio economico individua l'equilibrio tra entrate ed uscite, così il bilancio *di collegamento* mette in relazione i parametri *energetici* che lo descrivono, ovvero la potenza disponibile del trasmettitore W_{dT} , la *sensibilità* del ricevitore ovvero la minima potenza $W_{R_{Min}}$ che occorre ricevere, e l'attenuazione disponibile A_d del mezzo *trasmissivo* che si intende utilizzare.

Mentre W_{dT} e A_d dipendono dal trasmettitore e dal canale, la sensibilità $W_{R_{Min}}$ è legata alla qualità (SNR o P_e) desiderata per il collegamento e dunque alla potenza di rumore in ingresso al ricevitore, ovvero alla *banda occupata* W dal *segnale trasmesso*, come illustrato ai § 15.4.1 e 14.1.



Determinazione della sensibilità Si ottiene in base alla conoscenza del livello di rumore $\frac{N_0}{2}$ in ingresso al ricevitore (vedi cap. 8.4.2.1) e dell' SNR (cap. 14) o della P_e (vedi § 15.21 e cap. 16) che si intende conseguire. Nel caso di trasmissioni analogiche, se si desidera ottenere un valore $SNR = \alpha SNR_0 = \alpha \frac{W_R}{N_0 W}$ occorre ricevere una potenza¹

$$W_{R_{Min}} = N_0 W \cdot \frac{SNR}{\alpha}$$

mentre per trasmissioni numeriche, il vincolo ad ottenere un valore di P_e^{bit} prefissato consente di determinare il valore minimo di $\frac{E_b}{N_0} = \frac{W_R}{N_0 f_b}$ e quindi

$$W_{R_{Min}} = N_0 f_b \cdot \frac{E_b}{N_0}$$

Benché la valutazione delle prestazioni svolta ai precedenti capitoli consideri potenze *di segnale*, lo stesso valore SNR esprime anche un rapporto tra potenze *disponibili*, dato che sia segnale che rumore hanno origine da generatori che condividono la stessa impedenza interna (vedi eq. (8.13) a pag. 247). Infatti

$$\frac{W_{dR}}{W_{dN}} = \frac{P_R}{4R_g} \frac{4R_g}{P_N} = \frac{P_R}{P_N}$$

così come l' SNR non varia se, anziché le potenze *disponibili*, si considerano quelle assorbite da un carico (lo stadio di ingresso del ricevitore), dato che segnale e rumore subiscono il medesimo rapporto di partizione (vedi § 18.1.1.2).

A partire dalla sensibilità può essere tracciato il diagramma della figura seguente, con l'aiuto del quale interpretare le grandezze definite appresso.

¹Come definito al § 14.1.4, SNR_0 dipende solo dalle caratteristiche del collegamento, mentre il coefficiente α rappresenta la dipendenza dal tipo di modulazione adottata, e differisce da 1 nei casi di modulazione FM, AM-PI e AM-PPS.

Guadagno di sistema Individua il rapporto²

$$G_s = \frac{W_{dT}}{W_{R_{Min}}}$$

e rappresenta il massimo valore di attenuazione *disponibile* A_d che è possibile superare. La differenza in decibel

$$G_{s_{dB}} = W_{dT} [dBW] - W_{R_{Min}} [dBW]$$

rappresenta la stessa quantità, in una forma che rende più intuitivo il suo utilizzo nel determinare un limite alla massima attenuazione disponibile: deve infatti risultare

$$A_{d_{dB}} \leq G_{s_{dB}}$$

Margine di sistema La differenza tra $G_{s_{dB}}$ ed $A_{d_{dB}}$, che per quanto appena detto deve risultare ≥ 0 , prende il nome di *margin* di sistema, e rappresenta l'eccesso di potenza (in dB) che viene trasmessa, rispetto alla minima indispensabile:

$$M_{dB} = G_{s_{dB}} - A_{d_{dB}}$$

Attenuazione supplementare L'eccesso di potenza M_{dB} deve comunque risultare maggiore della somma (in dB) di tutte le possibili ulteriori cause di attenuazione del segnale, indicate collettivamente come *attenuazioni supplementari*:

$$\sum A_{s_{dB}} \leq M_{dB}$$

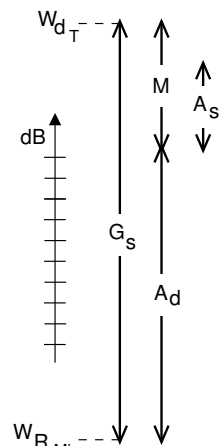
In questa categoria rientrano tutte le cause di attenuazione non previste nella situazione ideale e che possono (ad esempio) nascere da un mancato massimo trasferimento di potenza, o nel caso di una trasmissione radio essere causate da perturbazioni atmosferiche, cammini multipli e mobilità, mentre nel caso multiutente occorre considerare i fenomeni di interferenza, o ancora nelle fibre ottiche possono dipendere da perdite nei giunti ...

Grado di servizio Esprime un indicatore di qualità del collegamento, valutabile considerando il valore delle attenuazioni supplementari come determinazioni di variabili aleatorie. Il *grado di servizio* esprime infatti la probabilità che l'attenuazione supplementare *non superi* il valore del margine a disposizione, perché altrimenti la potenza ricevuta si riduce sotto la minima $W_{R_{Min}}$, ed il collegamento "va fuori specifiche". Tale probabilità individua pertanto la percentuale di tempo per la quale si mantiene $W_R > W_{R_{Min}}$, ed è definita come

$$\text{Grado di Servizio} = Pr \left\{ \sum A_{s_{dB}} < M_{dB} \right\}$$

Esempio Un grado di servizio del 99.99 % equivale a poco meno di 1 ora l'anno di fuori servizio, e corrisponde a richiedere che $Pr \left\{ \sum A_{s_{dB}} > M_{dB} \right\} = 10^{-4}$.

²Notiamo che G_s è definito come ingresso/uscita, contrariamente agli altri guadagni. Infatti, non è una *grandezza* del collegamento, bensì una *potenzialità* dello stesso.



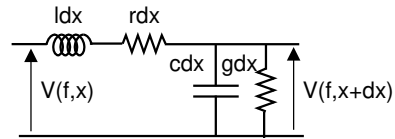
I concetti ora introdotti sono utilizzati nelle sezioni che seguono, specializzandoli al caso del mezzo trasmissivo in esame.

19.2 Collegamenti in cavo

Iniziamo l'analisi dei mezzi trasmissivi con la descrizione delle caratteristiche e delle prestazioni dei cavi in rame, utilizzati fin dall'inizio della storia della trasmissione allo scopo di recapitare a distanza i segnali in forma elettrica. Il risultato più rilevante è senz'altro il manifestarsi dell'*effetto pelle*, che determina (per $f > 100$ KHz) una attenuazione in dB proporzionale a \sqrt{f} . La sezione è completata da una breve catalogazione dei cavi usati per telecomunicazioni.

19.2.1 Costanti distribuite, grandezze derivate, e condizioni generali

Un conduttore elettrico uniforme e di lunghezza infinita è descritto in base ad un modello cosiddetto a *costanti distribuite* in quanto espresso nei termini delle costanti *primarie* resistenza r , conduttanza g , capacità c e induttanza l *per unità di lunghezza*, di cui in figura è fornita una rappresentazione nei termini della rete due porte (§ 18.1.2) corrispondente ad una sezione di *lunghezza infinitesima* del cavo. A partire dalle costanti primarie sono quindi definite due grandezze derivate, l'*impedenza caratteristica* $Z_0(f)$ e la *costante di propagazione* $\gamma(f)$, da cui ottenere un modello di rete due porte equivalente *all'intero* collegamento in cavo.



Impedenza caratteristica Rappresenta il rapporto tra $V(f)$ ed $I(f)$ in un generico punto del cavo, ed è definita come

$$Z_0(f) = R_0(f) + jX_0(f) = \sqrt{\frac{r + j2\pi fl}{g + j2\pi fc}} \quad (19.1)$$

permettendo di scrivere

$$I(f) = \frac{V(f)}{Z_0(f)}$$

Costante di propagazione Il rapporto tra valori di tensione presenti in due punti distanti d di un cavo di lunghezza infinita viene espresso come

$$V(f, x + d) = e^{-\gamma(f)d} V(f, x)$$

in cui la dipendenza da f dovuta al cavo

$$\gamma(f) = \alpha(f) + j\beta(f) = \sqrt{(r + j2\pi fl)(g + j2\pi fc)} \quad (19.2)$$

è indicata come *costante di propagazione*.

Condizioni di chiusura Qualora il cavo di lunghezza d sia chiuso ai suoi estremi su di un generatore con impedenza $Z_g(f)$ e su di un carico $Z_c(f)$, risultano definiti i

coefficienti di riflessione del generatore e del carico:

$$r_g(f) = \frac{Z_g(f) - Z_0(f)}{Z_g(f) + Z_0(f)} \quad e \quad r_c(f) = \frac{Z_c(f) - Z_0(f)}{Z_c(f) + Z_0(f)} \quad (19.3)$$

Osserviamo che qualora $Z_g(f) = Z_c(f) = Z_0(f)$ si ottiene $r_g(f) = r_c(f) = 0$.

Quadrupolo equivalente L'impedenza vista dai morsetti di *ingresso* e di *uscita* di un cavo interposto tra generatore e carico vale rispettivamente

$$Z_i(f) = Z_0(f) \frac{1 + r_c(f) \cdot e^{-2d\gamma(f)}}{1 - r_c(f) \cdot e^{-2d\gamma(f)}} \quad e \quad Z_u(f) = Z_0(f) \frac{1 + r_g(f) \cdot e^{-2d\gamma(f)}}{1 - r_g(f) \cdot e^{-2d\gamma(f)}} \quad (19.4)$$

Allo stesso tempo la funzione di trasferimento *intrinseca* (§ 18.1.2) risulta

$$H_q(f) = 2 \frac{e^{-d\gamma(f)}}{1 - r_g(f) \cdot r_c(f) \cdot e^{-2d\gamma(f)}} \quad (19.5)$$

Condizioni di adattamento Corrispondono ad avere

$$Z_g(f) = Z_c(f) = Z_0(f) \quad (19.6)$$

a cui corrisponde *assenza* di distorsione lineare (§ 8.2), dato che in tal caso le (19.3) forniscono $r_g(f) = r_c(f) = 0$, e dunque dalle (19.4) si ottiene che

$$Z_i(f) = Z_u(f) = Z_0(f)$$

e la (19.5) diviene

$$H_q(f) = \frac{V_q(f)}{V_i(f)} = 2e^{-d\gamma(f)}$$

Pertanto il verificarsi delle condizioni di adattamento (19.6) implica che il cavo *si comporta* come se avesse lunghezza *infinita*. Come ulteriore conseguenza troviamo che $H_i(f) = \frac{Z_i(f)}{Z_g(f) + Z_i(f)} = \frac{1}{2}$ (vedi § 18.1.2) e dato che $R_g(f) = R_u(f)$, per il guadagno disponibile (eq. (18.6) pag. 605) si ottiene

$$G_d(f) = |H_i(f)|^2 |H_q(f)|^2 \frac{R_g(f)}{R_u(f)} = \frac{1}{4} \left| 2e^{-d[\alpha(f) + j\beta(f)]} \right|^2 = e^{-2da(f)} \quad (19.7)$$

Condizione di Heaviside Qualora i valori delle costanti primarie verificano la relazione $r \cdot c = l \cdot g$ (nota come *condizione di Heaviside*³) le (19.1) e (19.2) si semplificano, implicando

$$\gamma(f) = \sqrt{rg} + j2\pi f\sqrt{lc} \quad e \quad Z_0(f) = \sqrt{\frac{r}{g}} = \sqrt{\frac{l}{c}} = R_0$$

Pertanto le parti reale $\alpha(f)$ ed immaginaria $\beta(f)$ di $\gamma(f)$ divengono rispettivamente costante e linearmente crescente con la frequenza, realizzando così le condizioni di un canale perfetto (pag. 231) per il termine $e^{-d\gamma(f)}$ che compare in $H_q(f)$; dato inoltre che l'impedenza caratteristica $Z_0(f) = R_0$ è ora solamente resistiva ed indipendente dalla frequenza, diviene semplice realizzare la condizione di adattamento (19.6), così come quella $Z_c(f) = Z_g^*(f)$ di massimo trasferimento di potenza (§ 18.1.1.3), oltre ad

³Pe una breve biografia ed il link agli scritti, vedi https://it.wikipedia.org/wiki/Oliver_Heaviside

implicare $r_g(f) = r_c(f) = 0$, e quindi

$$H_q(f) = 2e^{-d\alpha(f)} e^{-jd\beta(f)} = 2e^{-d\sqrt{r_g}} e^{-jd2\pi f\sqrt{l}c}$$

In definitiva la risposta in frequenza complessiva per questo caso vale

$$H(f) = H_i(f) H_q(f) H_u(f) = \frac{1}{2} 2e^{-d\sqrt{r_g}} e^{-jd2\pi f\sqrt{l}c} \frac{1}{2} = \frac{1}{2} e^{-d\sqrt{r_g}} e^{-jd2\pi f\sqrt{l}c}$$

dunque equivalente ad un canale perfetto con guadagno $G = \frac{1}{2} e^{-d\sqrt{r_g}}$ e ritardo $t_R = d\sqrt{l}c$; al contempo l'attenuazione disponibile risulta indipendente da f , e pari a⁴

$$A_d(f) = 1/G_d(f) = e^{2d\sqrt{r_g}}$$

19.2.2 Trasmissione in cavo

In generale le costanti primarie del cavo *non soddisfano* le condizioni di Heaviside, e le impedenze di chiusura *non sono adattate*. In tal caso si ha $r_g(f) \neq 0$ e/o $r_c(f) \neq 0$, e devono essere applicate le (19.4) e (19.5).

Cavo molto lungo Se il cavo è sufficientemente lungo da poter considerare

$$|e^{-2d\gamma(f)}| = e^{-2d\alpha(f)} \ll 1$$

le (19.4) divengono $Z_i(f) = Z_u(f) \simeq Z_0(f)$, mentre la (19.5) si semplifica in $H_q(f) = 2e^{-d\gamma(f)}$; nel caso generale risulta pertanto

$$G_d(f) = |H_q(f)|^2 \cdot |H_i(f)|^2 \cdot \frac{R_g(f)}{R_u(f)} = 4 \cdot e^{-2d\alpha(f)} \cdot |H_i(f)|^2 \cdot \frac{R_g(f)}{R_u(f)}$$

che evidenzia due cause di distorsione lineare, ossia quella intrinseca legata ad $\alpha(f)$, e quella che dipende dal disadattamento di impedenze in ingresso ed uscita. La seconda causa può essere rimossa qualora si realizzi la condizione di adattamento $Z_g(f) = Z_c(f) = Z_0(f)$, ottenendo (eq. (19.7))

$$A_d(f) = \frac{1}{G_d(f)} = e^{2d\alpha(f)}$$

che circoscrive la causa della distorsione lineare al solo comportamento *non perfetto* di $H_q(f) = 2e^{-d\gamma(f)}$, che può essere *neutralizzato* solo nel caso in cui le costanti primarie soddisfino le condizioni di Heaviside.

Ma in pratica il risultato è diverso, perché.... le “costanti primarie” *non sono costanti !!!*

Effetto pelle Si tratta di un fenomeno⁵ legato all'addensamento del moto degli elettroni presso la superficie del cavo, fenomeno sempre più marcato al crescere della frequenza, come riportato in fig. 19.1. Per questo motivo la superficie del conduttore realmente attraversata da corrente elettrica è sempre più ridotta all'aumentare di f , ed a questo corrisponde un aumento della resistenza per unità di lunghezza r . Si può mostrare che per frequenze maggiori di 50-100 KHz il valore di r aumenta proporzio-

⁴Vedi l'eq. (19.7) con $R_g(f) = R_u(f) = R_0$.

⁵Vedi ad es. https://en.wikipedia.org/wiki/Skin_effect

nalmente a \sqrt{f} , e quindi si può scrivere $\alpha(f) = \alpha_0\sqrt{f}$, in cui la costante α_0 dipende dal tipo di cavo.

In tali condizioni l'attenuazione disponibile risulta $A_d(f) = e^{2d\alpha(f)} = e^{2d\alpha_0\sqrt{f}}$, a cui corrisponde un valore in dB pari a

$$\begin{aligned} A_d(f)|_{dB} &= 10 \log_{10} e^{2d\alpha_0\sqrt{f}} = \\ &= d\alpha_0\sqrt{f} \cdot 10 \log_{10} e^2 = A_0 \cdot d \cdot \sqrt{f} \end{aligned}$$

Il valore A_0 riassume in se tutte le costanti coinvolte, prende il nome di *attenuazione chilometrica*, ed è espresso in dB/Km; il suo valore dipende dal tipo di cavo ed è fornito con riferimento ad una determinata frequenza f_R (ad es. 1 MHz), permettendo di scrivere

$$A_d(f)|_{dB} = A_0(f_R) \cdot d_{Km} \cdot \sqrt{\frac{f}{f_R}} \quad (19.8)$$

in cui f_R rappresenta appunto la frequenza per la quale è disponibile il valore di A_0 , ed il valore della f per cui si calcola A_d va espresso nella stessa unità di misura di f_R . Questo risultato può essere usato come formula di progetto, e mette in evidenza come l'attenuazione in dB dei cavi sia linearmente proporzionale alla lunghezza⁶.

La figura a lato mostra l'andamento di $G_d(f)|_{dB} = -A_d(f)|_{dB}$ che si ottiene adottando i valori di A_0 e f_R riportati al § 19.2.3 per alcune tipologie di cavo.

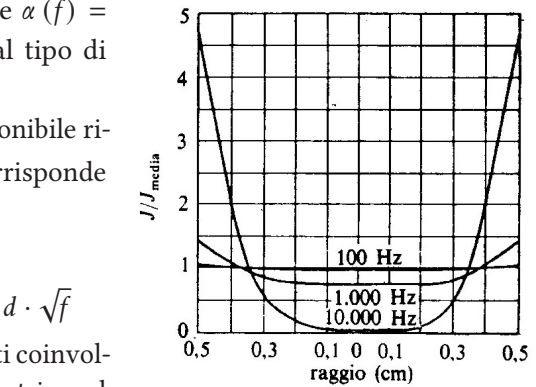
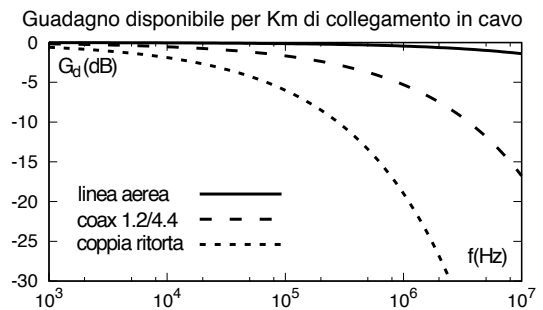


Figura 19.1: Distribuzione della corrente in un conduttore a sezione circolare per tre diverse frequenze



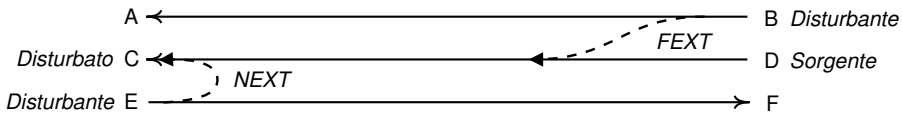
Equalizzazione In presenza di effetto pelle la funzione di trasferimento intrinseca $H_q(f) = 2e^{-d\gamma(f)}$ presenta una dipendenza da f tutt'altro che perfetta, causando distorsione lineare sui segnali in transito qualora questi contengano frequenze oltre la banda audio. Un problema analogo insorge anche in assenza di effetto pelle, qualora si manifesti un disadattamento di impedenze ed il cavo non sia sufficientemente lungo (vedi pag. 645).

Se la banda di segnale è sufficientemente estesa da causare una distorsione lineare non trascurabile, o se la particolare natura del segnale (ad es. numerico) richiede la presenza di un ritardo strettamente costante con f , è necessario prevedere uno stadio di equalizzazione. D'altra parte, una volta stimata la $H(f)$ da equalizzare, la natura

⁶Questa circostanza è comune con le trasmissioni in fibra ottica (vedi fig. 19.4 a pag. 653), ed è legato alla presenza nel mezzo di una componente *dissipativa*, in questo caso la resistenza.

statica del collegamento permette di evitare tecniche di equalizzazione marcatamente adattative.

Diafonia La diafonia, indicata in inglese con il termine di *crosstalk*, consiste nel fenomeno di *interferenza* tra segnali che transitano su cavi disposti in prossimità reciproca, e dovuti a fenomeni di induzione elettromagnetica ed accoppiamenti elettrostatici. Il fenomeno è particolarmente rilevante in tutti i casi in cui molti cavi giacciono *affasciati* in una medesima canalizzazione, condividendo un lunghezza significativa di percorso. Nel caso di telefonia analogica, la diafonia può causare l'ascolto indesiderato di altre comunicazioni⁷; nel caso di trasmissioni numeriche o di segnali modulati, la diafonia produce un disturbo additivo supplementare, che peggiora le prestazioni espresse in termini di probabilità di errore o di SNR.



Con riferimento allo schema della figura soprastante, consideriamo un collegamento tra **D** e **C** su cui gravano due cause di interferenza: il collegamento da **E** ad **F** produce il fenomeno di *paradiafonia* (in inglese NEXT, *near end crosstalk*), mentre il collegamento da **B** ad **A** produce il fenomeno di *telediafonia* (FEXT, *far end crosstalk*). Nel primo caso il segnale disturbante ha origine in prossimità del punto di prelievo del segnale disturbato, mentre nel secondo ha origine in prossimità del punto di immissione.

L'entità del disturbo è quantificata mediante un valore di *attenuazione di diafonia* tra le sorgenti disturbanti e l'estremo disturbato. La circostanza che, nei rispettivi punti di immissione, i segnali disturbanti hanno la stessa potenza della sorgente che emette il segnale disturbato permette di definire lo *scarto di paradiafonia*

$$\Delta A_{EC}|_{dB} = A_{EC}|_{dB} - A_{DC}|_{dB}$$

come la differenza in dB tra l'*attenuazione di paradiafonia* $A_{EC}|_{dB}$ e l'*attenuazione del collegamento* $A_{DC}|_{dB}$. Il livello di potenza del segnale disturbante proveniente da **E** ed osservato al punto **C** risulta quindi pari a⁸

$$W_E^{next} = W_E - A_{EC} = W_D - A_{EC} = W_C + A_{DC} - A_{EC} = W_C - \Delta A_{EC}$$

ossia di ΔA_{EC} dB inferiore al segnale utile. Una definizione del tutto analoga risulta per la *telediafonia* (FEXT), per la quale il livello di potenza del segnale disturbante proveniente da **B** ed osservato al punto **C** risulta pari a $W_B^{fext} = W_C - \Delta A_{BC}$, in cui lo *scarto di telediafonia* ΔA_{BC} ha il valore

$$\Delta A_{BC}|_{dB} = A_{BC}|_{dB} - A_{DC}|_{dB}$$

⁷... le famose *interferenze telefoniche*, praticamente scomparse con l'avvento della telefonia numerica (PCM), da non confondere con ... *le intercettazioni*.

⁸Omettiamo di indicare di operare in dB per compattezza di notazione.

19.2.2.1 Casi limite

Completiamo l'analisi considerando i seguenti due casi particolari.

Cavo a basse perdite E' un modello applicabile per tutte quelle frequenze tali da verificare $r \ll 2\pi fl$ e $g \ll 2\pi fc$. In tal caso le (19.1) e (19.2) forniscono

$$Z_0(f) = R_0 = \sqrt{\frac{l}{c}} \text{ reale} \quad e \quad \gamma(f) = j2\pi f\sqrt{lc}$$

Di conseguenza, è facile realizzare $Z_g = Z_c = R_0$ in modo da ottenere

$$H_q(f) = 2e^{-jd2\pi f\sqrt{lc}}$$

e quindi il cavo non presenta distorsione di ampiezza, ha una attenuazione trascurabile, e manifesta una distorsione di fase lineare in f , realizzando quindi le condizioni di canale perfetto.

Cavo corto E' il caso di collegamenti interni agli apparati, o tra un trasmettitore-ricevitore e la relativa antenna. La ridotta lunghezza del cavo permette di scrivere

$$e^{-d\gamma(f)} = e^{-d\alpha(f)} e^{-jd\beta(f)} \simeq e^{-jd\beta(f)}$$

in quanto $e^{-d\alpha(f)} \simeq 1$.

Qualora si verifichi un disadattamento di impedenze i coefficienti di riflessione $r_g(f)$ e $r_c(f)$ risultano diversi da zero, rendendo

$$H_q(f) = 2 \frac{e^{-jd\beta(f)}}{1 - r_g(f) \cdot r_c(f) \cdot e^{-j2d\beta(f)}}$$

periodica con d e con f (quest'ultimo in assenza di effetto pelle). In particolare, se il carico viene sconnesso, o l'uscita del cavo posta in corto circuito, l'eq. (19.3) mostra come rispettivamente risulti $r_c(f) = \pm 1$, per cui la prima delle (19.4) diviene

$$Z_i(f) = Z_0(f) \frac{1 \pm e^{-j2d\beta(f)}}{1 \mp e^{-j2d\beta(f)}}$$

e pertanto per i valori (ricorrenti) di frequenza f (o di distanza d) che rendono $e^{-j2d\beta(f)} = \pm 1$ ⁹⁾, l'impedenza di ingresso del cavo può risultare infinita o nulla.

Evidentemente la distorsione lineare prodotta in questo caso ha un andamento del tutto dipendente dalle particolari condizioni operative, e dunque la sua equalizzazione deve prevedere componenti in grado di adattarsi alla $H_q(f)$ del caso¹⁰. D'altra parte, una volta equalizzato il cavo non sono necessari ulteriori aggiustamenti, a parte problemi di deriva termica. Diverso è il caso dal punto di vista di un terminale di rete, per il quale il cavo effettivamente utilizzato può essere diverso da collegamento a collegamento, e pertanto i dispositivi modem a velocità più elevate devono disporre di un componente di equalizzazione adattiva, da regolare ogni volta ad inizio del collegamento¹¹.

⁹Ovvero, tali che $2d\beta(f) = k\pi$ con $k = 0, 1, 2, \dots$

¹⁰Può ad esempio rendersi necessario "tarare" un trasmettitore radio, la prima volta che lo si collega all'antenna.

¹¹E' questa la fase in cui il modem *anni 90* che si usava per collegarsi al provider Internet emetteva

19.2.3 Tipologie di cavi per le telecomunicazioni

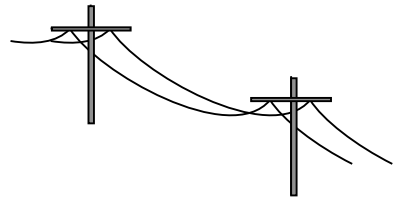
Descriviamo i principali tipi di cavo utilizzati, per i quali forniamo in tabella i valori tipici delle grandezze essenziali, nelle condizioni illustrate nel testo che segue.

Tipo di cavo	A_0 [dB/Km]	Z_0 [Ω]	r, g, l, c per 1 Km
Linee aeree	0.036 ad 1 KHz 0.14 a 100 KHz	600	$5, 10^{-6}, 2 \cdot 10^{-3}, 5 \cdot 10^{-9}$
Coppie ritorte	1.2 ad 1 KHz 6 a 100 KHz 20 a 1 MHz	$600e^{-j\frac{\pi}{4}}$	$100, 5 \cdot 10^{-5}, 10^{-3}, 5 \cdot 10^{-8}$
Coax 1.2/4.4 mm	5.3 ad 1 MHz	75, polietilene	$89, 1.88 \cdot 10^{-7}, .26 \cdot 10^{-6}, 10^{-10}$
“ 2.6/9.5 mm	2.3 ad 1 MHz	50, aria	41, “, “, “
“ 8.4/38 mm	.88 ad 1 MHz	$\frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \log_{10} \frac{D}{d}$	1.45, “, “, “

19.2.3.1 Coppia simmetrica

In questo caso il cavo è costituito da due conduttori uguali, la distanza tra i quali permette di definire due sottoclassi: linea aerea e coppia ritorta.

Linea aerea Si tratta di conduttori nudi, di bronzo od acciaio rivestito in rame, con diametro ϕ da 2 a 4 mm, sostenuti da una palificazione che li mantiene a distanza di 15 - 30 cm. L'uso delle linee aeree è andato estinguendosi con il tempo, ma rimane largamente diffuso nei paesi meno sviluppati.



I valori riportati in tabella sono riferiti a conduttori con $\phi = 3$ mm¹², a frequenza di 1 KHz; la r già a 100 KHz cresce al valore di 20 Ω /Km, mentre la conduttanza g a 100 KHz e con tempo molto umido, può crescere fino a decine di volte il suo valore nominale ad 1 KHz. I valori riportati mostrano come le condizioni di Heaviside non siano rispettate, in quanto $rc \gg lg$, anche se lo scarto è inferiore rispetto al caso delle coppie ritorte.

L'impedenza caratteristica riportata in tabella, di circa 600 Ω , è ottenuta applicando il modello a basse perdite, con le costanti primarie indicate.

Coppia ritorta E' costituita da una coppia di conduttori in rame con ϕ da 0.4 ad 1.3 mm, rivestiti di materiale isolante, ed



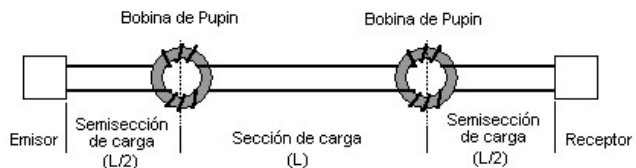
avvolti tra loro secondo *eliche* con passo grande rispetto al diametro. Un numero variabile di tali coppie (tra qualche decina e qualche centinaio) sono poi raggruppate assieme, e rivestite con guaine protettive isolanti o metalliche; il risultato dell'operazione è interrato o sospeso mediante una fune in acciaio. L'uso delle coppie ritorte,

una serie di orribili suoni... corrispondenti alla ricezione della sequenza *di apprendimento*, vedi anche la nota 23 di pag. 623.

¹²Ovvero, una sezione capace di reggere il peso del cavo lungo una campata.

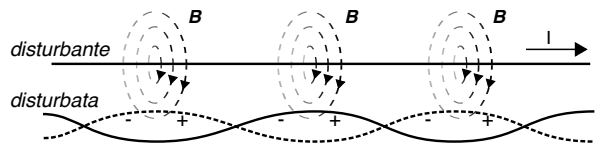
nato allo scopo di realizzare il collegamento tra utente e centrale telefonica, si è esteso al cablaggio di reti locali (LAN) con topologia a stella (IEEE 802.3); in tale contesto i cavi sono indicati come UTP (*unshielded twisted pair*).

I valori riportati in tabella sono riferiti a conduttori con $\phi = .7$ mm a frequenza di 1 KHz; la r a 100 KHz è circa doppia. La g dipende sostanzialmente dall'isolante utilizzato, mentre l'aumento di c è evidentemente legato alla vicinanza dei conduttori. Anche in questo caso risulta $rc \gg lg$, e dunque le condizioni di Heaviside non sono verificate. Nel passato si è fatto largo uso dell'espedito di innalzare artificialmente l , collocando ad intervalli regolari una induttanza "concentrata" (le cosiddette bobine Pupin¹³), realizzando così nella banda del canale telefonico un comportamento approssimativamente perfetto. Ma al crescere della frequenza le bobine Pupin producono un effetto



passa basso, aumentando di molto il valore di attenuazione. In tempi successivi, quando le stesse coppie ritorte sono state utilizzate per la trasmissione di segnali numerici PCM, le bobine Pupin sono state rimosse, ed al loro posto inseriti ripetitori rigenerativi (§ 18.3.2). L'impedenza caratteristica di circa 600 Ω riportata nella tabella di pag. 646 è quella valida a frequenze audio, con cavi di diametro $\phi = .7$ mm. Prevalendo l'aspetto capacitivo, al crescere della frequenza Z_0 si riduce a 100-200 Ω , con fase di -10 gradi. L'attenuazione chilometrica riportata è sempre relativa al caso $\phi = .7$ mm; per diametri di 1.3 mm si ottengono valori circa dimezzati, mentre con $\phi = .4$ mm il valore di A_0 risulta maggiore.

La configurazione a spirale dei conduttori ha infine lo scopo di ridurre i fenomeni di diafonia tra circuiti differenti. Infatti se il passo dell'elica è diverso tra le coppie



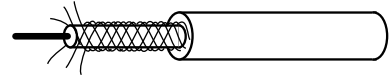
affacciate in unico cavo, le tensioni e correnti indotte¹⁴ da una coppia su di un'altra non interessano sempre lo stesso conduttore, ma entrambi in modo alternato. L'avvolgimento della coppia disturbante produce inoltre una alternanza dei conduttori in vicinanza della coppia disturbata, aggiungendo una ulteriore alternanza del verso del fenomeno di disturbo. Con questi accorgimenti si trovano attenuazioni di diafonia a frequenze vocali dell'ordine di 80-90 dB su 6 Km. All'aumentare della frequenza, e della lunghezza del percorso comune, l'attenuazione di diafonia diminuisce (e quindi l'interferenza aumenta), fino a mostrare valori di 60-70 dB a 750 KHz su 1.6 Km.

¹³Vedi <https://it.wikipedia.org/wiki/Pupinizzazione>

¹⁴L'induzione elettromagnetica è causata dal campo magnetico tempo-variante B generato dalla corrente che scorre nella coppia disturbante, vedi ad es. https://it.wikipedia.org/wiki/Induzione_elettromagnetica.

19.2.3.2 Cavo coassiale

In questo caso è presente un conduttore centrale ricoperto di dielettrico, su cui è avvolto il secondo conduttore, intrecciato a formare una sorta di *calza*,



connesso *a massa* ad entrambe le estremità, e racchiuso a sua volta in una guaina isolante. La particolare conformazione del cavo lo rende molto più resistente ai fenomeni di interferenza, svolgendo una funzione di *gabbia di FARADAY*¹⁵.

Indicando con ϕ il diametro del conduttore interno e con D quello esterno, la teoria mostra che si determina un minimo di attenuazione se $D/\phi = 3.6$; per questo sono stati normalizzati i diametri mostrati nella tabella a pag. 646. Il tipo con $\phi/D = 8.4/38$ mm è sottomarino, e presenta la minima attenuazione chilometrica; A_0 aumenta al diminuire della sezione del cavo. Finché $D/\phi = 3.6$, l'impedenza caratteristica dipende solo dal dielettrico, con l'espressione generale fornita in tabella, ottenendo i valori di 50 e 75 Ω con dielettrico aria e polietilene rispettivamente. I valori delle costanti primarie riportati in tabella sono ottenuti facendo uso delle relazioni

$$r = 8.4 \cdot 10^{-8} \sqrt{f} \left(\frac{1}{D} + \frac{1}{\phi} \right) \frac{\Omega}{m} \quad l = 0.46 \log_{10} \frac{D}{\phi} \frac{\mu H}{m}$$

$$g = 152 \cdot 10^{-12} \frac{f \varepsilon_r \tan \delta}{\log_{10} \frac{D}{\phi}} \frac{S}{m} \quad c = \frac{24.2 \cdot \varepsilon_r}{\log_{10} \frac{D}{\phi}} \frac{pF}{m}$$

in cui si è posto f (in Hz nelle formule) pari a 1 MHz, D e d sono espressi in metri, ε_r è la costante dielettrica, e $\tan \delta$ è l'angolo di perdita del dielettrico; nel caso del polietilene, risulta $\varepsilon_r = 2.3$, $\tan \delta = 3 \cdot 10^{-4}$.

Esercizio Si desidera effettuare una trasmissione FDM di 120 canali telefonici, ognuno modulato AM-BLU, su di un cavo coassiale, nella banda di frequenze $1 \div 1.48$ MHz. Desiderando una potenza ricevuta per ogni canale di almeno 1 mW, e disponendo di un trasmettitore in grado di erogare 10 W, determinare la massima lunghezza del collegamento, supponendo verificate le condizioni di adattamento agli estremi del cavo, con impedenza caratteristica resistiva, ed attenuazione chilometrica $A_0 = 5.3$ dB/Km ad 1MHz. Di quanto dovrebbe aumentare la potenza trasmessa W_{dT} per raddoppiare la lunghezza?

Soluzione Supponendo tutti i canali contemporaneamente attivi, la potenza trasmessa per ciascuno di essi risulta pari a

$$W_{dT}^{(n)} = \frac{10}{120} = 83.3 \text{ mW}, \text{ con } n = 1, 2, \dots, 120.$$

Tra tutti i canali, quello che subisce la massima attenuazione chilometrica è quello con portante più elevata, per il quale

$$A_d^{(120)} \text{ (dB/Km)} = A_0 \sqrt{1.48} = 5.3 \cdot 1.22 = 6.46 \text{ dB/Km}.$$

Per questo canale il *guadagno di sistema* risulta pari a

$$G_s^{(120)} \Big|_{dB} = 10 \log_{10} \frac{W_{dT}^{(120)}}{W_{RMin}} = 10 \log_{10} \frac{83.3}{1} = 19.2 \text{ dB},$$

¹⁵Vedi https://it.wikipedia.org/wiki/Gabbia_di_Faraday

essendo $W_{R_{Min}} = 1$ mW come indicato nel testo. Come noto, G_s corrisponde alla massima attenuazione $A_{d_{Tot}}$ che può essere accettata, e pertanto

$$A_{d_{Tot}}^{(120)} \Big|_{dB} = A_d^{(120)} (dB/Km) \cdot L_{Km} = 19.2 \text{ dB},$$

da cui si ricava per la massima lunghezza

$$L_{Km} = \frac{A_{d_{Tot}}^{(120)} \Big|_{dB}}{A_d^{(120)} (dB/Km)} = \frac{19.2}{6.46} = 2.97 \text{ Km},$$

che come vediamo è imposta dal canale più attenuato. Per il primo canale si ha invece $A_d^{(1)} (dB/Km) = A_0$, e dunque

$$A_{d_{Tot}}^{(1)} \Big|_{dB} = A_0 (dB/Km) \cdot L_{Km} = 5.3 \cdot 2.97 = 15.74 \text{ dB}.$$

La differenza tra $G_s \Big|_{dB}$ (uguale per tutti i canali) e $A_{d_{Tot}}^{(1)} \Big|_{dB}$ rappresenta il margine di sistema per il primo canale, pari a

$$M = G_s - A_d = 19.2 - 15.74 = 3.46 \text{ dB}.$$

La stessa quantità è anche una misura della *distorsione lineare di ampiezza* del cavo nella banda del segnale.

Nel caso si voglia superare una lunghezza doppia anche $A_{d_{Tot}}^{(120)} \Big|_{dB}$ raddoppia, e per mantenere $W_{R_{Min}} = 1$ mW deve raddoppiare anche $G_s^{(120)} \Big|_{dB}$. Pertanto la nuova potenza/canale risulta

$$W'_{dT} (dBm) = W_{R_{min}} (dBm) + G'_s (dB) = 0 + 2G_s (dB); \text{ quindi}$$

$$W'_{dT} (mW) = 10^{\frac{W'_{dT}(dBm)}{10}} = 10^{\frac{2G_s(dB)}{10}} = 10^{\frac{2 \cdot 19.2}{10}} = 10^{3.84} = 6918.3$$

milliWatt, cioè 6.91 Watt/canale, e quindi $6.91 \cdot 120 = 830$ Watt complessivi !

19.3 Collegamenti in fibra ottica

Una fibra ottica è realizzata in vetro o silicio fuso, ovvero qualunque materiale dielettrico trasparente alla luce, tanto che può essere realizzata anche in plastica. Il suo utilizzo è quello di trasportare energia luminosa in modo guidato. Una caratteristica che deriva direttamente dalla sua natura è l'immunità della fibra ottica ai disturbi di natura elettromagnetica; tale proprietà impedisce fenomeni di interferenza (diafonia), così come non permette di prelevare segnale dall'esterno (intercettazione).

Il segnale luminoso Le lunghezze d'onda delle radiazioni elettromagnetiche nel campo del visibile sono comprese tra circa $100 \mu\text{m}$ dell'infrarosso e 50 nm dell'ultravioletto ($1 \text{ nm} = 10^{-9}$ metri), che corrispondono a frequenze (ricordando ancora

che $f = \frac{c}{\lambda}$) che vanno da $3 \cdot 10^{12}$ fino a $6 \cdot 10^{15}$ Hz. Questi valori individuano una banda passante veramente notevole se comparata ad altri mezzi trasmissivi: supponiamo infatti di effettuare una modulazione che occupi una banda pari allo 0.1% della frequenza

Infrarosso	→	Ultravioletto	
10^{-4}	→	$50 \cdot 10^{-9}$	λ [metri]
$3 \cdot 10^{12}$	→	$6 \cdot 10^{15}$	f [Hz]

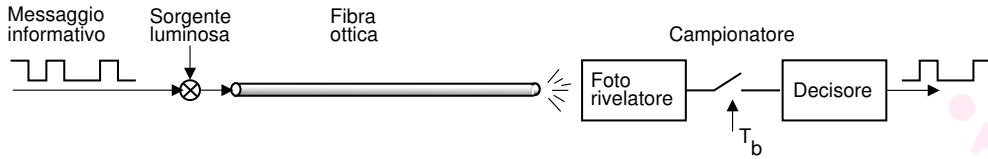


Figura 19.2: Schema di trasmissione in fibra ottica

portante. Se $f_0 = 1$ GHz, si ha 1 MHz di banda; ma se $f_0 = 10^{13}$, si ha una banda di 10 GHz!

19.3.1 Trasmissione ottica

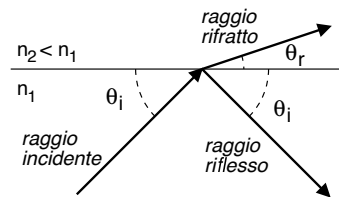
Anche se sono teoricamente possibili schemi di *modulazione analogica*, le fibre ottiche sono usate per trasportare informazione di natura *binaria* secondo lo schema di fig. 19.2, in cui la luce emessa da una sorgente è accesa o spenta, ovvero modulata in ampiezza, con uno schema detto *on-off keying* o ook¹⁶. All'altro estremo della fibra un *fotorivelatore* effettua (appunto) una rivelazione *incoerente* dell'energia luminosa, che viene nuovamente convertita in un segnale elettrico. Le prime fibre ottiche risalgono al 1970, e fornivano attenuazioni dell'ordine di 20 dB/Km. Attualmente si sono raggiunti valori di attenuazione di 0.2 dB/Km, pari ad un quarto di quella dei migliori cavi coassiali. D'altra parte, a differenza del rame, il materiale utilizzato per le fibre (vetro o silicio) è largamente disponibile in natura. Inoltre, a parità di diametro, una fibra ottica trasporta un numero anche 1000 volte maggiore di comunicazioni rispetto ad un cavo coassiale, fornendo quindi anche un risparmio di spazio.

Propagazione luminosa e indice di rifrazione Lo spazio libero è il mezzo in cui la luce viaggia alla sua *massima* velocità, pari a $c = 3 \cdot 10^8$ m/sec; il rapporto n tra c e la velocità di propagazione v in un mezzo trasparente prende il nome di *indice di rifrazione*¹⁷ n del mezzo stesso, ossia $n = c/v$, risultando sempre $n \geq 1$.

Esempio Se $n = 2$ allora la velocità di propagazione della luce nel nuovo mezzo è la metà di quella che avrebbe nello spazio.

Quando un raggio luminoso incontra una superficie di separazione tra mezzi con diverso indice n (ad esempio, da n_1 ad $n_2 < n_1$) una parte di energia *si riflette* con angolo θ_i uguale a quello *incidente*, e la restante parte continua *rifrangendosi* nell'altro mezzo, ma con diverso angolo θ_r . La relazione tra gli angoli è nota come *legge di Snell*

$$\cos \theta_r = \frac{n_1}{n_2} \cos \theta_i \quad (19.9)$$



¹⁶Indicata anche come *intensity modulation and direct detection* (IMDD). In realtà è anche possibile adottare tecniche di modulazione numerica come PSK e QAM, che richiedono una detezione *coerente* (vedi ad es. <https://doi.org/10.1364/OE.16.000753>), ma tali sistemi sono tuttora in fase sperimentale, e l'esposizione prosegue per il caso universalmente adottato.

¹⁷Vedi http://it.wikipedia.org/wiki/Indice_di_rifrazione, ma anche il video <https://www.youtube.com/watch?v=8VZHym6HqVU>.

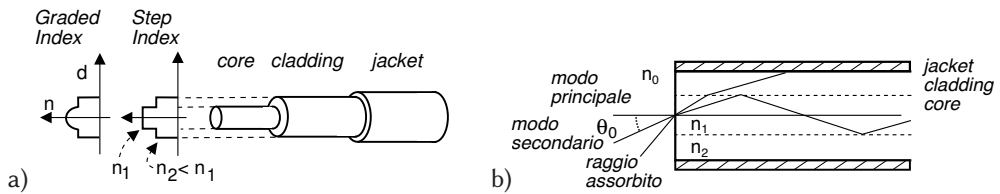


Figura 19.3: Struttura della fibra ottica (a) e modi di propagazione (b)

ed essendo $n_1/n_2 > 1$ il raggio *rifratto* risulta più inclinato nel mezzo con n inferiore (dove viaggia più veloce), ovvero si ha sempre $\theta_r < \theta_i$.

Immaginiamo ora di aumentare un po' alla volta l'inclinazione, a partire da $\theta_i = \pi/2$ (perpendicolare) fino a $\theta_i = 0$: esiste un *valore critico* $0 < \theta_c < \pi/2$ per l'angolo di incidenza θ_i in corrispondenza del quale θ_r si azzerava: ciò corrisponde ad avere il termine sinistro della (19.9) pari ad uno, da cui si ottiene $\theta_c = \arccos \frac{n_2}{n_1}$.

Per valori di incidenza $\theta_i < \theta_c$ non si verifica rifrazione, ma *tutto il raggio viene riflesso*. La capacità della fibra ottica di trasportare energia luminosa si fonda proprio su questo fenomeno¹⁸, che a sua volta ne determina la struttura, costituita da un nucleo (*core*) centrale con indice di rifrazione n_1 , circondato da un rivestimento (*cladding*) con indice $n_2 < n_1$ ¹⁹; entrambi racchiusi in una guaina (*jacket*) di materiale opaco, raffigurati in fig. 19.3a.

Applicando la (19.9) anche all'interfaccia tra sorgente luminosa (con indice di rifrazione $n_0 < n_1$) e fibra, si definisce *apertura numerica*²⁰ il valore

$$\Delta = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} = n_0 \sin \theta_0^{Max}$$

dove θ_0^{Max} è il massimo angolo θ_0 (vedi fig. 19.3b) con cui può *entrare* energia nella fibra, e quindi continuare a propagarsi mediante riflessione totale. Pertanto si ottiene $\theta_0^{Max} = \arcsin \frac{\Delta}{n_0}$ da cui osserviamo che quanto più Δ è piccola (ovvero n_1 ed n_2 sono simili) tanto più θ_0^{Max} si riduce, e dunque si riduce la potenza luminosa che viene immessa nella fibra ottica, ma... si ottiene il beneficio illustrato di seguito.

Quando un raggio luminoso attraversa la fibra, l'energia si propaga mediante diversi *modi di propagazione*, uno per ogni angolo $\theta_0 < \theta_c$ con cui entra la luce incidente²¹. Il *modo principale* è quello che si propaga lungo l'asse rettilineo, mentre i *modi secondari* sono quelli con angolo $\theta_i < \theta_c$ che si riflettono completamente al confine tra core e cladding. I modi associati ad angoli più elevati di θ_c vengono progressivamente assorbiti dalla guaina, e dunque non si propagano.

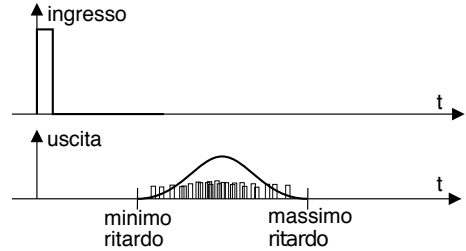
¹⁸Qui descritto in termini di ottica geometrica, approssimazione valida per un diametro del *core* ben maggiore di quello della λ incidente. Per dimensioni comparabili, occorre invece ricorrere alla *teoria di propagazione delle onde*, in cui non ci avventuriamo.

¹⁹I diversi valori di n sono ottenuti *drogando* diversamente la sezione della fibra.

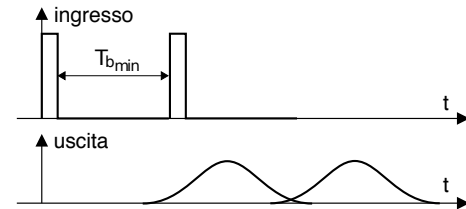
²⁰Vedi ad es. https://en.wikipedia.org/wiki/Numerical_aperture

²¹In realtà questa interpretazione data in chiave di ottica geometrica è una semplificazione, ed in effetti i *modi di propagazione* sono quelli che risultano dalla applicazione delle *equazioni di Maxwell* alla propagazione in fibra.

Dispersione modale Questo fenomeno è dovuto al fatto che i modi di propagazione relativi agli angoli di incidenza più elevati percorrono di fatto *più strada*, e dunque impiegano più tempo per giungere a destinazione: pertanto, ogni singolo impulso luminoso presente in ingresso produce in uscita più impulsi distanziati nel tempo, uno per ogni modo di propagazione. Dato che inoltre avviene un continuo scambio di energia tra i diversi modi, si ottiene che l'uscita sarà un segnale con una maggiore estensione temporale, come esemplificato in figura.



L'entità della *dispersione temporale* (differenza tra ritardo massimo e minimo) è tanto maggiore quanto più il collegamento è lungo, e quanti più modi partecipano alla propagazione: un suo valore tipico è dell'ordine di 10 nsec/Km. La conseguenza di questo fenomeno è la limitazione della *massima frequenza* con cui gli impulsi luminosi possono essere posti in ingresso alla fibra; impulsi temporalmente troppo vicini causano infatti interferenza intersimbolica (ISI) in uscita, rendendo gli impulsi sovrapposti. Pertanto la massima frequenza di segnalazione in una fibra ottica *dipende dalla sua lunghezza*.



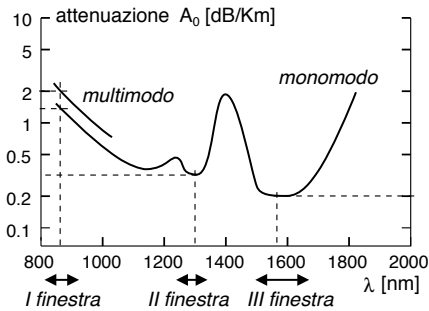
Nelle fibre ottiche *multimodo* sono presenti più modi di propagazione, e vengono distinte (fig. 19.3a) nel tipo STEP INDEX se n cambia in modo brusco, o in quello GRADED INDEX se il *core* ha un indice graduato. Nel secondo caso la dispersione temporale è ridotta; infatti quando i modi secondari attraversano la sezione periferica del core, incontrano un indice di rifrazione n ridotto, e quindi viaggiano più veloci. Una diversa (e drastica) soluzione al problema della dispersione temporale è fornita dalle fibre ottiche *monomodo*: queste sono realizzate con un core di diametro così piccolo²², da consentire alla sorgente luminosa di immettere luce nella fibra solo con angolo di incidenza nullo, e quindi permettere la propagazione del solo modo principale.

Ovviamente le ultime due soluzioni (graded index e fibra monomodo) sono state rese possibili grazie ai progressi nei processi di fabbricazione.

Attenuazione Similmente ai cavi elettrici anche le fibre ottiche sono mezzi dissipativi, in quanto parte dell'energia in transito viene assorbita dalla fibra stessa e trasformata in calore. I fenomeni di assorbimento che si manifestano sono quelli di natura *intrinseca* del materiale silicio, quelli legati allo *scattering* per disomogeneità della densità e del diametro della fibra, e quelli legati alla presenza di *impurità chimiche*²³, che possono ridurre la trasparenza oppure avere dimensioni (a livello molecolare) comparabili con le lunghezze d'onda in gioco.

²²Si passa dai 50 μm per le fibre multimodo, a circa 8 μm nel caso monomodo.

²³Ovvero molecole e ioni di altri elementi. Ad esempio, lo ione OH^- è quello che determina il picco di assorbimento a 1.39 μm .



Finestra	λ [μm]	A_d [dB/Km]
I	0.8÷0.9	1.2 (monomodo)
		2 (multimodo)
II	1.2÷1.3	0.35
III	1.5÷1.7	0.2

Figura 19.4: Dipendenza della attenuazione chilometrica dalla lunghezza d'onda λ

La caratteristica comune ai fenomeni di assorbimento è una marcata dipendenza da λ , cosicché la loro combinazione determina la caratteristica di attenuazione *chilometrica* A_0 mostrata in fig. 19.4, dove possono essere individuati 3 intervalli di lunghezze d'onda (detti *finestre*) per i quali l'assorbimento è ridotto, ed in cui sono effettuate le trasmissioni ottiche. La prima finestra (con attenuazione maggiore) è stata l'unica disponibile agli inizi, a causa dell'assenza di trasduttori affidabili a frequenze inferiori, ed è tuttora usata per collegamenti economici e scarsamente critici. La seconda finestra ha iniziato ad essere usata assieme alle fibre monomodo, grazie all'evoluzione tecnologica dei trasduttori, mentre l'uso della III finestra si è reso possibile dopo essere riusciti a limitare la *dispersione cromatica* delle fibre (vedi appresso).

Tra le fonti di attenuazione *supplementare* troviamo quella causata dalle *giunzioni* tra tratte in fibra ottica: l'uso di connettori produce una perdita di $0.4 \div 1$ dB, ed i giunti meccanici ≈ 0.2 dB oppure anche 0,05 dB se ottimizzati per via strumentale. Inoltre, le fibre si possono *fondere* tra loro, con perdite tra 0,01 e 0,1 dB. Una ulteriore fonte di perdite localizzate può essere costituita *dalle curve* nel percorso, che non devono avere un raggio troppo stretto, altrimenti parte dell'energia non subisce riflessione totale, e viene assorbita dal *jacket*.

Dispersione cromatica Dopo aver ridotto od eliminato il fenomeno di dispersione modale è emersa una ulteriore causa di dispersione temporale dell'energia immessa nella fibra ottica: il problema si verifica se il segnale di ingresso non è perfettamente monocromatico, ovvero se in esso sono presenti diverse lunghezze d'onda. Dato che il valore dell'indice di rifrazione dipende dalla lunghezza d'onda, λ diverse si propagano con velocità differenti e raggiungono l'altro estremo della fibra in tempi successivi²⁴. La dispersione cromatica *nominale* D_0 della fibra si misura in $\left[\frac{\text{psec}}{\text{Km} \cdot \text{nm}} \right]$, e dà luogo ad una effettiva dispersione temporale

$$D = D_0 \cdot L \cdot \Delta\lambda \quad \text{psec}$$

che è direttamente proporzionale alla lunghezza L della fibra ed alla estensione della

²⁴Il fenomeno descritto viene detto dispersione *da materiale* o D_M , oltre al quale ne interviene anche un altro detto dispersione di *guida d'onda* o D_W , che dipende da fattori geometrici come la dimensione del *core* e l'apertura numerica.

gamma cromatica $\Delta\lambda$ della sorgente²⁵. Per ridurre il fenomeno è possibile:

- utilizzare una lunghezza d'onda λ per la quale la dispersione cromatica è ridotta. Ad esempio, una fibra di silicio *normale* produce una dispersione nominale 15 volte inferiore a $1.3 \mu\text{m}$ ($\sim 1 \left[\frac{\text{psec}}{\text{km} \cdot \text{nm}} \right]$) che non a $1.5 \mu\text{m}$ ²⁶;
- scegliere una sorgente con la *minima* estensione cromatica $\Delta\lambda$;
- adottare una tecnica di *controllo* della dispersione, vedi § 19.3.3.3.

Dispersione del modo di polarizzazione Indicata come PMD, è una conseguenza della non perfetta simmetria cilindrica del *core*, che causa il fenomeno della *birifrangenza*²⁷; dato che queste variazioni geometriche sono casuali e disperse su tutta la fibra, ciò determina un continuo scambio di energia tra le componenti a polarizzazione verticale ed orizzontale del segnale in transito, a cui si associa una *dispersione temporale* che dipende dalla radice della lunghezza della fibra, in una proporzione compresa tra 0.1 e $0.01 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$. Normalmente questo fenomeno ha conseguenze trascurabili, ma può incidere sulle prestazioni di collegamenti lunghi ed a velocità elevata.

Effetti non lineari Nascono dall'interazione tra la luce ed il materiale in cui si propaga, e dipendono dalla intensità del fascio ottico, ovvero da quanto questo è *concentrato spazialmente*. Causano perdite di intensità del segnale, rumore, interferenza intercanale nel WDM, e dispersione temporale, ma è anche possibile trarne vantaggio, come nel caso dell'amplificazione ottica, della conversione di lunghezze d'onda e della compensazione di dispersione. Possiamo distinguere due categorie di effetti non lineari:

- diffusione stimolata (o *scattering*) legata alla interazione tra fotoni ed atomi della fibra, come lo *stimulated Brillouin scattering* (SBS) e lo *stimulated Raman scattering* (SRS);
- fenomeni legati all'*effetto Kerr*²⁸ ed alla dipendenza dell'indice di rifrazione dalla potenza ottica, come la *self phase modulation* (SPM), la *cross phase modulation* (XPM) ed il *four wave mixing* (FWM).

Sono in genere fenomeni di lieve entità, ma il loro effetto si accumula durante la propagazione, e dunque come per la dispersione, dipende dalla lunghezza del tratto percorso. Ne rimandiamo la descrizione a quando saranno citati nel seguito.

19.3.2 Bilancio di collegamento

Nel caso delle fibre ottiche lo schema definito al § 19.1 deve essere particolarizzato al tipo di trasduttori in uso, che assieme alle caratteristiche della fibra influenzano oltre che la lunghezza del collegamento, anche la sua banda.

²⁵Il fenomeno della dispersione cromatica è l'equivalente ottico della distorsione di fase (o distorsione di ritardo) introdotta al § 8.2 per i segnali elettrici.

²⁶D'altra parte, dato che i termini D_M e D_W descritti alla nota 24 hanno una diversa dipendenza da λ , variando i loro contributi a D_0 si è riusciti a realizzare un tipo di fibra detto *dispersion-shifted* (o DS) che presenta il minimo di dispersione in terza finestra, vedi fig. 19.5.

²⁷<https://it.wikipedia.org/wiki/Birifrangenza>

²⁸https://it.wikipedia.org/wiki/Effetto_Kerr

Trasduttori elettro-ottici I primi ad essere usati sono stati gli economici LED (*Light Emitting Diode*), che richiedono una circuiteria di interfaccia semplice, sono poco sensibili alle condizioni ambientali, e risultano affidabili. D'altra parte, i LED raggiungono frequenze di *segnalazione* limitate al centinaio di Mbps, immettono nella fibra una *potenza ridotta*, ed emettono luce su di una *gamma cromatica* $\Delta\lambda > 50$ nm.

Sorgente	λ (nm)	W_{dT} (dBm)	$\Delta\lambda$ (nm)
Si LED	850	-16	50
Ge LED	1300	-19	70
InGaAsP LED	1300	-10	120
DFB LASER	1300	-5	1
DFB LASER	1550	-5	0.4
IL/DFB LASER	1550	+2	0.8

Tabella 19.1: Caratteristiche delle sorgenti luminose

Per ridurre la dispersione cromatica (e quindi raggiungere frequenze di segnalazione più elevate) occorre ricorrere ai *Diodi Laser* (LD)²⁹, che forniscono anche una maggiore potenza, e dunque divengono indispensabili per coprire distanze maggiori³⁰; d'altra parte i LD sono più costosi, hanno vita media ridotta rispetto ai LED, e richiedono condizioni di lavoro più controllate. Notiamo inoltre come una fibra ottica posta inizialmente in opera mediante sorgenti LED, possa essere potenziata (in termini di banda) semplicemente sostituendo il LED con il LASER.

L'uso di sorgenti che operano in III finestra, che (presentando una attenuazione ridotta) permette di operare con tratte più lunghe, obbligherebbe però a ridurre la frequenza di segnalazione, a causa della maggiore dispersione cromatica. Ma questa limitazione è stata superata da un particolare tipo di fibra, detta *dispersion shifted* (vedi fig. 19.5), che presenta il minimo³¹ della dispersione cromatica nominale in III finestra anziché in II, e che raggiunge valori migliori di 3.5 psec/Km·nm.

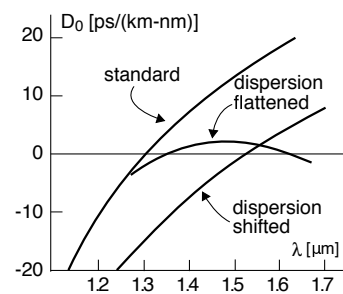


Figura 19.5: Dispersione nominale per tipi di fibra

Prodotto banda-lunghezza Come anticipato la dispersione cromatica D risulta proporzionale alla lunghezza del collegamento L ed all'estensione cromatica $\Delta\lambda$ della sorgente. Se pensiamo di effettuare una trasmissione con codici NRZ e periodo $T_b = 1/f_b$,

²⁹In particolare, con laser detti *distributed feedback* (DFB) si riesce ad eccitare un solo modo di emissione, producendo una luce di fatto monocromatica, la cui effettiva λ può anche essere variata in tutta la gamma che va dalla II alla III finestra.

³⁰La potenza emessa da un LASER non può aumentare a piacimento: oltre un certo valore intervengono infatti fenomeni *non lineari*, e la luce non è più monocromatica, causando pertanto un aumento della dispersione cromatica.

³¹La presenza di valori di dispersione *negativi* in fig. 19.5 può destare una legittima curiosità. Ma non si tratta di un fenomeno *anticausale*! Come indicato dall'unità di misura $\frac{ps}{km \cdot nm}$ di D_0 , la dispersione cromatica rappresenta la *derivata* di un ritardo rispetto a λ , derivata che dipende essa stessa da λ . Dunque, come i suoi valori positivi indicano che il ritardo *aumenta* con λ , e quindi le frequenze *più basse* (con λ maggiore) arrivano *dopo* di quelle più alte, i valori negativi di D_0 individuano il fenomeno inverso, ovvero che il ritardo aumenta *con il diminuire* di λ , ovvero le frequenze *più alte* arrivano dopo (di quelle basse).

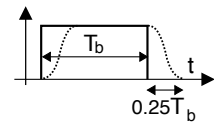
ed imponiamo che la dispersione temporale sia non maggiore di $\frac{1}{4}T_b$, deve risultare

$$D = D_0 \cdot L \cdot \Delta\lambda \leq 0.25 \cdot T_b \tag{19.10}$$

in cui D_0 è la dispersione cromatica *nominale* [psec/Km.nm], L è la lunghezza [Km], $\Delta\lambda$ è l'estensione cromatica della sorgente [nm], e T_b è la durata di un bit [psec]. Associando ora il concetto di *banda B* alla frequenza di segnalazione $f_b = \frac{1}{T_b}$, la relazione (19.10) può essere riscritta in modo da evidenziare il *prodotto della banda per la lunghezza PBL*, che è pari al valore

$$PBL_{NRZ} = f_b \cdot L = \frac{.25}{D_0 \cdot \Delta\lambda} \quad [Tbps \cdot Km] \tag{19.11}$$

che è una grandezza che dipende dalla coppia fibra-sorgente³², e che rappresenta la relazione tra f_b ed L necessaria ad ottenere $D = \frac{1}{4}T_b$. Inserendo dunque i valori di $\Delta\lambda$ (della sorgente) e D_0 (della fibra) nella (19.11) si ottiene *una costante* da usare per calcolare la banda (frequenza) massima trasmissibile per una data lunghezza (o viceversa). *Qualora si usi un codice RZ*, i cui simboli hanno durata metà del periodo di bit T_b , la dispersione temporale tollerabile può essere elevata al 50% di T_b , e quindi in questo caso il prodotto banda-lunghezza risulta doppio³³ rispetto al caso precedente:



$$PBL_{RZ} = \frac{.5}{D_0 \cdot \Delta\lambda} = 2 \cdot PBL_{NRZ}$$

In fig. 19.6-b) sono mostrati i valori di *PBL* (per il caso *NRZ*) associati alle accoppiate fibra-sorgente indicate.

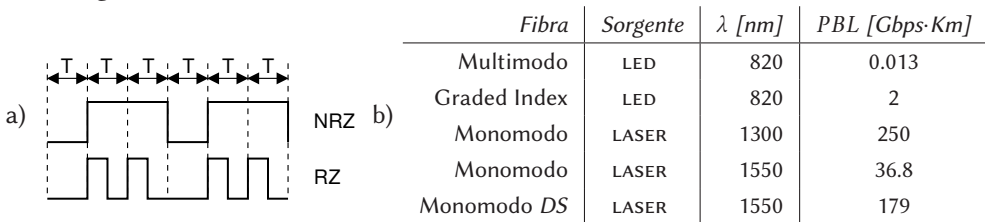


Figura 19.6: a) codice di linea; b) prodotto banda-lunghezza per tipiche coppie sorgente-fibra

Esercizio Determinare la lunghezza massima di un collegamento in fibra ottica monomodo, operante con $\lambda=1.3 \mu\text{m}$, e che garantisca una velocità $f_b=417 \text{ Mbps}$, assumendo un guadagno di sistema di 42 dB (ovvero disponendo di una potenza di trasmissione 42 dB maggiore della minima potenza necessaria in ricezione).

Soluzione Dal grafico di fig. 19.4 si trova che per $\lambda=1300 \text{ nm}$ l'attenuazione chilometrica è di 0,35 dB/Km, che determina una $A_d = 0,35 \cdot L_{Km}$ [dB]. Imponendo ora $A_d = G_s = 42 \text{ dB}$ si ottiene una lunghezza pari a $L = \frac{A_d}{0.35} = \frac{42}{0.35} = 120 \text{ Km}$, che identifica il *Limite di Attenuazione* del collegamento. Verifichiamo quindi che non intervenga un limite più

³²In questo senso, il prodotto *banda-lunghezza* costituisce un parametro di sistema che tiene conto di un concorso di cause. Un po' come il concetto di *tenuta di strada* di una autovettura, che dipende da svariati fattori, come il peso, i pneumatici, la trazione, il fondo stradale....

³³Tuttavia il dimezzamento della durata di un bit causa una perdita di potenza di 3 dB, in base alle considerazioni riportate a pag. 657.

stringente a causa della dispersione cromatica. Supponendo di utilizzare la sorgente laser in grado di conseguire un PBL di 250 Gbps·Km, si ottiene una lunghezza massima pari a $L = \frac{PBL}{f_b} = \frac{250.000}{417} = 600$ Km, che costituisce il *Limite di Dispersione*.

Massima lunghezza di tratta L'esercizio svolto ha lo scopo di mostrare la metodologia di progetto per un collegamento in fibra ottica, in cui vengono calcolati entrambi i limiti di *Attenuazione* e di *Dispersione*, e la massima lunghezza del collegamento è determinata dal vincolo più stringente. Nel caso dell'esercizio la lunghezza è determinata dal limite di attenuazione, ed il progetto può essere rivisto utilizzando una sorgente *più potente* per aumentare il guadagno di sistema, e di conseguenza migliorare il limite di attenuazione. In questo caso può essere opportuno prestare attenzione al fatto che, aumentando la potenza di emissione, la purezza cromatica della sorgente può degradare (in quanto si verifica un aumento di $\Delta\lambda$ dovuto a fenomeni non lineari) con un conseguente peggioramento del limite di dispersione; è pertanto possibile ricercare la soluzione di migliore compromesso tra potenza di emissione e purezza spettrale. Qualora non si riesca a rientrare nelle specifiche di progetto con una unica tratta occorre suddividere il collegamento in più segmenti, collegati da *ripetitori rigenerativi* (§ 18.3.2), oppure ripartire la banda su più fibre poste in parallelo; d'altra parte l'affermazione delle tecniche discusse al § 19.3.3 come *WDM*, *amplificazione ottica* e *controllo della dispersione*, consentono di attuare soluzioni ancora diverse.

Trasduttori ottico-elettrici Sono i dispositivi che effettuano la conversione del segnale luminoso uscente dalla fibra ottica in uno elettrico e per i quali, come per le sorgenti, non entriamo nei dettagli tecnologici. Il trasduttore utilizzato fin dall'inizio, economico ed affidabile, è il diodo P-I-N³⁴. Un secondo tipo di trasduttore molto usato è il diodo APD³⁵ (*Avalanche Photo Detector*), caratterizzato da un *effetto valanga* che lo rende più sensibile di 10-15 dB rispetto ai P-I-N; d'altra parte gli APD sono più delicati, e più sensibili alla temperatura. La tabella 19.2 riporta i valori di sensibilità W_R (ossia la minima potenza che è necessario ricevere) di diversi fotorigeneratori, necessaria a conseguire³⁶ una probabilità di errore per bit $P_e = 10^{-11}$.

Fotorivelatore	λ [nm]	W_R [dBm]	f_b [Mbps]
Si P-I-N	850	-48	50
Si APD	850	-58	50
InGaAs P-I-N	1310	-35	420
InGaAs APD	1310	-43	420
InGaAs P-I-N	1550	-37	1200
InGaAs APD	1550	-37.5	678

Tabella 19.2: Valori di sensibilità dei fotorigeneratori

Sensibilità e frequenza di segnalazione Nella tabella 19.2 è riportato anche il valore della frequenza di segnalazione f_b a cui si riferisce la sensibilità, ma occorre

³⁴Che sta per *p-intrinseco-n* riferito al tipo di drogaggio del semiconduttore - vedi http://it.wikipedia.org/wiki/Diodo_PIN

³⁵http://it.wikipedia.org/wiki/Fotodiodo_a_valanga

³⁶La consuetudine del dimensionamento dei collegamenti in fibra ottica porta a considerare ogni bit in transito *nella sua purezza*, senza cioè confidare (o meno) nella presenza di elaborazioni terminali come la codifica di canale, e/o il numero di bit/simbolo. In tale prospettiva, si ritiene che un valore di $P_e = 10^{-11}$ sia più che sufficiente a qualunque tipo di trasmissione: un errore ogni 100.000 miliardi di bit!

tenere presente che quest'ultima peggiora all'aumentare di f_b . Infatti, le prestazioni conseguite dal decisore che si trova a valle del trasduttore dipendono (pag. 637) da $\frac{E_b}{N_0}$, in cui E_b è l'energia per bit che vale $E_b = W_R \cdot T_b = \frac{W_R}{f_b}$. Pertanto, i trasduttori dimezzano la sensibilità (che aumenta di 3 dB) se la velocità f_b raddoppia, in quanto si dimezza l'energia per bit E_b . La sensibilità a frequenze diverse da quelle in tabella può quindi essere calcolata come³⁷

$$W_R(f'_b) \text{ [dBm]} = W_R(f_b) \text{ [dBm]} + 10 \log \frac{f'_b}{f_b} \quad (19.12)$$

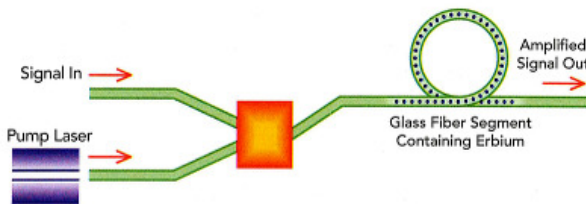
19.3.3 Seconda generazione

Quanto finora esposto può considerarsi una prima generazione³⁸ di sistemi in fibra ottica (anni '90), e per la quale assumendo un valore $PBL = 200$ (fig. 19.6), si ottiene una lunghezza di tratta di 80 Km a 2,5 Gbps e di soli 20 Km a 10 Gbps. Da allora si sono rese possibili nuove tecniche che consentono di aumentare di molto il PBL , e che sono ora brevemente illustrate.

19.3.3.1 Amplificazione ottica

Consiste nell'aumento della dinamica (e quindi della potenza) del segnale ottico in transito, senza effettuare la conversione in segnale elettrico e viceversa, come invece accade con un ripetitore rigenerativo (§ 18.3.2), la cui realizzazione nel caso dei sistemi WDM (che si stavano affermando nello stesso periodo) è particolarmente complessa. Con l'adozione dell'amplificazione ottica si riescono a realizzare collegamenti con rigeneratori intervallati di circa 500 km, ed amplificatori ogni circa 100 Km. Il funzionamento di questi ultimi si basa sulla *emissione stimolata* di fotoni legata alla λ in transito, prodotta da un *segnale di pompa* elettrico o luminoso, che ne determina il guadagno.

Amplificatore in fibra drogata all'erbio In questo caso il *mezzo attivo* corrisponde ad un tratto di qualche decina o centinaio di metri di fibra (appunto, drogata) in cui vengono miscelati il segnale in transito e quello di pompa. Il drogaggio a base di *erbio* è il tipo più diffuso in terza finestra, in quanto presenta un guadagno massimo in corrispondenza della *banda C* (1525 - 1565 nm) e della *banda L* (1570 - 1610 nm). Il guadagno può raggiungere i 30 dB con un segnale di pompa di 15 mW, e dipende (in modo inverso) anche dalla potenza del segnale in transito, presentando un effetto di *saturazione*; inoltre



³⁷Questo metodo di calcolo è approssimato, in quanto nei trasduttori avvengono fenomeni non-lineari che legano il livello di potenza del rumore, alla potenza di segnale ricevuta. Trascurando questo effetto, si può applicare l'espressione (19.12).

³⁸Anche se, relativamente a queste prime fasi, si è soliti distinguere tre generazioni, corrispondenti all'uso delle corrispettive *finestre*, vedi fig. 19.4.

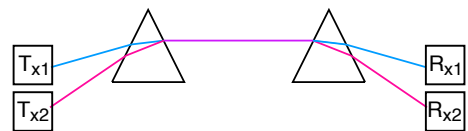
il guadagno può essere *non uniforme* su tutta la banda (in termini di λ), ma questo fenomeno può essere compensato mediante filtri ottici. L'amplificatore EDFA³⁹ presenta inoltre un fattore di rumore⁴⁰ di 4 - 8 dB, che pone un limite al massimo numero di tratte amplificate otticamente, dopodiché occorre intercalare un ripetitore rigenerativo.

Amplificazione a semiconduttore e Raman L'amplificatore ottico *a semiconduttore* (SOA) è di piccole dimensioni, viene pilotato da un segnale di pompa elettrico, è più economico dell'EDFA, ed opera su un ampio intervallo di λ . Di contro, il SOA è più rumoroso, presenta un guadagno inferiore a quello dell'EDFA, ed è affetto da fenomeni non lineari. Viene anche utilizzato come *interruttore ottico* nei dispositivi di moltiplicazione e conversione di λ .

Anche l'*amplificazione Raman* utilizza un segmento di fibra per mescolare il segnale in transito con quello (ottico) di pompaggio, ma a differenza dell'EDFA, il guadagno non dipende dal drogaggio, ma dal verificarsi dello *scattering di Raman*⁴¹ che richiede un pompaggio maggiore, anche di 0.5 - 1 W, ed una lunghezza maggiore, anche alcuni km. Dato che non è necessario drogare la fibra, il metodo è applicabile ad impianti già in esercizio, ed il guadagno può essere reso uniforme su ampi intervalli di λ .

19.3.3.2 Moltiplicazione a divisione di lunghezza d'onda - WDM

Il successivo passo verso l'incremento della capacità di trasporto della fibra viene compiuto applicando alle trasmissioni ottiche il principio della moltiplicazione a divisione di



frequenza, ovvero immettendo sulla stessa fibra più di un segnale ottico, ognuno con la sua propria λ . In questo caso si parla di WDM (*Wavelength Division Multiplex*), che viene realizzata mediante lo schema di principio⁴² dei *rifrattori prismatici*, realizzando un circuito ottico del tipo illustrato alla figura precedente⁴³. I dispositivi di moltiplicazione WDM sono *passivi* e *reversibili*, dato che non necessitano di alimentazione, ed lo stesso apparato può indifferentemente svolgere una funzione e la sua inversa. Nondimeno, spesso al moltiplicatore è fatto seguire uno stadio di amplificazione ottica.

Nella figura che segue si illustra come le diverse portanti ottiche vengano disposte nelle regioni a bassa attenuazione⁴⁴. In funzione di quante portanti vengano utilizzate, si distingue tra il caso di *coarse* WDM o CWDM, con al massimo 16 λ , e quello di *dense*

³⁹Erbium doped fiber amplifier.

⁴⁰La natura del rumore è ottica anziché elettrica, ed è indicato come *emissione spontanea amplificata* (ASE) in quanto ha origine dai fotoni che si producono in modo *spontaneo* (anziché *stimolato* come nei laser), e che poi interagiscono con gli ioni di drogante producendone l'amplificazione.

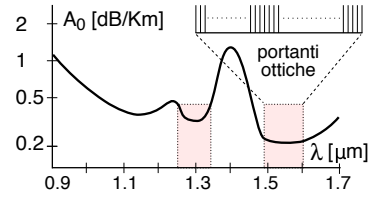
⁴¹https://it.wikipedia.org/wiki/Scattering_Raman

⁴²I dispositivi reali basano il loro funzionamento su fenomeni di *diffrazione* e *interferenza*.

⁴³Si sfrutta il principio "dell'arcobaleno" (ma che a me ricorda *The dark side of the moon...*), in quanto uno stesso materiale (il prisma) presenta indici di rifrazione differenti per lunghezze d'onda diverse, e quindi è in grado di focalizzare più sorgenti di diverso colore in un unico raggio.

⁴⁴Sono anche prodotte delle fibre prive dello ione OH responsabile del picco di assorbimento a 1.4 μm , dette *dry fibre*, per le quali è possibile allocare portanti in una regione veramente estesa!

WDM o DWDM. Nel DWDM sono previste 40 portanti spaziate di 100 GHz nella BANDA C⁴⁵, oppure 80 portanti spaziate di 50 GHz, su ognuna delle quali inviare un segnale con velocità 10 Gbps, per una capacità complessiva da 400 ad 800 Gbps; capacità che può ulteriormente raddoppiare qualora venga utilizzata allo stesso tempo anche la BANDA L.



I sistemi DWDM necessitano di dispositivi dotati di notevole stabilità in frequenza, dotati di controllo della temperatura, e dato che il loro uso è in pratica *relegato* alle dorsali ad alta velocità, soffrono di un prezzo elevato a causa del mercato ristretto. L'amplificazione dei collegamenti DWDM viene tipicamente svolta mediante EDFA, che a differenza dei SOA non produce effetti di intermodulazione tra canali; d'altra parte, devono esser prese contromisure rispetto alle irregolarità del guadagno tra le diverse portanti⁴⁶, e tener presente che l'amplificazione della BANDA L necessita di una lunghezza di fibra maggiore rispetto alla BANDA C, svolta pertanto su due tratte consecutive. Inoltre, livelli eccessivi di potenza (che per il DWDM è moltiplicata per il numero di λ attive) intensificano i fenomeni non lineari (pag. 654) che possono portare ad interferenza tra canali.

Un importante risultato della trasmissione DWDM è che, ospitando differenti tributari ad alta velocità su diverse λ , decadono quelle esigenze di sincronizzazione tipiche dei sistemi TDM, e si realizza una sorta di *trasparenza* in quanto scompaiono i dispositivi strettamente legati al tipo di segnale trasportato.

19.3.3.3 Controllo della dispersione

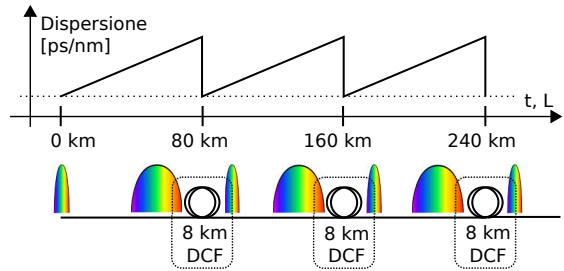
Con l'avvento degli amplificatori ottici la massima lunghezza di un collegamento in fibra non è più limitata dalla sua attenuazione, ma solo dai fenomeni di dispersione temporale, e da quelli non lineari. In realtà l'amplificazione ottica *peggiora* i fenomeni di dispersione, dato che in assenza di uno stadio di rigenerazione, queste degradazioni *si accumulano* di amplificatore in amplificatore; per questo motivo, sono state sviluppate le tecniche di gestione della dispersione. Alcune di queste agiscono al trasmettitore od al ricevitore, rispettivamente in modo da *predistorcere* il segnale, oppure di *equalizzarlo*, facendo ricorso a tecniche di demodulazione coerente, od a tecniche non lineari. In tal modo però non si riesce ad andare oltre un semplice *raddoppio* del PBL.

Fibre compensatrici Il fenomeno della dispersione *cromatica* può essere tenuto sotto controllo anche per collegamenti di migliaia di chilometri inserendo lungo gli

⁴⁵Le portanti sono centrate attorno $f_0 = 193$ THz. Ricordando che $\lambda = v/f_0$ e ponendo $v \simeq c = 3 \cdot 10^8$ m/sec, otteniamo che alla f_0 corrisponde $\lambda = 3 \cdot 10^8 / 193 \cdot 10^{12} = 1554$ nm, mentre una spaziatura tre le f_0 di 100 GHz equivale ad un $\Delta\lambda = c(1/f_2 - 1/f_1) \simeq 0.8$ nm; pertanto, 40 portanti occupano un intervallo di 32 nm, e dunque entrano perfettamente nei $1565 - 1525 = 40$ nm della BANDA C.

⁴⁶Ancor più grave se l'irregolarità si ripete uguale su diverse sezioni consecutive di amplificazione, e che può essere affrontata interponendo filtri ottici progettati in modo da *compensare* le differenze di guadagno.

stessi alcune tratte di fibra con un coefficiente di dispersione D_0 negativo, e quindi in grado di *invertire* l'effetto prodotto sulle diverse componenti cromatiche⁴⁷. Tipicamente occorre inserire qualche km di *Dispersion Compensating Fiber* (DCF) ogni cinquantina di km di collegamento, applicando la relazione $D_0L_0 + D_{DCF}L_{DCF} = 0$ in cui il pedice DCF individua dispersione e lunghezza della fibra compensatrice. E' una soluzione sempre più diffusa, anche in virtù della progressiva riduzione della perdita di potenza che ne caratterizzava le prime realizzazioni.



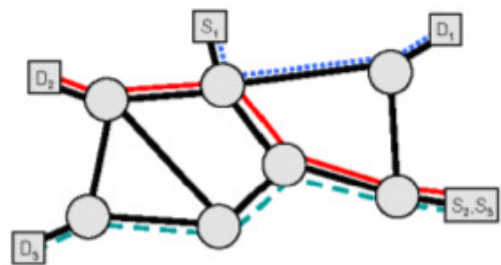
Filtri ottici E' una soluzione che evita di *allungare* il collegamento con le DCF ed opera inserendo filtri interferometrici (o basati su *reticolo*⁴⁸) subito dopo gli amplificatori ottici. Un tale posizionamento, oltre ad avere un vantaggio logistico, permette di compensare le perdite introdotte dai filtri. Questi ultimi possono inoltre svolgere anche una funzione di controllo del rumore e di normalizzazione del guadagno dell'amplificatore ottico.

19.3.4 Sistemi in fibra ottica

Fin qui le fibre ottiche sono state descritte come mezzo trasmissivo per un collegamento punto-punto ad alta velocità, mentre il loro utilizzo si è esteso alla rete di accesso e distribuzione, e sono stati sviluppati dispositivi in grado di interconnettere i nodi di rete e svolgere le operazioni di instradamento operando direttamente a livello ottico, senza dunque dover passare dal dominio elettrico, con evidenti vantaggi e semplificazioni da un punto di vista realizzativo.

19.3.4.1 Dalle fibre ottiche alle reti ottiche

La trasmissione WDM permette di realizzare lo schema di *rete ottica* mostrato in figura e detta *wavelength routed optical network*, in cui ad ogni tributario è assegnata una λ che lo identifica da estremo ad estremo; in realtà ciò che viene realizzato è uno schema di instradamento del tipo a *circuito virtuale* (pag. 781), e l'effettiva λ associata ad un circuito *cambia* di nodo in nodo. A tal fine sono stati sviluppati i

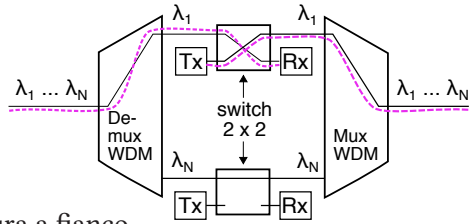


⁴⁷Facendo riferimento alla fig. 19.5, notiamo come per una fibra *normale* D_0 in terza finestra sia positivo, ed *aumenti* con λ . Per invertire questo fenomeno, la fibra compensatrice oltre ad avere un D_0 negativo, deve anche variarne il valore con un andamento complementare a quello della fibra da compensare, in particolar modo nel caso di trasmissione DWDM.

⁴⁸Traduzione di *grating*, con cui si descrive una alterazione periodica di un parametro fisico, vedi ad es. https://en.wikipedia.org/wiki/Fiber_Bragg_grating.

seguenti dispositivi, che permettono di realizzare in forma completamente ottica le funzioni svolte da quelli descritti al § 24.6.1.

Multiplatori e demultiplatori passivi che rispettivamente convogliano più λ in unica fibra, oppure le estraggono, oppure ancora che combinati assieme ad un commutatore a due vie permettono la funzionalità *optical add and drop* (vedi § 24.3.4.2) o OADM, come mostrato nella figura a fianco.



Accoppiatori a stella (o *star couplers*) che assemblano le λ provenienti da sorgenti diverse in un unico flusso WDM, che viene quindi inoltrato a molteplici ricevitori mediante altrettante fibre di uscita⁴⁹.

Convertitori di lunghezza d'onda basati su effetti non lineari⁵⁰, che pur se più costosi di altri componenti, permettono (come discutiamo sotto) di realizzare instradamenti *non bloccanti*.

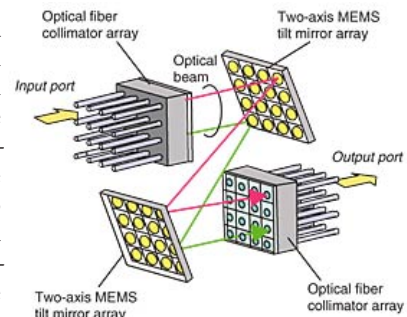
Optical cross-connects (oxc) che svolgono la funzione di commutazione ed instradamento dei segnali ottici, di cui è possibile distinguere, in ordine di complessità e di costo, tra:

- *matrici di commutazione spaziale* che permettono l'interconnessione tra M fibre in ingresso ed altrettante in uscita, e possono essere realizzate mediante dei *micro-specchi* a controllo elettromeccanico, una tecnologia nota come *micro electro-mechanical systems* o MEMS⁵¹.

⁴⁹In questo modo si realizza una rete di tipo *broadcast* (ovvero non *switchata*) qualora ogni nodo terminale emetta su di una sua propria λ , e riceva quelle emesse dagli altri nodi.

⁵⁰Come la *cross gain modulation* che si manifesta nei SOA, il cui il guadagno satura con la potenza in transito. Quando al segnale ook in arrivo con λ_1 è mescolato quello (debole e continuo) di pompa con λ_2 , il guadagno satura nei periodi di bit di λ_1 , mentre invece quando λ_1 è spenta, λ_2 viene amplificato. Un filtro ottico rimuove λ_1 , e la sua informazione è stata trasferita su λ_2 , con segno invertito; altri schemi risolvono anche questo aspetto. Altri dispositivi fanno uso dell'effetto FWM, in cui la presenza di λ_1 e $\lambda_p = 2 \frac{\lambda_1 \lambda_2}{\lambda_1 + \lambda_2}$ (di pompa) produce la comparsa di λ_2 in uscita.

⁵¹Vedi <https://it.wikipedia.org/wiki/MEMS>. Ogni specchio ha dimensioni inferiori al mm^2 , e riflette o meno la luce a seconda della sua disposizione controllata da micro-attuatori, il tutto realizzato direttamente su dei chip in silicio o polisilicio. Adottando una architettura di commutazione a due stadi è possibile realizzare strutture tridimensionali come quella mostrata in figura, che consente di adottare un numero di specchi pari a $2N$ (dato che un MEMS altera l'indice di riga, e l'altro di colonna) contro gli N^2 relativi al caso di una matrice bidimensionale (i cui flussi entranti ed uscenti sono disposti rispettivamente sui due lati di un MEMS quadrato), e di mantenere le differenze di percorso ottico entro limiti ridotti.



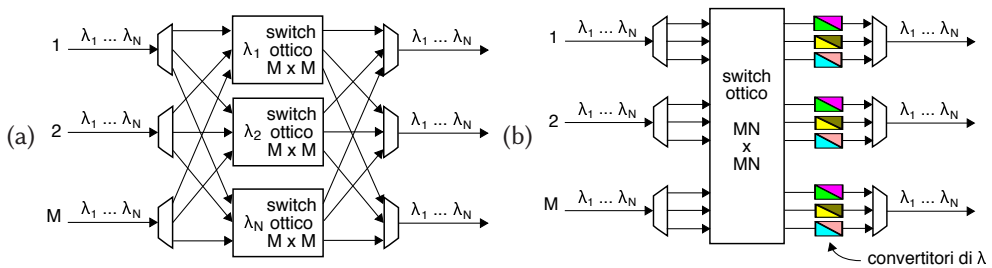


Figura 19.7: (a) commutatore di lunghezza d'onda; (b) wavelength router;

- *commutatori di lunghezza d'onda* che permettono di commutare le singole λ di M flussi WDM verso altrettanti (diversi) flussi. Sono realizzati combinando elementi di commutazione spaziale con moduli di multi-demultiplazione delle λ , come mostrato in fig. 19.7-(a).
- *wavelength selective switch* o wss, in grado anch'essi di combinare la funzione di demultiplazione spaziale delle λ con il loro direzionamento verso una diversa fibra di uscita per mezzo di celle a cristalli liquidi, eventualmente realizzate su silicio⁵², offrendo anche il vantaggio della programmabilità. Ma nel caso in cui flussi entranti differenti ma con λ uguali debbano uscire sulla medesima fibra, si verifica un *fenomeno di blocco* (§ 24.8.2), evitato dal dispositivo che segue;
- *wavelength router* (WR), con la capacità di instradare il segnale trasportato dalle λ sulle porte di ingresso verso una diversa λ in uscita, sulla base di una matrice di routing. In fig. 19.7-(b) ne viene mostrato uno schema realizzativo, in cui sono evidenziati i convertitori di λ necessari a realizzare un comportamento *non bloccante*.

19.3.4.2 Rete ottica di trasporto

Al § 24.4 viene descritta la rete SDH, che offre un servizio di trasporto a divisione di tempo per tributari di diverso tipo: ma l'architettura descritta al § 24.6 prevede la fibra *solo* come mezzo trasmissivo tra dispositivi, che invece operano in modalità elettronica, e necessitano di una conversione elettro-ottica ad ogni porta di I/O. Una rete ottica (OTN) come quella sopra descritta, al contrario, svolge tutte le funzioni direttamente nel dominio ottico, ed a questo fine sono stati definiti gli standard necessari a permettere l'interconnessione dei dispositivi ed il loro controllo. D'altra parte, non si è ancora in grado di evitare del tutto le forme di degradazione legate al rumore introdotto dagli amplificatori ottici e dai fenomeni non lineari; pertanto convivono *isole di trasparenza ottica*, interconnesse tra loro mediante stadi di completa rigenerazione.

L'approfondimento necessario a descrivere l'architettura di una OTN, e le modalità atte ad ospitare traffico eterogeneo (SDH, Ethernet, ATM, IP) travalica i limiti di questo testo, per cui si rimanda ad alcune risorse Internet⁵³.

⁵²Vedi https://en.wikipedia.org/wiki/Liquid_crystal_on_silicon

⁵³https://it.wikipedia.org/wiki/Optical_Transport_Network

<https://studylibit.com/doc/7555525/verso-una-rete-tutta-ottica>

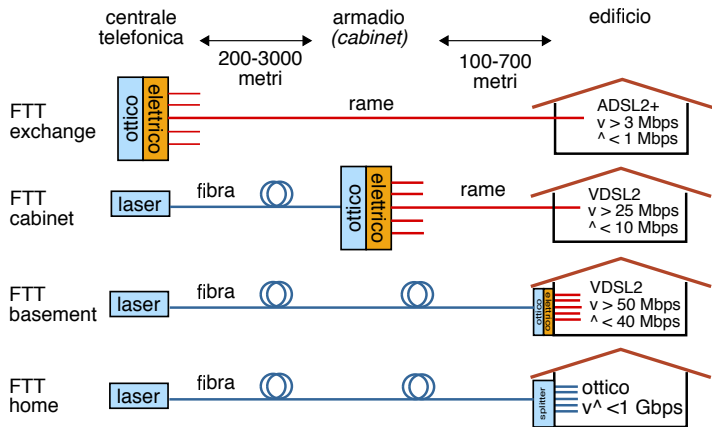
<https://www.itu.int/ITU-T/studygroups/com15/otn/OTNtutorial.pdf>

19.3.4.3 Rete passiva di distribuzione

Nella maggior parte dei casi il collegamento in fibra termina presso la propria centrale telefonica, dove sono alloggiati i DSLAM (§ 24.9.4) che inviano il segnale ADSL all'utente finale mediante un collegamento in rame, con la velocità consentita da questa tecnologia. Ma attualmente il collegamento in fibra ottica si avvicina sempre più alla residenza dell'utente finale, e viene classificato con una sigla del tipo FTTx, che sta per *fiber to the "x"*, in cui la *x* indica appunto fin dove arriva la fibra. In tal senso, possiamo distinguere tra

- FTT *exchange*: la situazione di base, in cui la fibra si ferma in centrale;
- FTT *cabinet*, o *curb*: viene raggiunto l'armadio tra la centrale e l'utente finale, dove vengono spostati i DSLAM;
- FTT *basement*: sono raggiunte le fondamenta del palazzo;
- FTT *home*: la fibra raggiunge direttamente l'utente finale.

Nell'ultimo caso la fibra ottica entra direttamente in casa; per ridurre complessità e costi quest'ultima tratta è priva di apparati attivi⁵⁴ e si basa sullo *splitting* del segnale ottico, che raggiunge in *broadcast* tutti gli utenti serviti dalla stessa fibra, i quali si avvalgono poi di meccanismi di indirizzamento e crittografici per recuperare solo ciò che è effettivamente indirizzato loro.



19.3.5 Ridondanza e pericoli naturali

Le fibre vengono normalmente interrate, e per questo sono esposte ai pericoli di essere attaccate da roditori, o di essere interrotte a causa di lavori stradali od agricoli. Quelle sottomarine sono a rischio per via di squali e reti a strascico. E' più che opportuno prevedere una adeguata ridondanza (vedi § 24.6.3), in modo che in caso di interruzione di un collegamento sia possibile deviarne il traffico su di un altro.

⁵⁴Che per questo motivo prende il nome di *passive optical network* o PON, vedi anche <https://it.wikipedia.org/wiki/FTTx>.

L'opera

Trasmissione dei Segnali e Sistemi di Telecomunicazione

è il risultato di un progetto ventennale di cultura libera, aggiornato di continuo ed evolutosi fino alla forma attuale. La sua disponibilità pubblica è regolata dalle norme di licenza CREATIVE COMMONS

*Attribuzione - Non commerciale -
Condividi allo stesso modo*



<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/deed.it>

e tutte le risorse relative al testo sono accessibili presso

<https://teoriadeisignali.it/libro/>

Puoi contribuire al suo successo promuovendone la diffusione e supportarne lo sviluppo attraverso una donazione, in buona parte devoluta ai progetti *open source*¹ che ne hanno resa possibile realizzazione e divulgazione. Ai donatori viene accordato un accesso *vitalizio* al formato PDF *navigabile* di tutte le edizioni presenti *e future*.

1

- . Lyx - <http://www.lyx.org/>
- . L^AT_EX - <https://www.latex-project.org/>
- . TeX Users Group - <https://tug.org/>
- . Inkscape - <http://www.inkscape.org/>
- . Gnuplot - <http://www.gnuplot.info/>
- . Octave - <http://www.gnu.org/software/octave/>
- . Geany - <https://www.geany.org/>
- . Linux - <https://www.linux.it/>
- . Free Software Foundation - <https://shop.fsf.org/>
- . GNOME Foundation - <https://www.gnome.org/>
- . Mozilla Foundation - <https://www.mozilla.org/it/>
- . Wikipedia - <https://it.wikipedia.org>
- . Internet Archive - <https://archive.org/about/>
- . Creative Commons - <https://creativecommons.it/chapterIT/>
- . WordPress - <https://it.wordpress.org/>
- . Phplist - <https://www.phplist.org/>