

Basilio Catania - Luigi Sacchi

CSELT - Centro Studi e Laboratori Telecomunicazioni
Via Reiss Romoli, 274 - 10148 TORINO

PROGETTO DI COLLEGAMENTI NUMERICI IN FIBRA OTTICA

[Atti del XXIII Convegno Internazionale delle Comunicazioni (premio per la memoria di più alto valore scientifico), Genova, 9-11 ottobre 1975, pp. 363-379]

Abstract

Low loss optical fiber systems are expected to become competitive in the future with the existing low, medium and high capacity transmission systems.

The present paper deals with the design criteria for digital transmission systems using optical fibers.

Based on the characteristics of the optical fibers and of the optoelectronic components in course of development in various parts of the world, the regenerator spacing for the different bit rate values standardized in Europe is computed in both the "attenuation limited" case and the "dispersion limited" case.

1. Introduzione

In un precedente lavoro¹ sono state valutate le possibilità applicative più vicine nel tempo delle fibre ottiche per telecomunicazioni. A conferma di quanto previsto, oggi appaiono attuabili, utilizzando componenti avanzati, collegamenti numerici sperimentali in fibra ottica di un certo interesse.

La presente memoria si propone di fornire i criteri di progetto per tali collegamenti, mediante grafici di facile consultazione e che si ritengono in gran parte originali.

Per quanto riguarda più in generale l'utilizzazione dei collegamenti numerici in fibra ottica a raffronto di quelli attuati con cavi in rame, appare ancora prematuro fare confronti economici, influenzati tra l'altro dalle soluzioni adottabili per la telealimentazione e la supervisione dei rigeneratori. Si può dire tuttavia che, qualunque sia la soluzione che potrà venire adottata in futuro, tra le molte oggi pensabili, appare probabile che esse peseranno in misura maggiore nei sistemi a bassa capacità.

È altresì da osservare che l'utilizzazione delle fibre ottiche in sistemi ad elevata capacità (≥ 140 Mb/s) è oggi ancora limitata dal fatto che sono difficilmente reperibili componenti (in particolare le sorgenti) con caratteristiche adeguate.

Pertanto il campo di applicazione più vicino nel tempo appare oggi quello delle medie velocità (32 ÷ 45 Mb/s) sulle quali sono in corso sperimentazioni in tutto il mondo.

Per i sistemi a 34 Mb/s normalizzati in Italia addirittura la soluzione con sorgente LED e fotorivelatore p-i-n si prospetta già oggi attraente di fronte alla soluzione con cavo microcoassiale, in

¹ Catania, B., Occhini, E., Paladin G., *Telecomunicazioni in fibra ottica, situazione attuale e prospettive*, XXI Congresso Scientifico Internazionale per l'Elettronica, Roma, marzo 1974.

quanto consente passi di rigenerazione più lunghi. Questa velocità, sia per la capacità di trasmissione ad essa associata (480 canali vocali o 1 canale televisivo codificato), sia per la flessibilità che consente, si presta inoltre piuttosto bene all'utilizzazione su collegamenti fra metropoli e città satellite.

2. Caratteristiche trasmissive della fibra

Le fibre ottiche introducono sul segnale un'attenuazione proporzionale alla lunghezza del collegamento ed un effetto di distorsione, noto come "pulse dispersion", che si manifesta in un allargamento dell'impulso trasmesso e che equivale ad un taglio alle alte frequenze (accompagnato da una certa distorsione di fase) nella funzione di trasferimento delle fibre.

L'attenuazione delle fibre attualmente in commercio presenta due minimi nelle bande tra 0,85 e 0,9 μm . I valori minimi rilevati in condizioni ottime di misura e su spezzoni corti di fibra risultano dell'ordine di 2 dB/km. Per i calcoli di progetto si deve fare riferimento per il momento a valori dell'ordine di 8 ÷ 10 dB/km, per tenere conto delle dispersioni nella produzione, dell'effetto del cablaggio e della posa della fibra, del fatto che la lunghezza d'onda della sorgente ottica non coincide con quelle per cui si hanno i minimi di attenuazione, ecc.

I valori di attenuazione assumibili per il progetto e che si possono ragionevolmente prevedere in un prossimo futuro per fibre multimodali, "step-index" e "graded-index", e per fibre monomodali sono riportati in tabella 1.

Tali valori potranno presumibilmente essere considerati abbastanza costanti con la lunghezza d'onda nel campo 0,7 ÷ 1,2 μm .

Per quanto riguarda il fenomeno dell'allargamento dell'impulso questo è dovuto a diverse cause.

Anzitutto la sorgente ottica non è monocromatica, per cui, essendo il mezzo (quarzo o vetro) dispersivo, le diverse lunghezze d'onda emesse si propagano con velocità diverse. L'allargamento dell'impulso che ne consegue (dispersione dovuta al materiale) D_M risulta proporzionale alla lunghezza del collegamento ed è dato nel caso di fibre in silice fusa dalla semplice relazione approssimata, valida nel suddetto campo di lunghezze d'onda:

$$D_M \cong \frac{\Delta\lambda_{sorg} [nm]}{10} [ns/km] \quad (1)$$

Inoltre, nelle fibre multimodali, vengono eccitati più modi (dell'ordine del migliaio) ciascuno dei quali è caratterizzato da una velocità di propagazione e da un'attenuazione propria. L'allargamento dell'impulso che ne deriva (dispersione "modale") risulta proporzionale alla lunghezza del collegamento e crescente al crescere dell'apertura numerica della fibra in quanto, all'aumentare di quest'ultima, cresce il numero di modi propagabili.

L'allargamento dell'impulso in funzione dell'apertura numerica per diversi profili dell'indice di rifrazione della fibra è riportato in fig. 1. In particolare si sono considerati i casi di profilo rettangolare (con transizioni più o meno smussate) e di profilo parabolico (Selfoc) o parabolico modificato.

È però da notare che, a causa di irregolarità nella fibra o nel tracciato di prova si possono verificare scambi di energia tra i diversi modi trasmessi, con tendenza ad una diminuzione della frazione di energia portata dai modi di ordine più elevato; pertanto questo fenomeno provoca una diminuzione dell'allargamento dell'impulso, che, se il numero di accoppiamenti è alto, cresce soltanto proporzionalmente alla radice della lunghezza del collegamento anziché proporzionalmente alla lunghezza, come detto sopra. Sfortunatamente, contemporaneamente al miglioramento della dispersione si verifica un aumento dell'attenuazione della fibra, che finisce per vanificare, almeno in parte, il vantaggio dovuto alle suddette conversioni di modo.

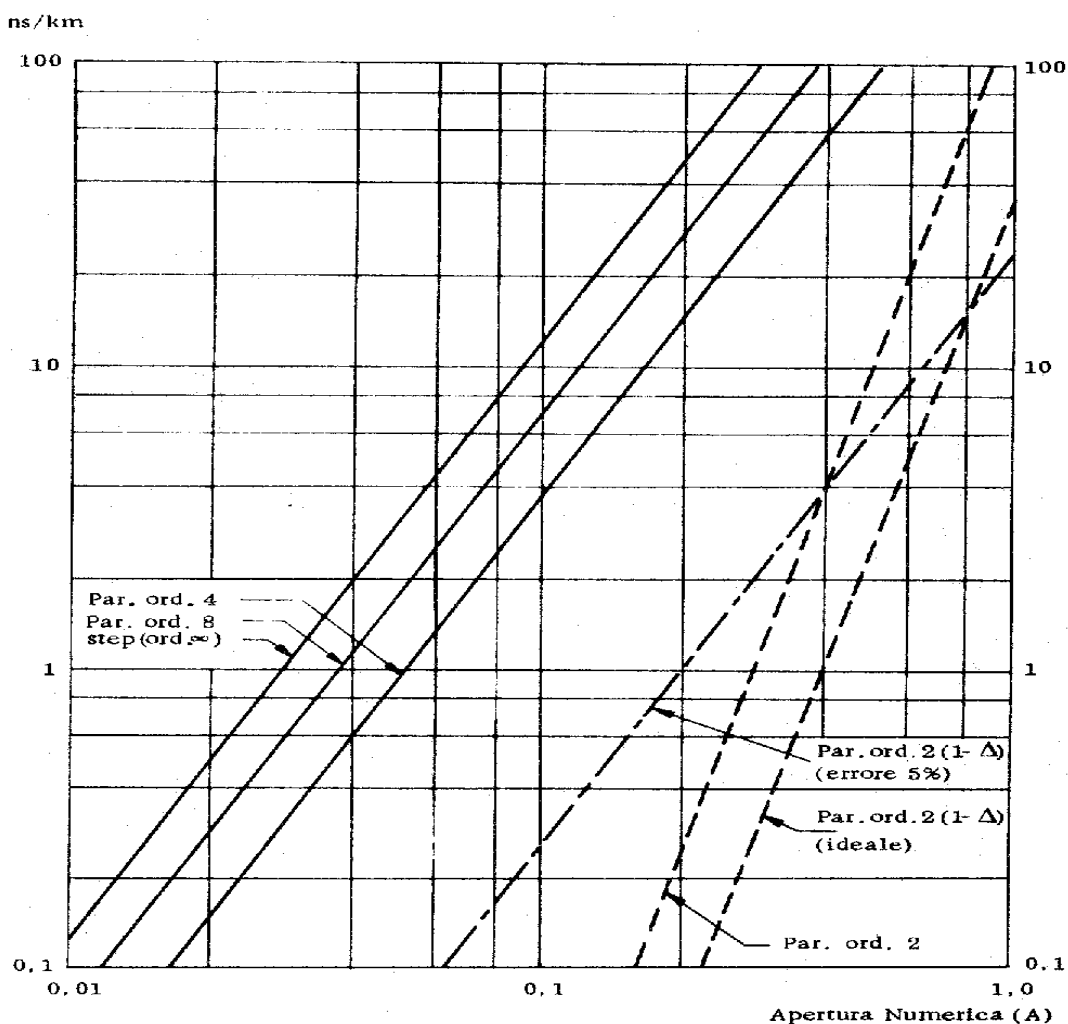


Fig. 1 - Dispersione di fibre ottiche con diversi profili di indice di rifrazione (in assenza di accoppiamento di modi)

Infine esiste una terza causa di dispersione (dispersione “di guida”), dovuta alle imperfezioni geometriche della struttura guidante, il cui effetto può divenire predominante nelle fibre monomodali.

Tabella 1 - Valori di attenuazione e di dispersione per diversi tipi di fibre

Tipo di fibra	Multimodali		Monomodali
	step-index	graded-Index	
Attenuazione	5 dB/km	5 dB/km	8 dB/km
Dispersione	10 ns/km	1 ns/km	0.2 ns/km

I valori di allargamento dell'impulso, che si possono ragionevolmente prevedere in un futuro prossimo per fibre multimodali e monomodali sono riportati in tabella 1. Nei calcoli di progetto l'allargamento si può assumere cautelativamente proporzionale alla lunghezza del collegamento, in quanto la tendenza attuale è quella di evitare accoppiamenti di modi per ridurre le perdite.

3. Sorgenti ottiche

Le sorgenti ottiche oggi disponibili nel mercato sono i diodi LED (Light Emitting Diodes) che emettono luce semi-coerente (con larghezza spettrale di $20 \div 50$ nm) a lunghezze d'onda variabili a seconda del semiconduttore utilizzato. Al momento attuale i LED più diffusi sono quelli all'Arseniuro

di Gallio che emettono ad una lunghezza d'onda di circa $0,9 \mu\text{m}$ con valori di radianza in aria dell'ordine di $0,1 \div 0,4 \text{W/sr. cm}^2$. LED di tipo avanzato (Plessey, RCA, Burrus) superano valori di 10W/sr cm^2 con bande comprese fra 10 e 100 MHz e lunghezze d'onda comprese tra $0,75$ e $0,9 \mu\text{m}$.

La potenza massima P_i iniettata all'ingresso di una fibra "step-index" avente diametro del nucleo d_f e apertura numerica A , alimentata da una sorgente Lambertiana (LED) con superficie emittente di diametro d_s e con radianza in aria R_a è data approssimativamente² da:

$$P_i \cong R_a \left(\frac{\pi}{2} dA \right)^2 \quad (2)$$

dove $d = \min(d_f, d_s)$.

Per $d = d_s$ è anche $P_i = P_a \cdot A^2$ dove $P_a = \pi R_a \sigma$ è la potenza in aria (σ = superficie emittente del diodo)

La relazione (2) è riportata nel grafico di fig. 2, in cui si è adottato come parametro il prodotto $d \cdot A$ che può essere chiamato "fattore di accettazione". Per esempio per le fibre Corning "step-index", che sono quelle attualmente più affermate e che hanno $d_f = 85 \mu\text{m}$ e $A = 0,14$, il fattore di accettazione risulta circa $12 \mu\text{m}$ nel caso in cui sia $d_s > d_f$.

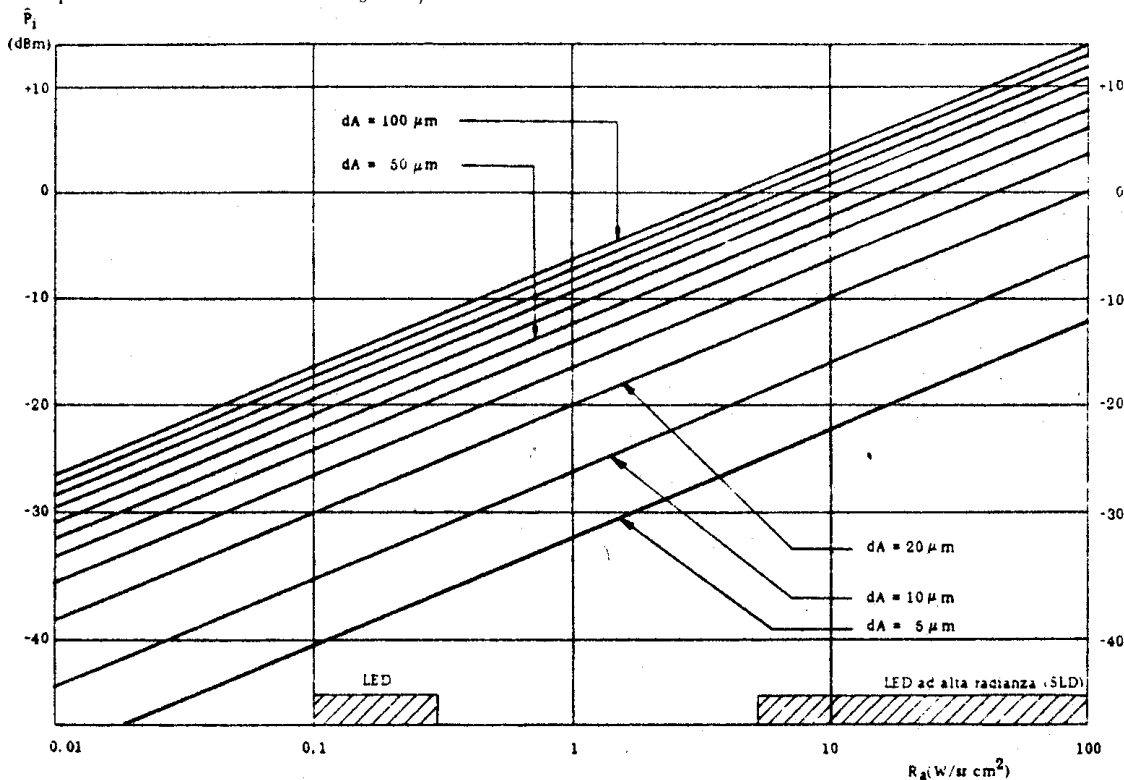


Fig. 2 - Potenza iniettata \hat{P}_i in una fibra tipo step-index in funzione della radianza R_a del LED per diversi valori del fattore di accettazione dA .

È importante osservare che in base alla (2) la potenza massima entrante nella fibra oltre a crescere linearmente con la radianza del LED cresce anche col quadrato del fattore di accettazione. D'altra parte con la stessa legge in funzione di quest'ultimo cresce anche il numero dei modi guidati. La potenza iniettata nella fibra cresce quindi linearmente col numero dei modi guidati e di conseguenza è inversamente proporzionale alla banda passante della fibra stessa. Pertanto è preferibile, ove non sia possibile rinunciare alla larghezza di banda, aumentare la potenza entrante nella fibra utilizzando LED ad alta radianza piuttosto che fibre con alto valore di accettazione. Dal grafico di fig. 2 si vede che in una

² La formula è applicabile anche alle fibre "graded index", assumendo per "d" ed "A" opportuni valori.

fibra Corning “step-index” è possibile iniettare potenze da 0,3 a 1 μW (-35 ÷ -30 dBm) con LED di tipo normale e potenze dell’ordine di 50 μW (-13 dBm) o superiori con LED di tipo avanzato SLD (Super Luminescent Diodes).

Le limitazioni di banda intrinseche nei LED e quelle dovute alla non coerenza spaziale e temporale della radiazione emessa diventano vincolanti per larghezze di banda superiori a 50 - 100 MHz. Inoltre qualora si pensasse di utilizzare fibre monomodali (caratterizzate da un fattore di accettazione molto piccolo) la potenza iniettabile dai migliori LED risulterebbe insufficiente soprattutto per applicazioni a larga banda, come sarà meglio visto nel paragrafo successivo.

Per queste applicazioni in tutto il mondo si sta lavorando allo sviluppo di laser a semiconduttore, cioè di sorgenti ottiche caratterizzate da una coerenza spaziale e temporale molto superiore a quella dei LED.

Con tali sorgenti dovrebbe essere possibile iniettare in fibre tipo Corning potenze dell’ordine di 1 mW (0 dBm). Al momento attuale questo componente non è ancora disponibile sul mercato con le caratteristiche desiderate; lo scoglio è rappresentato dalla sua vita che, nei casi migliori, non supera le 10.000 ore.

4. Rivelatori

I fotorivelatori di maggior interesse per la trasmissione su fibra ottica sono i fotodiodi al Silicio p-i-n e quelli a valanga, sia al Silicio che al Germanio.

In fig. 3 è riportato il circuito equivalente del ricevitore.

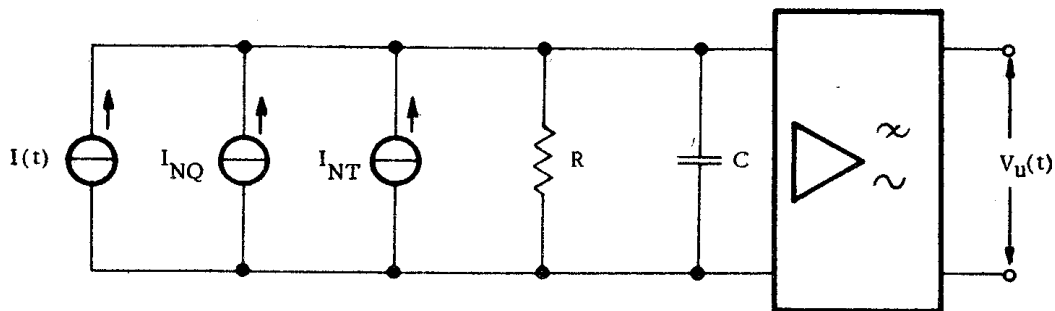


Fig. 3 - Circuito equivalente di un fotorivelatore

Esso è costituito da:

- un generatore di corrente di segnale con corrente impressa:

$$I(t) = \rho GP(t) \quad (3)$$

dove $P(t)$ è la potenza ottica entrante, G il guadagno del processo a valanga ($G = 1$ nei diodi p-i-n), ρ una costante di proporzionalità (responsivity), che nei casi pratici si aggira intorno a 0,5 A/W;

- un circuito RC di ingresso dell’amplificatore con frequenza di taglio:

$$f_c = \partial B \quad (4)$$

ove B è la banda equivalente di rumore (praticamente uguale alla banda nominale del sistema) e ∂ è un coefficiente che dipende dalla entità del recupero di banda che è possibile effettuare con l’amplificatore, rispetto a quella determinata dal circuito RC.

- un amplificatore che recupera il suddetto taglio del circuito RC di ingresso in modo da fornire la banda passante desiderata.
- un generatore di corrente di rumore quantico di valore efficace:

$$I_{NQ} = \sqrt{2qB\rho P(t)} \cdot G^{(1+a)} \quad (5)$$

dove q è la carica dell'elettrone pari a $1,9 \cdot 10^{-19}$ C, e a un parametro intrinseco del fotodiodo che può variare da 0,15 a 0,5 con valore tipico intorno a 0,25 e che tiene conto del cosiddetto "rumore in eccesso inerente al processo di valanga.

- un generatore di corrente di rumore termico di valore efficace:

$$I_{NT} = \sqrt{\frac{4KTBF}{R}} = \sqrt{8\pi KTB(\delta FC)} \quad (6)$$

dove K è la costante di Boltzmann pari a $1,38 \cdot 10^{-23}$ J/°K, T la temperatura assoluta che si può assumere pari a 293 °K, F la cifra di rumore dell'amplificatore riferita al rumore prodotto dal resistore R di ingresso.

È trascurabile, in prima approssimazione, l'effetto delle correnti di buio e di dispersione. La potenza di picco \hat{P}_r necessaria per assicurare un certo rapporto σ tra segnale di picco e rumore efficace nella banda B all'uscita in banda base del ricevitore, nell'ipotesi pessimistica che il rumore quantico sia in ogni istante pari a quello corrispondente alla potenza di picco entrante, è data da:

$$\hat{P}_r = \frac{qBG^{2a}\sigma^2}{\rho} \left[1 + \sqrt{1 + \frac{8\pi KT(\delta FC)}{q^2 G^{(1+a)}\sigma^2}} \right] \quad (7)$$

Dalla (7) si vede che la potenza necessaria è proporzionale alla larghezza di banda desiderata.

L'andamento della potenza di picco per unità di banda \hat{P}_r in funzione del rapporto segnale/rumore σ , ricavato dalla (7) per il caso di fotodiodo normale (cioè ponendo $G = 1$) e assumendo $\rho = 0.5$ A/W, è riportato in fig. 4. Si è adottato come parametro il prodotto δFC che è legato alla bontà del progetto dell'amplificatore e che risulta tanto più piccolo quanto più sofisticato è il progetto stesso. Un buon progetto dovrebbe portare a valori di δFC un po' al di sotto di 1 pF.

Dalla fig. 4 si vede che ad elevati valori di σ corrispondono elevati valori di potenza ottica necessaria in ricezione e quindi elevati valori di rumore quantico. In tale regione la potenza tende a crescere di 1 dB/dB al crescere del rapporto σ richiesto (come si può vedere dall'asintoto corrispondente al caso $\delta FC = 0$, cioè di assenza di rumore termico). Questo tipo di funzionamento, detto anche "quantum noise limited" si ha per la trasmissione analogica di segnali televisivi per la quale è richiesto un rapporto segnale/rumore superiore a 50dB. Nel caso di valori bassi di σ , come si verifica per esempio nella trasmissione di segnali binari per i quali è richiesto un valore di circa 22 dB, è prevalente quasi sempre il rumore termico e la potenza richiesta cresce di 0,5 dB/dB sia al crescere di σ che del parametro δFC .

Nel caso di fotodiodi a valanga dalla (7) si vede che per ogni valore di σ si ha un valore ottimo di guadagno G_{opt} in corrispondenza del quale risulta minima la potenza ottica richiesta. Derivando la (7) rispetto a G ed uguagliando a zero di ottiene:

$$G_{opt} = \left[\frac{2\pi KT(\delta FC)}{a(1+a)q^2\sigma^2} \right]^{1/2(1+a)} \quad (8)$$

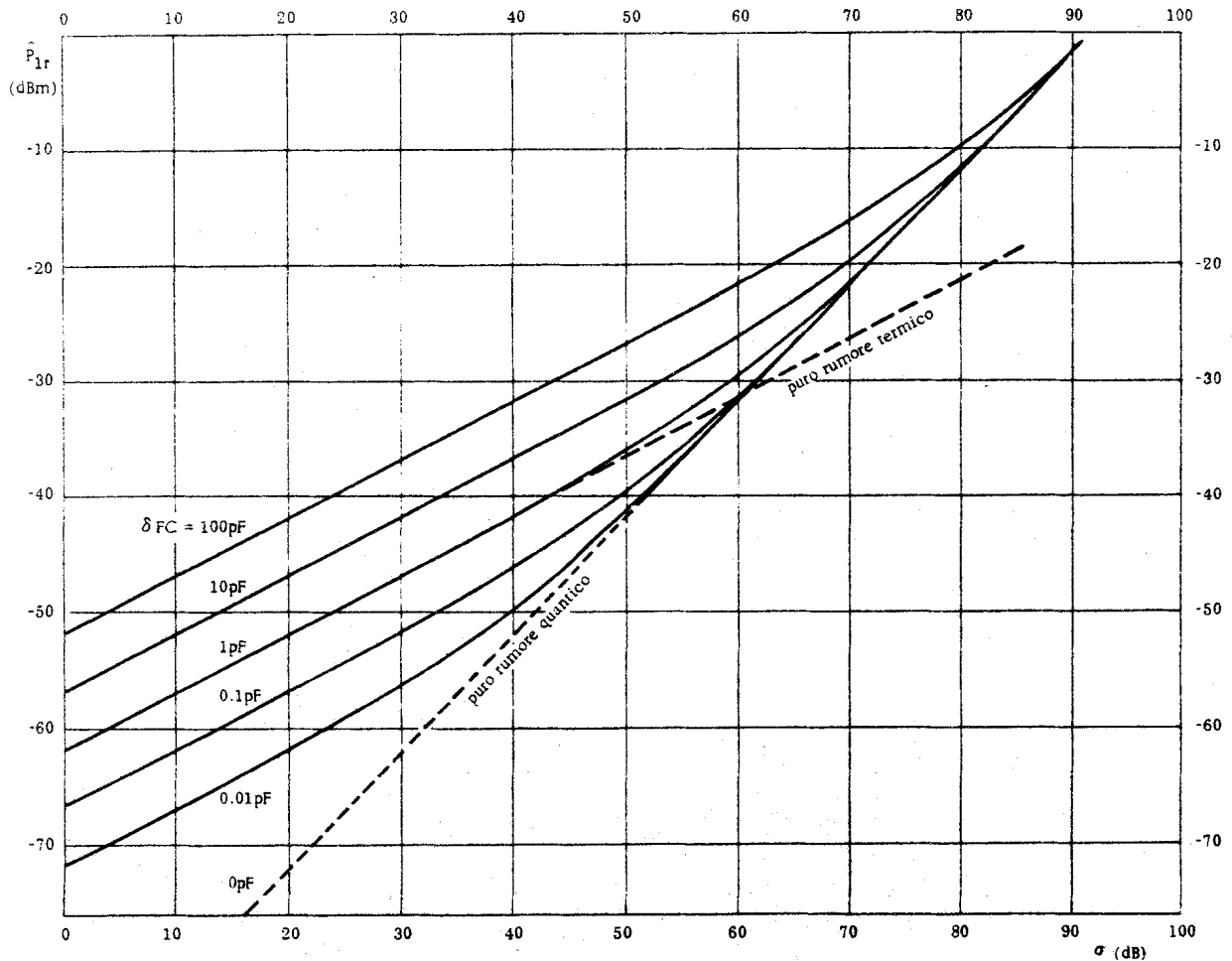


Fig. 4 - Potenza ottica, per unità di banda, all'ingresso di un fotodiodo PIN in funzione del rapporto segnale /rumore σ voluto in uscita

Dalla (8) si vede che, per valori alti di σ , G_{opt} può risultare minore di 1, condizione ovviamente irrealizzabile. Ciò è facilmente spiegabile osservando dalle (3) e (5) che mentre la corrente di segnale cresce proporzionalmente con G , la corrente di rumore quantico cresce più rapidamente e cioè proporzionalmente con $G^{(1+a)}$, per cui quando il rumore quantico è prevalente, cioè per σ alti, non è conveniente utilizzare fotodiodi a valanga.

È interessante valutare il risparmio massimo di potenza ottica ricevuta ΔP_{max} ottenibile con un fotodiodo a valanga rispetto al fotodiodo normale. Dalla (7) facendo il rapporto tra la P per $G = 1$ e la P per $G = G_{opt}$ e passando ai logaritmi si ottiene:

$$\Delta P_{max} = 10 \cdot \log \left[\frac{a^{\frac{a}{1+2a}}}{(1+a)^{\frac{1+a}{1+2a}}} \cdot \frac{\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{2\pi KT(\partial FC)}{q^2 \sigma^2}}}{\left[\frac{2\pi KT(\partial FC)}{q^2 \sigma^2} \right]^{\frac{a}{1+2a}}} \right] \text{ [dB]} \quad (9)$$

In fig. 5 sono riportati gli andamenti di ΔP_{max} e di G_{opt} per diversi valori di ∂FC nel caso di un diodo con $a = 0,25$ (cioè di qualità normale). Per valutare l'influenza di quest'ultimo parametro, in fig.6

sono riportati gli andamenti di ΔP_{\max} e di G_{opt} per diversi valori di a nel caso tipico di $\partial FC = 1$. Si vede da quest'ultimo grafico che tanto migliore è il fotodiode a valanga (a piccoli) tanto più elevato è il vantaggio di potenza ΔP_{\max} conseguibile, ma con valori di guadagno G_{opt} maggiori.

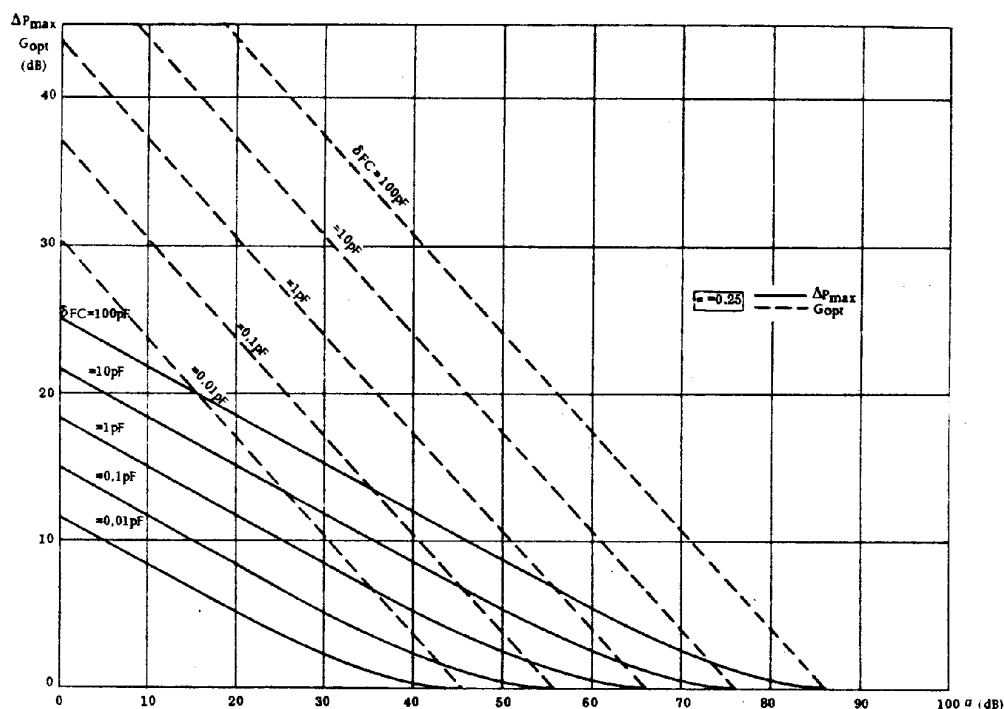


Fig. 5 - Risparmio massimo di potenza e guadagno di valanga necessario per conseguirlo, ottenibile da un diodo a valanga di qualità normale ($a = 0,25$) in funzione del rapporto segnale/rumore σ voluto.

Dalle relazioni e dalle figure precedenti si può notare che la riduzione di potenza ottica conseguibile con fotodiodi a valanga è indipendente dalla larghezza di banda; inoltre, come già detto, per rapporti segnale/rumore elevati ($> 50\text{dB}$) il vantaggio dato dall'uso di fotodiodi a valanga è pressoché nullo.

Nel caso di trasmissione di segnali binari, cioè di un σ dell'ordine di 22 dB, con un fotodiode a valanga di qualità normale ($a = 0,25$) e con un amplificatore non troppo sofisticato ($\partial FC = 1$) è possibile ottenere una riduzione della potenza ottica di ingresso di circa 11 dB; il guadagno di valanga necessario risulta di circa 28 dB, valore ben al di sotto del massimo conseguibile con diodi commerciali (40 ÷ 50 dB).

5. Dimensionamento dei sistemi di trasmissione numerica

Fissato il valore del rapporto segnale/rumore σ desiderato, dai grafici di fig. 4 e di fig. 5 è possibile ottenere i valori della potenza ottica \hat{P}_r , richiesta in ricezione in funzione della banda B del segnale sia per fotorivelatori normali che a valanga.

Nel caso di trasmissione di segnali numerici binari, che in questa sede si vuole considerare, il rapporto segnale/rumore richiesto all'uscita in banda base nel punto di decisione per garantire una probabilità di errore di 10^{-9} è pari a 21,5dB. Occorre notare che i grafici delle figg. 4 e 5 sono applicabili direttamente al caso di impulsi ideali di Dirac in trasmissione. Nel caso reale di impulsi rettangolari occorre applicare un fattore correttivo al σ richiesto nel punto di decisione cioè è necessario riportare sulle ascisse delle suddette figure un valore $\sigma' > \sigma$ dato da:

$$\sigma'_{dB} = \sigma_{dB} + 20 \cdot \log \frac{1}{d_c} + \varepsilon(d_c) \quad (10)$$

dove d_c è il "duty cycle" dell'impulso, cioè il rapporto tra la durata dell'impulso e il periodo di ripetizione.

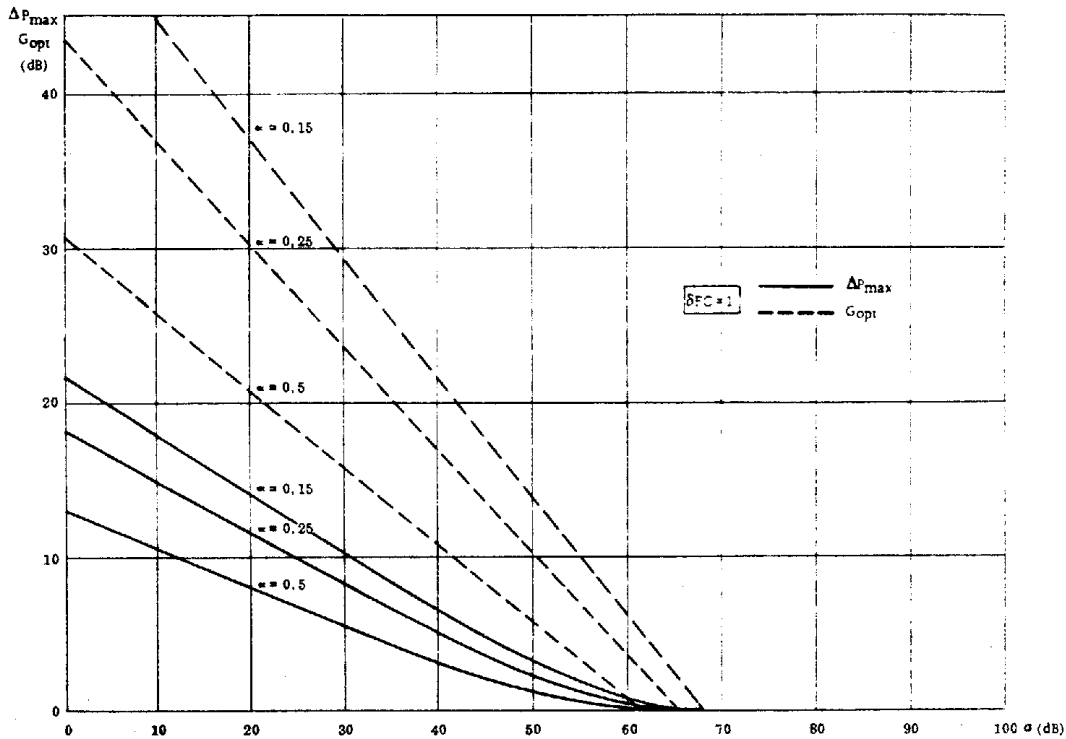


Fig. 6 - Confronto fra tre tipi diversi di diodi a valanga ($a = 0,15$, $a = 0,25$, $a = 0,5$) nei riguardi del risparmio massimo di potenza e del relativo guadagno di valanga.

Nella (10) si notano due termini correttivi: il primo tiene conto della diminuzione al diminuire di d_c dell'energia associata all'impulso a parità di potenza di picco iniettata nella fibra, il secondo tiene conto dell'aumento di rumore dovuto all'equalizzazione dell'impulso in ricezione ed è, nei casi pratici, trascurabile o facilmente compensabile mediante enfasi in trasmissione.

Nella trasmissione su fibra ottica, è opportuno trasmettere impulsi con durata sufficientemente inferiore al periodo di ripetizione per far sì che la lunghezza della sezione di rigenerazione sia poco influenzata dal fenomeno dell'allargamento (dispersione) dell'impulso. Il valore di d_c verso cui generalmente ci si orienta è intorno al 50% come per gli attuali sistemi PCM su cavo. In tal caso il fattore correttivo da applicare al σ necessario nel punto di decisione risulta pari a 6 dB.

In base alle considerazioni precedenti, in fig. 7 sono stati riportati i minimi valori di potenza ricevuta \hat{P}_r , necessari per garantire una probabilità di errore di 10^{-9} in funzione della frequenza di ripetizione degli impulsi (pari al doppio della banda B che figura nella (7)), sia per fotorivelatori normali che a valanga (questi ultimi con guadagno G regolato al valore ottimo) e per impulsi rettangolari con $d_c = 0.5$.

Rispetto a questi valori minimi è opportuno, come indicato nella figura, mantenere dei margini per tener conto delle degradazioni del segnale, quali interferenza intersimbolica residua, "jitter", effetto del taglio alle basse frequenze, delle imperfezioni del rigeneratore quali indecisioni nel livello della soglia e nell'istante di decisione e delle tolleranze sul livello di potenza ricevuto, Il margine totale è stato assunto per semplicità costante al variare della frequenza di ripetizione e pari a 8 dB, in analogia a valori adottati per trasmissione numerica su cavo.

Sulla stessa figura sono stati riportati i valori di potenza iniettabile nella fibra con LED ad alta radianza (-13 dBm) e con laser a semiconduttore (0 dBm).

Risulta così immediato determinare dalla fig. 7, per la frequenza di cifra voluta, il salto di attenuazione disponibile sul collegamento, cioè sulla fibra, in base ai tipi di sorgente e di rivelatore che si intendono utilizzare.

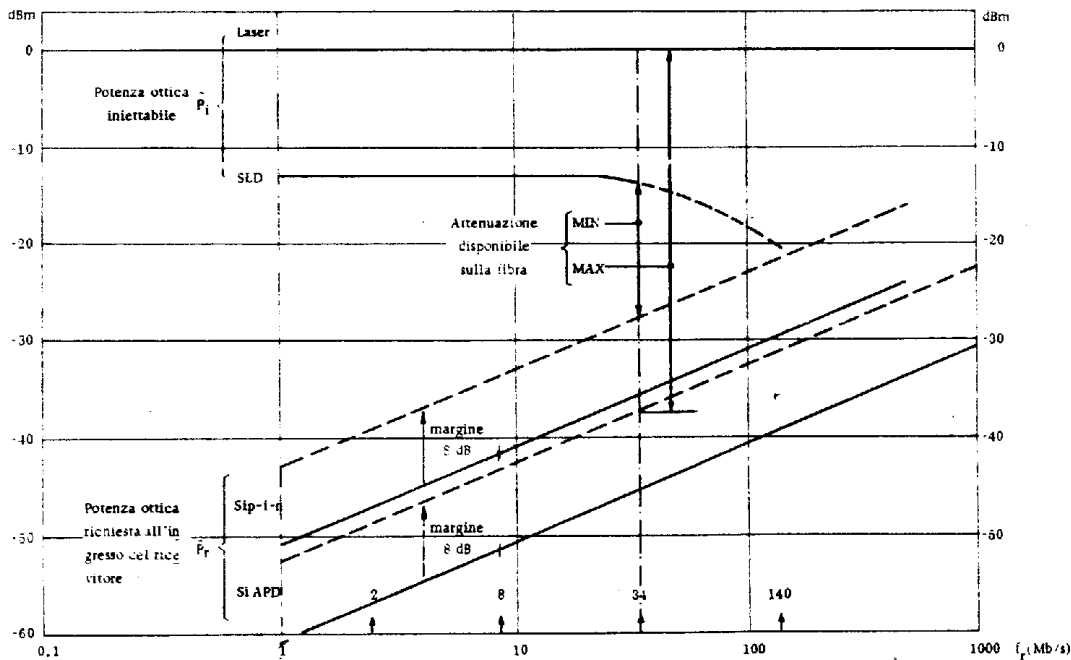


Fig. 7 - Livelli di potenza ottica trasmessa e ricevuta, in funzione della frequenza di cifra del segnale numerico per una probabilità di errore $< 10^{-9}$

Nella tabella 2 sono riportati per le diverse frequenze di cifra normalizzate in Europa le attenuazioni di tratta disponibili e le relative lunghezze, queste ultime calcolate assumendo un'attenuazione di 5 dB/km, come indicato nella tabella 1 per le fibre multimodali.

Tabella 2 - Attenuazione a in dB e lunghezza l in km delle sezioni di rigenerazione (limite imposto dal rumore)

Frequenza di cifra		2.048 Mb/s		8.448 Mb/s		34.368 Mb/s		139.264 Mb/s	
Sorgente	Ricevitore	a	l	a	l	a	l	a	l
LED	Si p-i-n	27	5.4	20.8	4,16	14,8	2,96	8.7	1,74
LED	Si APD	36,5	7.3	30,3	6,06	24.3	4,86	18,2	3,64
LD	Si p-i-n	40	8	33,8	6,76	27,8	5,56	21,7	4.34
LD	Si APD	49,5	9,9	43,3	8.66	37,3	7,46	31,2	6.24

Per quanto riguarda le distorsioni introdotte dalla fibra a causa del fenomeno della dispersione dell'impulso, che in alcuni casi può essere il fattore vincolante nella determinazione del passo di rigenerazione, è da notare anzitutto che i dati disponibili sull'entità del fenomeno e sulla sua dipendenza dalle condizioni di installazione e dalla lunghezza del collegamento in fibra, sono ancora piuttosto modesti.

È peraltro noto che deformazioni della fibra e sollecitazioni esterne, che ovviamente non si possono prevedere su un cavo posato in opera, provocano variazioni della forma d'onda dell'impulso in ricezione soprattutto per quanto riguarda le code, cioè variazioni sulla funzione di trasferimento della fibra soprattutto (come è intuibile) nella regione delle frequenze alte dove la risposta incomincia a scendere sensibilmente.

Se la dispersione dell'impulso diventa il fattore determinante della lunghezza della sezione di rigenerazione, cioè se le code dell'impulso sono molto forti, si rende necessaria l'inserzione di un equalizzatore trasversale in ricezione, che potrebbe essere di tipo adattativo ove le suddette variazioni nel tempo fossero notevoli.

L'inserzione di tale equalizzatore appesantirebbe notevolmente il costo di un collegamento numerico in fibra rendendolo poco competitivo con gli attuali sistemi in cavo; pertanto ogni qual volta sia possibile, è opportuno impiegare fibre con minore dispersione (ad es. graded-index anziché step-index) evitando l'uso di equalizzatori adattativi.

Tabella 3 - Lunghezza delle sezioni di rigenerazione (limite imposto dalla dispersione)

Frequenza di cifra	2. 048 Mb/s	8.448 Mb/s	34,368 Mb/s	139.264 Mb/s
step-index (10 ns/km)	45,5 km	11 km	2.7 km	0,67 km
graded-index (1 ns/km)	455 km	110km	27 km	6.7 km
Frequenza di cifra	2, 048 Mb/s	8.448 Mb/s	34.368 Mb/a	139.264 Mb/a

Nella tabella 3 sono riportate a titolo indicativo per le diverse frequenze di cifra le lunghezze di collegamento per le quali la larghezza (all'emivalore) dell'impulso in ricezione diventa uguale all'intervallo di tempo di cifra. Un allargamento superiore dell'impulso provocherebbe infatti un'interferenza intersimbolica tale da richiedere un'equalizzazione aggiuntiva. I valori della tabella sono stati ricavati per il caso di fibre multimodali nell'ipotesi di impulsi rettangolari con duty cycle del 50% in trasmissione e supponendo una forma d'onda dell'impulso in ricezione gaussiana e un allargamento dell'impulso proporzionale alla lunghezza.

Confrontando i valori della tabella 3 con quelli della tabella 2 si vede che in generale il fattore determinante sul passo di rigenerazione è il rumore e quindi l'attenuazione della fibra. Solo nel caso di trasmissione a 34 e a 140 Mb/s su fibra del tipo step-index diventa determinante l'effetto di dispersione dell'impulso per cui per queste velocità è desiderabile, come già detto, o usare fibre del tipo graded-index senza equalizzatore aggiuntivo, oppure fibre step-index con equalizzatore fisso, nel caso si possa contare nella stabilità dei valori di dispersione.

Tabella 4 - Lunghezze delle sezioni di rigenerazione per collegamenti in cavo

Frequenza di cifra	2. 048 Mb/s	8.448 Mb/s	34,368 Mb/s	139.264 Mb/s
Portante	coppie simm.	.µcoax 0,7/2,9 mm	µcoax 0,7/2,9 mm	coax 1,2/4,4 mm
Lungh. sez. rigen.	2 km	4 km	2 km	2 km

Dai valori della tabella 2 si vede anche che i passi di rigenerazione per le diverse velocità risultano più lunghi di quelli attualmente fissati per i corrispondenti sistemi in cavo, riportati in tabella 4, per cui i sistemi in fibra ottica si prospettano molto competitivi con quelli in cavo.