

Capitolo 5 MEZZI TRASMISSIVI E SISTEMI

Premessa

Per trasmettere a distanza i segnali portatori di informazione si ricorre fondamentalmente o ad una linea fisica che guida un'onda elettromagnetica portatrice del segnale fino a destinazione, o alla irradiazione nello spazio, in modo più o meno direttivo, di tale onda (trasmissione radio, trasmissione ottica). La trasmissione avviene cioè attraverso onde elettromagnetiche guidate oppure mediante onde irradiate. Il canale fisico di trasmissione potrà essere una linea metallica in rame o una fibra ottica, oppure lo spazio, più o meno libero da ostacoli, fenomeni atmosferici ecc. Spesso la dizione *canale di trasmissione* indica non il solo mezzo fisico di trasmissione ma un canale equivalente, composto dal mezzo fisico accoppiato con vari sottosistemi di ingresso e di uscita. Ad esempio un generico canale telefonico della rete pubblica analogica trasmette a distanza un segnale telefonico analogico, con spettro approssimativamente compreso tra 300 e 3400 Hz, attraverso una complessa catena di canali fisici, antenne, modulatori e demodulatori, multiplex e centrali di commutazione. Tale canale può essere schematizzato con una funzione di trasferimento (trascurando fenomeni di non linearità), e, se lo si vuole, può evidentemente essere utilizzato anche per la trasmissione di informazione di tipo diverso (dati, per esempio) da quello per cui è stato originariamente progettato. In questo caso si tratterà di adattare la sorgente d'informazione alle caratteristiche del canale trasmissivo disponibile con opportune codifiche e modulazioni.

Nella prima parte di questo capitolo si tratterà la trasmissione guidata su linee metalliche e su fibra ottica, aggiungendo anche alcuni elementi generali relativi alla ricezione ottica. Nella seconda parte si considererà essenzialmente la trasmissione radio. La presentazione delle caratteristiche di base dei *mezzi* trasmissivi è poi completata dalla descrizione sommaria dei sistemi di trasmissione che li utilizzano.

5.1. LA TRASMISSIONE CON ONDE GUIDATE

Tipicamente una linea fisica di trasmissione può essere costituita da una coppia di fili metallici, che possono essere anche concentrici (cop-

pia o cavo coassiale); oppure da una fibra ottica, cioè da un sottile filamento dielettrico, rivestito da un mantello, estremamente trasparente alla luce e in grado di guidare onde ottiche a grande distanza. Il termine "cavo" si riferisce spesso all'insieme di più linee, coassiali e non, che vengono riunite appunto a formare un unico cavo con adeguata struttura meccanica. Per la trasmissione sulle lunghe distanze le linee coassiali di rame hanno costituito il mezzo trasmissivo guidato per eccellenza, con capacità anche molto elevate (centinaia di Mbit/s), fino all'avvento delle fibre ottiche.

La trasmissione a grande distanza avviene normalmente attraverso la successione di più collegamenti in cascata (tratte) cioè con l'utilizzazione di stazioni intermedie (ripetitori) in cui si cerca di compensare l'attenuazione e le distorsioni subite dal segnale lungo ogni singola tratta. Come vedremo, infatti, l'attenuazione cresce esponenzialmente con la distanza, per cui è necessario interporre ripetitori in modo che il livello del rapporto segnale-rumore non scenda a valori inaccettabili. Nel caso di trasmissione analogica, i ripetitori sono sostanzialmente degli amplificatori. Nel caso di trasmissione numerica può essere più conveniente effettuare ad ogni stazione intermedia una "rigenerazione" del segnale, cioè demodulare i dati e quindi effettuare di nuovo una modulazione per la trasmissione sulla tratta successiva. In tal modo si evita l'accumulazione dei disturbi. Si osservi che, con la rigenerazione, di tratta in tratta si sommano le probabilità di errore, se queste sono sufficientemente piccole. Infatti se assumiamo che la trasmissione avvenga su N tratte in cascata indipendenti e con probabilità d'errore p in ciascuna, si ha errore finale sul simbolo trasmesso se si commette errore in un numero dispari di tratte. Ma la probabilità di errore su 3,5,... tratte è in genere (se p è piccola) trascurabile rispetto alla probabilità di sbagliare su una sola delle N tratte, che è pari a $\binom{N}{1}p(1-p)^{N-1} \cong Np$.

Con ripetitori non rigenerativi invece, vengono a sommarsi le potenze di rumore delle singole tratte. Se ci riferiamo ad un collegamento con N tratte eguali (uguali valori per la potenza trasmessa, l'attenuazione di tratta e la temperatura di rumore del ricevitore), al ricevitore finale si ha un rapporto segnale-rumore N volte peggiore. Infatti in questo caso il rumore generato al ricevitore di una tratta, dopo l'amplificazione del ricevitore e l'attenuazione della tratta successiva, viene riportato allo stesso livello al ricevitore successivo, e si somma quindi in potenza al rumore ivi generato (i due rumori sono incorrelati!); e così via. Al ricevitore finale si ritrova quindi una potenza di rumore pari a N volte la potenza di rumore ivi generata. Ricordiamo che la probabilità d'errore decresce con legge circa esponenziale al crescere del rapporto segnale-rumore (si veda il par. 2.5.3).

Come esempio di sistema citiamo la trasmissione numerica a distanza su linee coassiali in rame alla velocità di 140 Mbit/s o di 565 Mbit/s: le lunghezze di tratta sono rispettivamente all'incirca 4,5 km e 1,5 km. Nel caso di trasmissione analogica (per esempio canali telefonici in divisione di frequenza, distanziati sull'asse delle frequenze di 4 kHz) si trasmettono, su una banda di circa 60 MHz, 10.800 canali telefonici con lunghezze di tratta di circa 1,5 km. La trasmissione su fibra ottica consente invece come vedremo prestazioni nettamente superiori, potendosi trasmettere dati a velocità di vari Gbit/s con tratte di lunghezza molto superiore.

5.1.1 Trasmissione su linee metalliche

Le linee costituite da due conduttori in rame hanno costituito in pratica, fino all'avvento delle fibre ottiche, il mezzo esclusivo di trasmissione guidata, in varie configurazioni per le varie applicazioni: linee aeree bifilari; coppie di fili elettricamente isolati, coppie che spesso troviamo raggruppate in un unico cavo di sostegno e protezione (con ciascuna coppia intrecciata per ridurre l'interferenza mutua tra coppie adiacenti); linee coassiali costituite da due conduttori concentrici cioè da un conduttore cavo cilindrico esterno contenente lungo il suo asse l'altro conduttore, separato mediante adatti materiali isolanti (*fig. 5.1*).

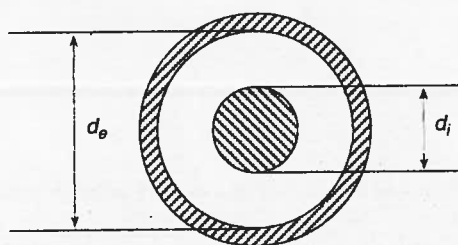


Figura 5.1 - Linea coassiale.

Naturalmente si hanno collegamenti sia per le brevi distanze, come per esempio quelli tra gli apparecchi telefonici d'utente e le centrali di commutazione della rete telefonica dove si usano coppie bifilari, sia per le lunghe distanze. In quest'ultimo caso sono tipicamente usate linee coassiali per trasmissioni a larga banda. Per avere un'idea delle dimensioni tipiche per i conduttori, si consideri che il diametro del conduttore in una linea bifilare può essere dell'ordine del millimetro; per

una linea coassiale, uno tra gli standard per la trasmissione a lunga distanza prevede un diametro di 2,6 mm per il filo conduttore interno, e un diametro interno di 9,5 mm per il conduttore esterno cilindrico.

Richiami sulla propagazione dei segnali lungo le linee

Si consideri una linea alimentata dalla sorgente del segnale elettrico da trasmettere, linea che assumiamo di caratteristiche uniformi al variare della coordinata spaziale x (distanza dalla sorgente). Se la sorgente invia sulla linea un segnale sinusoidale di frequenza f , nella sezione x della linea si avranno una tensione $V(x)e^{j\omega t}$ ed una corrente $I(x)e^{j\omega t}$. I vettori $V(x)$ e $I(x)$ rappresentano ampiezza e fase delle onde di tensione e corrente a distanza x . Il fenomeno può essere studiato usando un modello della linea costituito dalla cascata di tante sezioni di linea di lunghezza infinitesima dx , ciascuna delle quali può essere rappresentata da un doppio bipolo (fig. 5.2). Il doppio bipolo elementare rappresenta con i suoi parametri R, L, G, C rispettivamente la resistenza, l'induttanza, la conduttanza e la capacità esistente tra i due fili, per unità di lunghezza. Questi parametri dipenderanno dalle caratteristiche fisiche della linea (configurazione geometrica, materiali d'isolamento ecc), e potranno anche dipendere dalla frequenza. Per esempio la resistenza R , alle alte frequenze, cresce con la frequenza poiché la corrente tende a concentrarsi verso la superficie dei conduttori (effetto pelle).

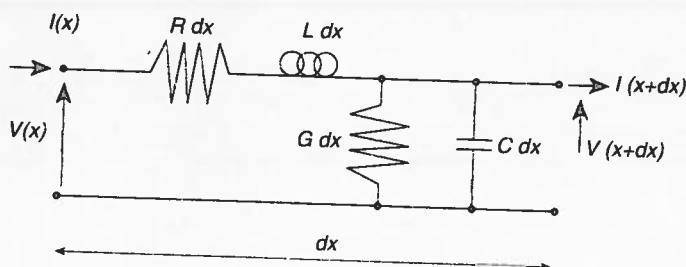


Figura 5.2 - Modello trasmissivo di linea metallica.

Per il circuito di fig. 5.2 si ricavano immediatamente le equazioni

$$\begin{aligned} dV &= -(R + j\omega L)Idx \\ dI &= -(G + j\omega C)Vdx \end{aligned} \quad [5.1]$$

Si verifica subito che, se la linea è di lunghezza infinita, la soluzione del sistema di equazioni differenziali [5.1] è data da

$$V = V_0 e^{-\gamma x} \quad I = \frac{V_0}{Z_0} e^{-\gamma x}$$

dove V_0 rappresenta la tensione impressa dalla sorgente, e le costanti γ e Z_0 sono date rispettivamente da

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

γ , detta costante di propagazione, è un numero complesso $\alpha + j\beta$ che rappresenta l'attenuazione e lo sfasamento subiti dall'onda nella propagazione lungo la linea: $e^{-\alpha}$ è infatti l'attenuazione dell'ampiezza del segnale per unità di lunghezza mentre β è lo sfasamento per unità di lunghezza (fig. 5.3). Nella pratica l'attenuazione di una linea viene misurata in unità logaritmiche (dB/m) ed è quindi data da $20\alpha \log_{10} e$. La fig. 5.3 mostra l'andamento lungo la linea, in un dato istante, della tensione (o della corrente); naturalmente in ogni punto della linea la tensione varia sinusoidalmente.

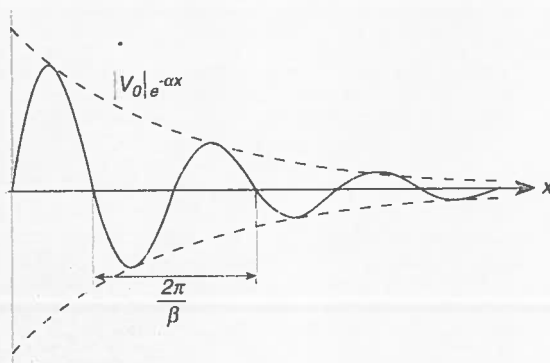


Figura 5.3 - Andamento del segnale sinusoidale lungo una linea in un dato istante.

Z_0 , detta impedenza caratteristica, è il rapporto tra i due vettori tensione e corrente, che si stabilisce lungo la linea, per ipotesi di lunghezza infinita. Per una linea di lunghezza finita ma chiusa su un'impedenza Z_0 , nulla cambia poiché l'impedenza di uscita è perfettamente adattata al regime elettromagnetico stabilitosi nella propagazione; in caso contrario per una generica impedenza di uscita $Z \neq Z_0$, si ha disadattamento e si crea un'onda riflessa che si propagherà in senso contrario verso la sorgente. Il regime nella linea è quello che risulta dalla sovrapposizione di queste onde.

Diafonia

Quando linee bifilari non schermate si trovano in prossimità tra di loro, nasce il problema dell'interferenza mutua (diafonia) generata dagli accoppiamenti elettromagnetici tra linee adiacenti, accoppiamenti tanto più rilevanti quanto più alte sono le frequenze in gioco. Il caso tipico è quello di insiemi di coppie di fili contenute all'interno di uno stesso cavo (con funzioni meccaniche di protezione e sostegno), per realizzare più collegamenti in parallelo. Naturalmente in generale per un cavo che collega due punti A e B, si avrà trasmissione nei due sensi $A \rightarrow B$ e $B \rightarrow A$. Anche la singola coppia può trasportare segnali nei due sensi, e in questo caso a ciascuna delle due estremità della coppia un opportuno circuito realizza la separazione tra segnale trasmesso e segnale proveniente dall'altra estremità.

Possiamo distinguere due tipi di diafonia: *paradiafonia* (interferenza in un dato ricevitore proveniente da un trasmettitore vicino) e *telediafonia* (interferenza in un dato ricevitore proveniente da un trasmettitore lontano) (fig. 5.4). La paradiafonia può risultare particolarmente pericolosa poiché può generare interferenze molto elevate data la vicinanza tra trasmettitore interferente, a livelli elevati di potenza, e ricevitore interferito; i contributi di telediafonia subiscono invece, a differenza della paradiafonia, un'attenuazione corrispondente all'intera lunghezza di linea. È quindi necessario, nel caso di linee adiacenti, prendere provvedimenti opportuni per ridurre al minimo l'interferenza mutua. Per esempio, in un cavo a coppie, la singola coppia è costituita da due fili isolati che vengono tra loro intrecciati con un certo passo. In tal modo si cerca di alternare il segno dei contributi d'interferenza elementari prodotti dai vari tratti di linea in modo da realizzare una compensazione tra i vari contributi e ridurre così l'interferenza globale. Per le linee coassiali, alle alte frequenze il conduttore esterno fa in pratica da schermo elettromagnetico, evitando interferenze con linee adiacenti.

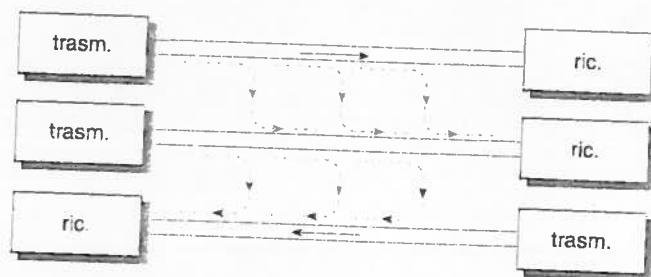


Figura 5.4 - Diafonia tra linee contigue.

NOTA

La configurazione di linea per le massime prestazioni è quella coassiale, usata in particolare nei collegamenti a lunga distanza dell'attuale rete telefonica (per la trasmissione analogica di migliaia di canali telefonici in FDM, o per la trasmissione numerica fino a centinaia di Mbit/s).

A frequenze abbastanza elevate, la costante d'attenuazione α (e quindi l'attenuazione espressa in dB/m) cresce proporzionalmente alla radice della frequenza. Ciò è essenzialmente dovuto all'aumento della resistenza R con la frequenza, per l'effetto pelle sopra ricordato. Per velocità dell'ordine delle centinaia di Mbit/s, quali quelle usate nelle linee per la trasmissione a larga banda a lunga distanza, le bande in gioco sono dell'ordine delle centinaia di MHz e l'attenuazione raggiunge valori dell'ordine delle decine di dB/km. Tali elevati valori di attenuazione fanno sì che la lunghezza di tratta sia molto piccola, per esempio 1,5 km, da cui la necessità di molti ripetitori per la trasmissione a larga banda e a lunga distanza.

Si osservi infine che si potrebbe usare per la trasmissione una guida d'onda circolare costituita da un tubo metallico (del diametro di alcuni centimetri), con caratteristiche di bassa attenuazione e larga banda. Le possibilità di applicazione di questo mezzo trasmissivo non hanno però avuto sviluppi a causa della comparsa delle più efficienti guide d'onda ottiche.

5.1.2 Le fibre ottiche

La trasmissione di segnali utilizzando come portante un'onda luminosa attraverso l'atmosfera trova forti limitazioni per i fenomeni meteorologici che pregiudicano la trasparenza del mezzo. Le onde luminose possono meglio propagarsi a distanza attraverso guide d'onda dielettriche (fibre): in esse l'energia luminosa si propaga a distanza con attenuazione limitata.

La proposta di utilizzare una fibra ottica per la trasmissione a distanza risale agli anni '60; solo quando si è riusciti con opportune tecniche a realizzare fibre di grande trasparenza, cioè con valori di attenuazione molto bassi, la fibra come guida d'onda ottica si è imposta come mezzo fisico privilegiato per la trasmissione a distanza, soppiantando i cavi in rame.

Il termine luce è inteso qui in senso lato, cioè come comprendente non solo lo spettro visibile ma anche la regione spettrale dell'infrarosso, in particolare lo spettro che va circa da $0,8\mu$ a $1,6\mu$ che è quello usato nella trasmissione su fibra.

Il pregio fondamentale della fibra ottica è la banda larghissima e l'attenuazione molto bassa. Si consideri che una delle lunghezze d'onda tipicamente usate, cioè $\lambda = 1,55\mu$ corrisponde ad una frequenza pari

a circa $2 \cdot 10^{14} \text{ Hz} = 200 \text{ THz}$, e che attorno a tale valore s'incontra una "finestra" dell'ordine di $0,2 \mu$ in cui l'attenuazione presenta valori molto bassi (frazioni di dB/km, per esempio 0,2 dB/km). Tale finestra corrisponde ad una banda di circa 25.000 GHz! Inoltre possiamo considerare le fibre ottiche immuni per costruzione da interferenze elettromagnetiche di qualsiasi tipo, ed il materiale di base per la loro preparazione è in natura abbondante ed economico.

La guida d'onda ottica, nella sua versione più semplice, è costituita da un filamento cilindrico (nucleo) di dielettrico molto trasparente, con indice di rifrazione leggermente maggiore di quello di un mantello dielettrico di rivestimento: i raggi di luce iniettati nel nucleo subiscono riflessione totale, alla superficie di separazione tra nucleo e mantello, quando l'angolo di incidenza sia superiore ad un valore critico limite; restano quindi confinati nel nucleo e si propagano a zig zag nella guida. Il tutto è protetto da un involucro opaco con funzioni di schermatura e sostegno (*fig. 5.5*).

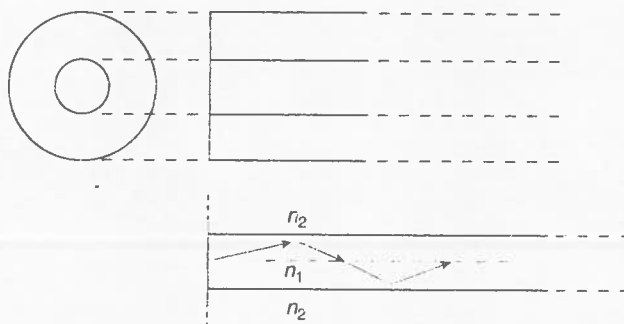


Figura 5.5 - Fibra ottica.

Usiamo in prima approssimazione i concetti dell'ottica geometrica per spiegare il funzionamento della fibra: se il materiale del nucleo (silice) presenta un indice di rifrazione n_1 ed il mantello un indice di rifrazione n_2 (di poco inferiore a n_1 , per esempio 1% in meno), alla superficie di separazione nucleo-mantello avviene il fenomeno della rifrazione che è regolato dalla ben nota legge dell'ottica (si veda la *fig. 5.6*)

$$\frac{\sin \vartheta_1}{\sin \vartheta_2} = \frac{n_2}{n_1}.$$

Si ha riflessione totale quando l'angolo di incidenza ϑ_1 supera il valore dell'angolo critico ϑ_c corrispondente a $\vartheta_2 = 90^\circ$:

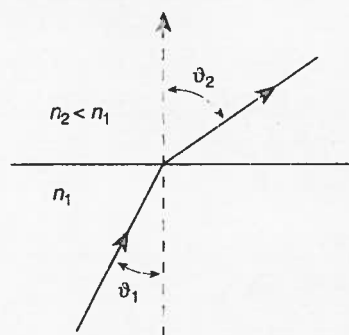


Figura 5.6 - Rifrazione alla superficie di separazione tra nucleo e mantello della fibra.

$$\vartheta_c = \arcsin \frac{n_1}{n_2}.$$

Pertanto per $\vartheta_1 > \vartheta_c$ l'energia luminosa è confinata nel nucleo. L'indice di rifrazione di nucleo e mantello è regolato drogando il materiale con opportuni ossidi. L'ordine di grandezza del diametro del nucleo va dai 10μ ai 100μ a seconda del tipo di fibra.

Con questo modello, si può pensare ad un impulso di luce immesso nel nucleo come ad un insieme di raggi con diversi angoli d'incidenza e quindi diversi percorsi (e tempi) di propagazione nella guida. Si tratta di un modello semplificato, che diventa in particolare non adeguato quando le dimensioni della guida sono comparabili con la lunghezza d'onda usata. Infatti la teoria della propagazione del campo nella guida mostra che nella guida l'energia ottica può propagarsi solo attraverso un numero discreto di "modi" (raggi nel modello geometrico); addirittura se il diametro d del nucleo è comparabile con la lunghezza d'onda (per esempio $d = 10\mu$ e $\lambda = 1,55\mu$), un solo modo può propagarsi nella fibra (fibre monomodali).

5.1.2.1 Caratteristiche trasmissive delle fibre

Attenuazione

L'attenuazione subita dall'onda nella propagazione lungo la fibra dipende dall'assorbimento e dalla diffusione che si producono nel mezzo dielettrico, per impurità e disomogeneità del materiale. La diffusione dovuta alle inevitabili disomogeneità del materiale genera una attenuazione dell'onda che cresce con la quarta potenza della frequenza (legge di Rayleigh). Le impurità residue nel materiale possono produrre notevoli assorbimenti di energia, in particolare a determinate frequen-

ze: per esempio lo ione OH^- assorbe alla frequenza corrispondente a $\lambda = 2,73\mu$ e relative armoniche, e quindi anche sulla lunghezza d'onda $1,37\mu$ che cade nella gamma d'interesse per le fibre.

Poiché la diffusione cresce con la frequenza, per l'attenuazione è meglio usare lo spettro infrarosso ($0,7-1,6\mu$) piuttosto che lunghezze d'onda nello spettro visibile ($0,4-0,7\mu$). In pratica si usano tre finestre ($0,85\mu$; $1,3\mu$; $1,55\mu$). La *fig. 5.7* mostra l'andamento qualitativo dell'attenuazione, con l'assorbimento per diffusione, crescente con la frequenza, e picchi di assorbimento localizzati a frequenze particolari, dovuti alla presenza di impurità. La finestra attorno a $0,85\mu$ è quella usata nella prima generazione a causa della disponibilità dei componenti ottici per il sistema di trasmissione e ricezione. La finestra a $1,3\mu$ corrisponde alla minima dispersione cromatica (si veda più avanti), mentre la finestra a $1,55\mu$ corrisponde alla minima attenuazione (circa $0,2 \text{ dB/km}$). I valori molto bassi ottenibili per l'attenuazione consentono tratte molto più lunghe rispetto alle linee metalliche. Mentre per una linea coassiale su cui si voglia trasmettere centinaia di Mbit/s le tratte hanno lunghezza dell'ordine del km, con le fibre ottiche monomodali si possono trasmettere velocità dell'ordine del Gbit/s su tratte dell'ordine di centinaia di km.

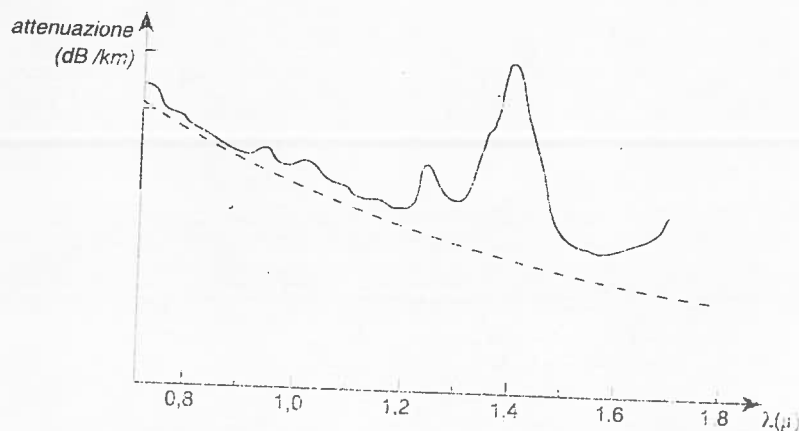


Figura 5.7 - Andamento qualitativo dell'attenuazione in fibra ottica.

Dispersione

Un impulso ottico propagandosi nella fibra può deformarsi allargandosi nel tempo. Questo fenomeno di dispersione temporale può limitare la velocità di trasmissione poiché, se il periodo di simbolo diven-

ta comparabile con la dispersione temporale, si ha una interferenza intersimbolica inaccettabile. Le cause di dispersione sono molteplici.

Nelle fibre in cui si propagano più modi (fibre multimodali, con diametro del nucleo notevolmente maggiore della lunghezza d'onda), la causa principale di dispersione è appunto la presenza di più modi (raggi) a cui corrispondono differenti tempi di propagazione nella guida e quindi un allargamento nel tempo proporzionale alla lunghezza della tratta (dispersione modale). La dispersione modale può essere molto rilevante, e può essere ridotta adottando particolari profili dell'indice di rifrazione nel nucleo: se l'indice, anziché rimanere costante nel nucleo, viene fatto variare gradualmente da un massimo in corrispondenza dell'asse del nucleo fino al valore corrispondente all'indice di rifrazione del mantello, si ottiene una notevole riduzione della dispersione.

Le altre cause di dispersione, che raccogliamo sotto l'unica voce di dispersione cromatica, sono presenti anche nelle fibre monomodali. Ogniquale la velocità di propagazione, ovvero il ritardo di gruppo (si veda l'Appendice B), dipenda dalla frequenza, si ha distorsione degli impulsi trasmessi. Come già illustrato per le linee metalliche, possiamo caratterizzare la propagazione dell'onda nella guida dielettrica mediante la costante di propagazione $\alpha + j\beta(\omega)$. L'attenuazione per unità di lunghezza è data da α , mentre $\beta(\omega)$ rappresenta lo sfasamento per unità di lunghezza alla frequenza ω . Il ritardo di gruppo per una lunghezza di tratta L è dato da $\tau_g = L \frac{d\beta}{d\omega}$. Solo se il ritardo di gruppo è

costante con la frequenza (ossia la sfasamento $\beta(\omega)$ lineare con la frequenza) nella banda occupata dal segnale, non si ha distorsione. Si tenga conto che la banda occupata non dipende solo dal segnale modulante, ma anche dal fatto che in pratica la portante ottica usata generalmente non è una pura riga monocromatica ma viene emessa dalla sorgente con una certa larghezza spettrale, in molti casi notevolmente ampia. La dispersione di una fibra si misura dando la variazione che il ritardo di gruppo presenta per unità di banda e per unità di lunghezza (psec/GHz.km). Il prodotto di tale valore per la lunghezza di tratta e per la banda occupata dovrà essere convenientemente minore della durata di simbolo.

I fattori che rendono il ritardo di gruppo variabile con la frequenza sono:

- l'indice di rifrazione del materiale può variare con la frequenza
- il modo stesso di propagazione in guida implica una variazione del ritardo di gruppo con la frequenza.

Ricorrendo alle fibre monomodali, la dispersione cromatica tende ad annullarsi attorno alla lunghezza d'onda $1,3\mu$, che è una delle "finestre" usate. Con opportuni provvedimenti nella progettazione della

guida, si può spostare il valore della lunghezza d'onda di minima dispersione cromatica su altri valori, per esempio quelli per cui l'attenuazione è minima (la terza finestra a $1,55\mu$).

5.1.2.2 Cenni su sorgenti e rivelatori ottici

Il canale ottico è costituito da una sorgente ottica, modulata dall'informazione da trasmettere, dalla fibra e, in ricezione, da un fotorivelatore che converte il segnale ottico in segnale elettrico per la successiva demodulazione.

La sorgente ottica (laser a semiconduttore o LED "light emitting diode") potrà essere più o meno coerente: in generale la portante ottica emessa non sarà una riga pura (monocromatica) ma sarà dispersa spettralmente su una certa banda, anche molto ampia come nel caso dei LED che sono sorgenti incoerenti. Il grado di coerenza della portante evidentemente condiziona i metodi di modulazione utilizzabili. Il metodo di modulazione più semplice consiste nel modulare l'intensità del fascio ottico, per esempio in forma binaria (presenza o assenza dell'impulso ottico, modulazione "tutto" o "niente").

In ricezione un fotorivelatore converte la potenza ottica incidente in una corrente elettrica ad essa proporzionale. Nel caso di modulazione d'intensità, si può ricavare direttamente l'informazione trasmessa dal segnale elettrico binario all'uscita del fotorivelatore. Il fotorivelatore può essere per esempio un fotodiodo PIN che dà una corrente proporzionale alla potenza ottica incidente, cioè genera cariche elettriche corrispondenti ai fotoni in arrivo, secondo un coefficiente di proporzionalità η , in pratica minore dell'unità. Se P è la potenza ottica incidente, la corrente I generata è data da

$$I = \eta \frac{qP}{hf}$$

essendo q la carica elettrica generata da un fotone, f la frequenza dell'onda ottica e h la costante di Planck pari a $6,6 \cdot 10^{-34}$ (hf è l'energia del fotone).

Nei fotodiodi a effetto valanga, il fotone incidente produce non una singola carica elettrica ma, con un processo moltiplicativo a valanga, più cariche. Si ha quindi un segnale elettrico più forte, ma d'altro canto maggior "rumorosità" a causa della fluttuazione casuale del fattore di moltiplicazione.

5.1.2.3 Ricezione a rivelazione diretta

In un sistema di trasmissione a rivelazione diretta, il segnale d'informazione modula in intensità il fascio ottico, e in ricezione la potenza

ottica istantanea $P(t)$, incidendo sul fotodiodo, produce una corrente elettrica ad essa proporzionale. Tale corrente riproduce l'impulso modulante, eventualmente distorto per effetto della propagazione nella fibra (fig. 5.8).

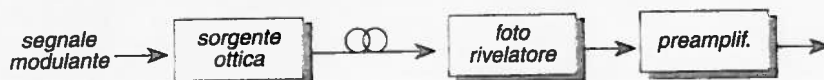


Figura 5.8 - Sistema di trasmissione ottica a rivelazione diretta.

A questo meccanismo di generazione del segnale elettrico in ricezione è intrinsecamente associato un rumore. Infatti i fotoni incidenti sul fotodiodo si presentano nel tempo in istanti puramente casuali e quindi secondo la tipica statistica di Poisson. La corrente quindi, che è la somma degli impulsi di corrente generati da ogni singolo fotone, sarà costituita da una componente media proporzionale a $P(t)$ (numero medio di fotoni nell'unità di tempo) e da una fluttuazione casuale attorno al valor medio (rumore impulsivo, "shot noise"). Si consideri che a questo rumore si aggiungono poi i rumori elettronici nei circuiti a valle del fotorivelatore (tipicamente il preamplificatore di fig. 5.8), rumori che costituiscono un disturbo importante se il livello del segnale all'uscita del fotorivelatore non è sufficientemente alto. Si noti però che non è in pratica da considerare il rumore di natura termica nella parte ottica del ricevitore. Infatti la densità spettrale di potenza del rumore termico può essere considerata costante ($N_0 = KT$) nei sistemi radio fino a frequenze molto elevate, ma andando oltre comincia a decrescere fino a risultare trascurabile alle frequenze ottiche.

Richiamiamo ora brevemente la caratterizzazione statistica del rumore fotonico sulla base del classico modello di Poisson (si veda l'Appendice A). Si assume che i fotoni incidenti sul fotodiodo siano dispersi casualmente nel tempo secondo la legge di Poisson, che regola i processi in cui gli eventi si susseguono in modo puramente casuale. Per una certa potenza ottica incidente P , la densità media degli eventi (numero medio di fotoni incidenti nell'unità di tempo) è $\lambda = \frac{P}{hf}$, eventualmente variabile nel tempo. La probabilità che in un intervallo T arrivino $x = k$ fotoni è allora data da

$$P(x = k) = e^{-\lambda T} \frac{(\lambda T)^k}{k!} \quad [5.2]$$

essendo il valor medio $E[x]$ dato da λT . In uscita dal fotodiodo si ha una corrente media (il segnale utile, proporzionale a λ ovvero a P) più una fluttuazione casuale (rumore) con densità spettrale di potenza proporzionale alla corrente media (si veda l'Appendice A per una analisi più dettagliata). È utile infine notare che per valori elevati di λ ossia della potenza ottica P , si può invocare il teorema del limite centrale e quindi considerare il rumore come un processo approssimativamente gaussiano.

Se trascuriamo il rumore elettronico a valle del fotodiodo, possiamo facilmente calcolare, sulla base del modello di Poisson sopra ricordato, le prestazioni di un sistema binario (a velocità di trasmissione $R = 1/T$) a modulazione d'intensità con rivelazione diretta. Si tratta di una situazione ideale e pertanto il risultato ha solo valore come riferimento teorico (limite quantistico). Se si trasmette 0 (impulso nullo) il rivelatore non dà uscita (per un fotodiodo ideale); se si trasmette 1 (impulso di potenza P), sul fotodiodo inciderà un numero di fotoni casuale distribuito secondo Poisson con valor medio pari a λT . Possiamo schematizzare il ricevitore ideale come un contatore di fotoni ovvero come un integratore nell'intervallo T del segnale di corrente all'uscita del rivelatore. Quando il conteggio dà un risultato diverso da 0, si assume che sia stato trasmesso 1. Pertanto si commette errore solo quando, avendo trasmesso 1, il conteggio dà 0. Assumendo i simboli a priori equiprobabili, dalla [5.2] si ha che la probabilità d'errore è

$$P(E) = \frac{1}{2} P(k=0/1) = \frac{1}{2} e^{-\lambda T}. \quad [5.3]$$

Si usa spesso rappresentare l'efficienza di un collegamento ottico con la "sensibilità" cioè con la potenza del segnale ottico necessaria per avere una probabilità d'errore pari a 10^{-9} . Dalla [5.3] si ha che nel nostro caso occorre un valore di λT pari ad almeno 20 fotoni (limite quantistico).

In realtà nei sistemi a rivelazione diretta reali il rumore termico a valle del fotodiodo non è affatto trascurabile, per cui in pratica risulta necessaria un'energia molto più elevata per il livello di probabilità suddetto (per esempio 1000 fotoni). La sensibilità in ricezione può essere molto migliorata nei sistemi con trasmissione coerente. Per dare una idea quantitativa delle grandezze in gioco (potenza, lunghezza di tratta), immaginiamo di trasmettere una potenza di 1 mW, alla lunghezza d'onda di $1,55\mu$ (la potenza in trasmissione non può essere troppo elevata poiché al di sopra di certi limiti si manifestano nella fibra effetti non lineari). Ricordando che la costante di Planck h è pari a $6.6 \cdot 10^{-34}$, se trasmettiamo al ritmo di 1 Gbit/s su una fibra con attenuazione di 0,25 dB/km, si ha che l'energia per bit, misurata in fotoni

(cioè $\frac{P_R T}{hf}$), scende al livello di 1000 fotoni/bit dopo circa 155 km. Un sistema tipico, operante alla velocità di 2,5 Gbit/s (una delle velocità standard nelle reti di trasmissione numerica a distanza) con una potenza trasmessa di circa 1 mW e con ricezione a rivelazione diretta, presenta una lunghezza delle tratte di trasmissione dell'ordine dei 100 km e quindi una attenuazione di tratta pari a circa 25 dB.

5.1.2.4 Trasmissione ottica coerente

L'efficienza dei sistemi di trasmissione ottici può essere molto accresciuta se si usano sorgenti ottiche "coerenti", che abbiano cioè una riga di emissione a banda molto limitata. Con portanti molto pure quasi monocromatiche è anzitutto possibile utilizzare efficacemente la banda disponibile sulla fibra trasmettendo molti canali in divisione di frequenza. Inoltre si possono anche ottenere valori superiori di sensibilità rispetto ai sistemi a rivelazione diretta. Si noti che il concetto di 'coerenza' qui introdotto riguarda lo spettro della sorgente, e non va quindi confuso con il concetto di coerenza nella demodulazione, già incontrato nella ricezione radio. Si potranno cioè avere sistemi con trasmissione coerente e demodulazione incoerente oppure coerente.

Fondamentalmente l'emissione di portanti quasi monocromatiche consente in ricezione la combinazione con un'onda ottica generata localmente e coerente con la portante trasmessa onde realizzare una conversione di frequenza su una frequenza intermedia (sistemi eterodina) o direttamente in banda base (sistemi omodina) (fig. 5.9). È esattamente la tecnica ben nota usata nei sistemi radio. Tipicamente l'onda ottica in arrivo al ricevitore a frequenza f_0 viene accoppiata con l'onda generata localmente a frequenza differente f_i ; si ottiene così attraverso il fotorivelatore, che ha una caratteristica quadratica (la corrente in uscita è proporzionale alla potenza ottica incidente), un effetto di conversione sulla frequenza intermedia $f_0 - f_i$ (per esempio alcuni GHz). Se $f_i = f_0$ si ha il trasferimento diretto in banda base (ricezione omodina). Le sorgenti ottiche in gioco dovranno aver comunque una larghezza spettrale della riga di emissione molto ridotta, in rapporto alla velocità di trasmissione dei dati (banda base).

Per quanto riguarda l'utilizzazione della fibra in divisione di frequenza, essa è ovviamente possibile anche con sorgenti non coerenti, con minore compattezza spettrale. In questo caso, che è quello più convenzionale, la spaziatura dei canali sull'asse delle frequenze è molto più ampia rispetto ai sistemi coerenti per effetto dell'incoerenza delle portanti. La separazione dei canali avviene normalmente con filtri ottici (anziché con la tecnica eterodina). Si usa di solito in questo caso la di-

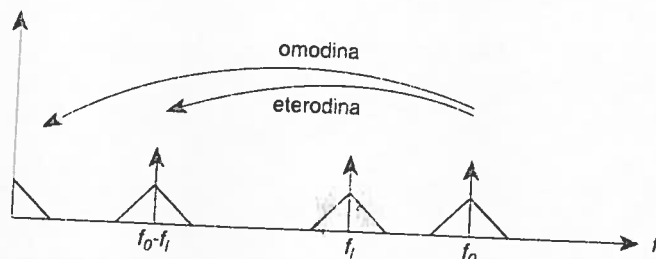


Figura 5.9 - Traslazione di frequenza nella ricezione omodina e eterodina.

zione "multiplex a divisione di lunghezza d'onda" (WDM, *wavelength division multiplex*).

La rivelazione omodina

Disponendo di una sorgente sufficientemente coerente, si può per esempio considerare la modulazione di fase binaria della portante ottica (che è equivalente ad una modulazione di ampiezza):

$$a_k A \cos \omega_0 t \quad a_k = \pm 1.$$

La potenza ottica in ricezione (numero medio di fotoni nell'unità di tempo) sarà proporzionale a $\frac{A^2}{2}$. Nel ricevitore omodina l'onda ottica trasmessa viene sommata, tramite un accoppiatore, ad un'onda $B \cos \omega_0 t$ generata localmente alla stessa frequenza e fase (vi è quindi il problema di realizzare in ricezione uno stretto aggancio di fase tra le due onde) (fig. 5.10). La potenza ottica incidente sul fotodiodo è allora proporzionale a $\frac{(B \pm A)^2}{2}$. Facendo riferimento ai precedenti richiami sulle caratteristiche del rumore fotonico, si consideri che la banda di tale rumore sarà in genere molto più ampia della banda base di modulazione, e pertanto la densità spettrale di tale rumore potrà essere ritenuta costante. Si ha allora che all'uscita di un fotodiodo PIN il segnale utile è pari al valore della potenza ottica $\frac{(B \pm A)^2}{2} = \frac{A^2 + B^2}{2} \pm AB$ ed il rumore è bianco con densità anch'essa pari a $\frac{(B \pm A)^2}{2}$ (si veda l'App. A). A questo punto osserviamo che, facendo B e quindi la potenza ottica totale incidente sul fotodiodo sufficientemente grande, per il teorema del limite centrale il rumore può essere considerato praticamente gaussiano, con densità spettrale (bilaterale) pari a $\frac{(B \pm A)^2}{2} \cong \frac{B^2}{2}$. Si tratta del classico problema della rivelazione di un segnale binario



Figura 5.10 - Ricezione omodina di una portante ottica modulata in ampiezza.

con ampiezza $\frac{A^2 + B^2}{2} \pm AB$ in presenza di rumore gaussiano bianco di densità $\frac{N_0}{2} = \frac{B^2}{2}$. Esso è equivalente alla rivelazione di impulsi rettangolari antipodali di ampiezza $\pm AB$; la probabilità d'errore, essendo il rapporto segnale-rumore $\frac{2E_b}{N_0} = \frac{2A^2 B^2}{B^2} T = 2A^2 T$, è data allora da

$$P(E) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) = Q(\sqrt{2A^2 T}). \quad [5.4]$$

Volendo determinare la sensibilità (energia ottica $\frac{A^2}{2} T$ corrispondente a $P(E) = 10^{-9}$), si ricava il valore $\frac{A^2}{2} T = 9$ fotoni. Come è noto, asintoticamente la [5.4] decresce circa esponenzialmente all'aumentare del rapporto segnale-rumore, essendo approssimativamente proporzionale a

$$e^{-A^2 T}$$

In teoria quindi la ricezione omodina richiede un valore di rapporto segnale-rumore che è circa la metà del limite quantistico calcolato per la modulazione d'intensità con rivelazione diretta (si veda il paragrafo 5.1.2.3).

È importante notare che nella ricezione omodina, come del resto in quella eterodina trattata nel seguito, il livello B dell'onda ottica generata localmente in ricezione può essere grande in modo da rendere trascurabile, rispetto al segnale utile $\pm AB$, il rumore elettronico generato negli stadi successivi al fotorelevatore.

La rivelazione eterodina

Nella ricezione eterodina l'onda ottica generata localmente, e sommata alla portante ottica ricevuta, ha frequenza f_i diversa dalla portante, e quindi si ha conversione ad una frequenza intermedia f_{IF} (per

esempio dell'ordine dei GHz), in modo del tutto analogo a quanto avviene nei tradizionali sistemi radio. Facendo sempre riferimento ad una modulazione binaria di fase, l'onda ottica incidente sul fotorivelatore è

$$\pm A \cos \omega_0 t + B \cos \omega_l t \quad B \gg A$$

Ponendo $\omega_0 = \omega_l + \omega_{IF}$, possiamo esprimere l'onda risultante come

$$e(t) \cos[\omega_l t + \beta(t)]$$

dove, per l'involuppo $e(t)$, vale la relazione

$$e^2(t) = A^2 + B^2 \pm 2AB \cos \omega_{IF} t$$

La potenza ottica istantanea e quindi il segnale utile in uscita del fotorivelatore è proporzionale a $\frac{e^2}{2}$. Prescindendo dal termine costante, il termine utile per la rivelazione è

$$\pm AB \cos \omega_{IF} t$$

di potenza $\frac{A^2 B^2}{2}$; il rumore fotonico può essere considerato, come già visto per la ricezione omodina, bianco e gaussiano con densità spettrale di potenza pari a $\frac{B^2}{2}$ (si assume al solito $B \gg A$ e quindi $\frac{B^2}{2}$ è il termine predominante nell'espressione della potenza ottica incidente).

Siamo allora anche qui in presenza del problema della rivelazione di un impulso sinusoidale a frequenza f_{IF} ed ampiezza $\pm AB$, con rumore bianco di densità $\frac{B^2}{2}$ (bilaterale). Al solito, possiamo trascurare il rumore elettronico a valle se il livello B dell'onda locale è elevato. Il demodulatore eterodina coerente è mostrato in *fig. 5.11*. Si osservi che la sincronizzazione di portante per poter demodulare coerentemente sarà più semplice alla frequenza intermedia f_{IF} che non alle frequenze ottiche come previsto nella ricezione omodina.

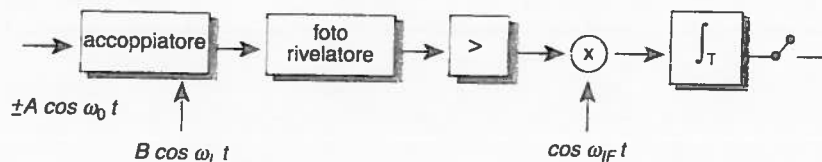


Figura 5.11 - Ricezione eterodina di una portante ottica modulata in ampiezza.

Il rapporto segnale-rumore $\frac{2E_b}{N_0}$ risulta pari a $2\frac{A^2B^2}{2} \frac{T}{B^2} = A^2T$ e quindi la probabilità d'errore è

$$P(E) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) = Q(\sqrt{A^2T})$$

Confrontando con la ricezione omodina (si veda la [5.4]), si nota che a pari potenza trasmessa il rapporto segnale-rumore è la metà. La sensibilità pertanto peggiora di un fattore 2, ed è pari a 18 fotoni/bit.

Naturalmente si potranno usare anche altri sistemi di modulazione. Per esempio si può preferire, per semplificare il ricevitore, una modulazione binaria di frequenza (FSK) usando, per i due simboli, due impulsi ottici $A\cos\omega_1 t$ e $A\cos\omega_2 t$. In questo caso si può usare un semplice demodulatore incoerente e, come abbiamo già visto (par. 4.3.6), se scegliamo le due frequenze f_1 e f_2 in modo che i segnali siano ortogonali, la sensibilità peggiora di due volte rispetto alla demodulazione eterodina coerente. La sensibilità è allora in questo caso pari a 36 fotoni/bit.

5.2. LA TRASMISSIONE RADIO

La propagazione delle onde elettromagnetiche nell'atmosfera ha caratteristiche che dipendono dalle frequenze in gioco; ci limitiamo qui a qualche breve cenno sugli aspetti più rilevanti per i sistemi di trasmissione, senza entrare nel merito della teoria della propagazione delle onde, e delle antenne che consentono l'accoppiamento del trasmettitore e del ricevitore col mezzo trasmissivo. Frequenze e ambiente di propagazione sono molto variabili a seconda del particolare sistema radio considerato. Si hanno sistemi di *diffusione* (radiofonica, televisiva) da un centro trasmissivo a molti ricevitori; collegamenti da punto a punto costituiti da molte tratte in cascata con relativi ripetitori (*ponti radio* terrestri); collegamenti diffusivi o punto-punto mediante *satelliti* cioè ripetitori orbitanti nello spazio attorno alla Terra; sistemi per il collegamento di punti *mobili*; collegamenti con *sonde* lanciate nello spazio (per esempio per l'esplorazione del sistema planetario).

Il caso ideale che possiamo assumere come riferimento è quello in cui l'antenna del trasmettitore irradia uniformemente in tutte le direzioni verso uno spazio libero, cioè uno spazio senza ostacoli o materiali che possano produrre riflessioni, rifrazioni o assorbimenti delle frequenze in gioco. In questo caso la densità di potenza per unità di superficie che ritroviamo a distanza l dal trasmettitore, per una potenza trasmessa P_T , è evidentemente

$$\frac{P_T}{4\pi l^2}.$$

Si osservi quindi che, in spazio libero, l'attenuazione della potenza di segnale cresce proporzionalmente al quadrato della distanza.

In pratica spesso le condizioni di propagazione si discostano dallo schema ideale sopra presentato. Si possono avere assorbimenti e quindi attenuazioni supplementari delle onde per la presenza di ostacoli o materiali quali per esempio la pioggia, che, a frequenze superiori ai 10 GHz, può causare affievolimenti del segnale (la lunghezza d'onda in gioco diventa confrontabile con le dimensioni delle gocce di pioggia). Inoltre gli ostacoli, le disomogeneità del mezzo e le conseguenti variazioni di indice di rifrazione possono produrre fenomeni di riflessione e di diffusione, da cui nascono una pluralità di raggi di propagazione (*cammini* multipli). In ricezione la combinazione dei segnali propagatisi lungo i vari cammini può causare affievolimenti e distorsione del segnale d'informazione a seconda delle fasi e dei ritardi relativi corrispondenti ai cammini. Per di più la configurazione fisica del mezzo può variare nel tempo, e in modo casuale, e quindi in alcuni casi la funzione di trasferimento del canale può essere descritta come un processo casuale con parametri variabili nel tempo.

ESEMPIO

Si consideri un collegamento radio tra due punti che sia schematizzabile con due raggi di propagazione: l'uno, quello diretto, corrispondente a condizioni di propagazione ideali come in spazio libero, e l'altro corrispondente ad un cammino secondario dovuto per esempio a riflessione prodotta da un ostacolo, come il suolo o uno strato d'aria con caratteristiche disomogenee rispetto all'atmosfera circostante. A causa della differenza di lunghezza dei due percorsi, le relative onde si presenteranno all'antenna ricevente con un ritardo relativo τ oltre che, in generale, con diverse ampiezze. Si ha allora in ricezione, anziché il segnale atteso $s(t)$, un segnale risultante $s(t) + as(t - \tau)$, e quindi il canale radio ha una funzione di trasferimento equivalente $H_c(f) = 1 + ae^{-j\omega\tau}$. Chiaramente a seconda dei valori della frequenza in gioco si possono avere affievolimenti del segnale quando i due raggi si combinano in modo da elidersi a vicenda (in fig. 5.12 è rappresentato come esempio l'andamento in funzione della frequenza di $|H_c|^2$ per il caso $a=1$); inoltre se la banda del segnale trasmesso non è piccola rispetto a $1/\tau$, in tale banda H_c non può essere considerata costante in ampiezza e lineare in fase, e pertanto si ha anche distorsione del segnale. Spesso questa distorsione prodotta dal canale trasmissivo viene indicata come *selettività in frequenza*.

Le modalità di propagazione nelle varie bande di frequenza possono essere molto diverse in relazione anche agli svariati tipi di ambiente. A titolo esemplificativo consideriamo alcuni casi importanti. Anzitutto ricordiamo che la radiodiffusione tradizionale, nella sua prima fase storica, ha utilizzato la modulazione d'ampiezza di onde a frequenze

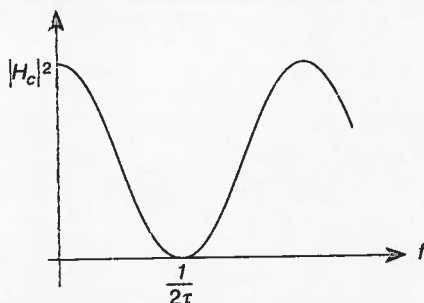


Figura 5.12 - Caratteristica di canale radio a due cammini, con ritardo relativo τ .

relativamente basse, quelle cioè consentite dai dispositivi disponibili: le onde lunghe (centinaia di kHz), le onde medie (attorno ad 1 MHz) e le onde corte (fino a circa 30 MHz, cioè lunghezze d'onda superiori ai 10 m). Queste onde relativamente lunghe vengono riflesse dagli strati ionizzati (*ionosfera*) che si formano nell'atmosfera; esse pertanto possono essere guidate dalle riflessioni prodotte dalla ionosfera e dal suolo anche a distanze grandissime (migliaia di km), e quindi possono collegare anche punti non in visibilità diretta tra loro.

Nella gamma delle onde ultracorte (VHF, UHF) tra 40 e 960 MHz si hanno bande per la radiodiffusione in modulazione di frequenza e per la diffusione televisiva, nonché per i sistemi radiomobili (si veda nel seguito). Le frequenze superiori ad 1 GHz (denominate *microonde*, con lunghezza d'onda $\lambda < 30$ cm), sono in grado di passare attraverso la ionosfera, e sono utilizzate da sistemi radiomobili, ponti radio, sistemi via satellite per comunicazioni punto-punto o diffusione.

I collegamenti a microonde (ponti radio, satelliti) costituiscono, insieme ai cavi coassiali e alle fibre ottiche, l'ossatura delle reti di telecomunicazione a lunga distanza. Le frequenze usate nei ponti radio vanno dalle centinaia di MHz fino a 20 GHz e oltre: attorno a quest'ultima frequenza (lunghezza d'onda dell'ordine del cm) cominciano a farsi sentire fortemente gli effetti negativi, sulla propagazione, dei fenomeni meteorologici (pioggia ecc.). La propagazione di queste frequenze richiede la visibilità diretta tra trasmettitore e ricevitore (una tratta tipica di ponte radio è di 50 km, date le limitazioni poste dalla curvatura terrestre che non consente collegamenti in visibilità per tratte di lunghezza elevata con strutture d'antenna di dimensioni ragionevoli).

I collegamenti via satellite possono considerarsi come un ponte radio a due tratte che utilizza come ripetitore un satellite terrestre posto su una certa orbita. Il satellite può collegare qualsiasi punto situato nella zona terrestre di visibilità del satellite. Normalmente l'angolo di elevazione del satellite rispetto all'orizzonte è alto e non si presenta il fenomeno dei cammini multipli, e quindi il canale terra-satellite è pratica

mente ideale (nei ponti radio terrestri invece è possibile che raggi secondari dovuti a riflessioni del suolo o disomogeneità dell'atmosfera generino distorsioni). Le bande usate nei sistemi di telecomunicazione via satellite, per vari servizi di telecomunicazioni, sono situate nel campo che va da 1 a 30 GHz (lunghezza d'onda λ tra 30 e 1 cm). In alcune applicazioni si utilizzano poi particolari modalità di propagazione. Per esempio in casi in cui non siano possibili collegamenti in visibilità diretta, tipicamente attraverso tratti di mare abbastanza lunghi, si può sfruttare la diffusione troposferica cioè i raggi secondari diffusi in varie direzioni da disomogeneità presenti nella troposfera; naturalmente in questi casi i livelli di segnale in ricezione sono molto inferiori a quelli che si avrebbero con visibilità diretta poiché solo una piccola parte dell'onda trasmessa verrà diffusa nella direzione del ricevitore.

Le antenne

I trasmettitori ed i ricevitori radio hanno naturalmente come loro componente fondamentale l'antenna, che irradia o capta le onde elettromagnetiche portatrici del segnale. Si è visto che se l'antenna irradiasse uniformemente in tutte le direzioni (antenna isotropa), la densità del flusso di potenza ad una distanza r dalla sorgente di radiazione sarebbe $\frac{P_T}{4\pi r^2}$. In pratica le antenne sono più o meno direttive cioè irradiano preferibilmente in certe direzioni, quelle precisamente verso le quali si vuol concentrare la potenza trasmessa. La densità di potenza irradiata ad una certa distanza r dipenderà allora dalla direzione (in azimuth ed elevazione) e potrà essere descritta attraverso un diagramma di radiazione (fig. 5.13). Il rapporto G tra la densità di potenza nella direzione di massima irradiazione e la densità corrispondente a radiazione isotropa è il "guadagno" dell'antenna, ed esprime la misura in cui l'antenna concentra la potenza nella direzione preferenziale rispetto al caso di radiazione isotropa.

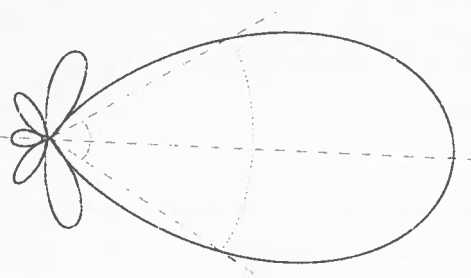


Figura 5.13 - Esempio di diagramma di radiazione di un'antenna.

In ricezione l'antenna capterà una potenza totale ovviamente proporzionale alla densità di flusso in arrivo; il coefficiente di proporzionalità, che ha le dimensioni di un'area, è denominato area efficace A o apertura dell'antenna (ci riferiamo al caso in cui l'antenna ricevente sia orientata nella direzione che rende massima la potenza captata, direzione che coincide con quella di massima irradiazione). Si può dimostrare che l'apertura A risulta proporzionale al guadagno G secondo la relazione

$$\frac{G}{A} = \frac{4\pi}{\lambda^2}$$

In molti casi, tipicamente quello di antenne con riflettori parabolici e dimensioni grandi rispetto alla lunghezza d'onda, l'apertura dell'antenna è vicina all'area geometrica piana perpendicolare alla direzione di radiazione. Si noti che il guadagno è proporzionale al quadrato del rapporto tra la dimensione (diametro) e la lunghezza d'onda. Per una data area efficace dell'antenna, la direttività dell'antenna cresce quindi con la frequenza; all'aumentare della frequenza usata, diminuiscono le dimensioni d'antenna necessarie per ottenere un determinato guadagno G . L'attenuazione che la potenza irradiata subisce propagandosi nello spazio libero tra un'antenna trasmittente di guadagno G_T ed un'antenna ricevente di apertura A_R a distanza l è data dalla relazione

$$\frac{P_R}{P_T} = \frac{G_T A_R}{4\pi l^2} = \frac{G_T G_R \lambda^2}{(4\pi)^2 l^2} \quad [5.5]$$

Si osservi che nella trasmissione radio l'attenuazione (di spazio libero) del segnale dipende dal quadrato della distanza l . Nella trasmissione con onde guidate (linee, fibre) l'attenuazione di potenza dipende invece esponenzialmente da l , essendo pari a $e^{2\alpha l}$ (α è la costante di propagazione).

5.2.1 Sistemi radio

5.2.1.1 Ponti radio

I ponti radio per il collegamento a larga banda tra punti fissi a distanza operano tipicamente nella gamma delle microonde, con frequenze portanti di alcuni GHz.

Anche nei ponti radio, come già visto per i sistemi ad onde guidate, i collegamenti a lunga distanza sono normalmente articolati in più tratte, usando ad ogni tratta ripetitori per l'amplificazione o rigenerazione del segnale. Nei ponti radio, a differenza delle linee o fibre, la lunghezza di tratta è dettata anche dalla condizione di visibilità che deve esiste-

re tra antenna trasmittente e antenna ricevente. Come si è già detto, la curvatura terrestre fa sì che tale lunghezza assuma in pratica valori attorno ai 50 km. Qualora non fosse possibile utilizzare ripetitori in visibilità (per esempio sul mare), si può far ricorso ai satelliti come ripetitori (si veda nel seguito), oppure in casi speciali si può utilizzare il fenomeno della diffusione troposferica.

Frequenze superiori (20 GHz e oltre, cioè lunghezze d'onda millimetriche) vengono usate in applicazioni con lunghezze di collegamento più brevi, poiché forti attenuazioni dovute ai fenomeni meteorologici ostacolano la trasmissione di onde millimetriche sulle lunghe distanze.

Nel calcolo del collegamento radio occorre tener conto non solo dell'attenuazione corrispondente alla propagazione in spazio libero, ma anche dell'attenuazione supplementare e della distorsione, che possono verificarsi per il fenomeno dei cammini multipli di propagazione. Questi fenomeni vengono combattuti, oltre che con adeguati margini di potenza in trasmissione e con l'equalizzazione di canale, utilizzando, per lo stesso segnale da trasmettere, più collegamenti paralleli in diversità. Si può per esempio trasmettere lo stesso segnale modulante su due frequenze diverse; oppure, con un unico segnale trasmesso, si possono usare in ricezione due antenne riceventi in posizione diversa. In entrambi i casi, in presenza di cammini multipli, è poco probabile che, se si verifica un affievolimento su uno dei canali (frequenza A o posizione A), si verifichi anche sull'altro (frequenza B o posizione B). Infatti i vari cammini multipli si combineranno in modo diverso alle diverse frequenze portanti o alle diverse posizioni delle antenne riceventi. Ne segue che un ricevitore che scelga istante per istante, tra i due segnali disponibili in ricezione, quello migliore, oppure che li combini nel modo migliore, combatte efficacemente gli affievolimenti di propagazione. Se indichiamo con p la probabilità che l'affievolimento superi il valore di soglia accettabile sul singolo canale e se gli affievolimenti sui due canali sono statisticamente indipendenti, si ha che la probabilità che entrambi i canali siano fuori servizio è pari a $p^2 \ll p$.

L'informazione (canali telefonici, segnali televisivi, dati) può essere trasmessa in forma analogica (tipicamente un multiplex telefonico in divisione di frequenza in banda base modula in frequenza la portante di trasmissione) oppure in forma numerica. Nel caso numerico la modulazione tipica è quella di fase quaternaria oppure, quando si voglia trasmettere a velocità superiori nella limitata banda radio disponibile, la modulazione di ampiezza in quadratura. Un esempio è quello già citato (par. 4.3.2) della trasmissione di 155 Mbit/s in una banda di 40 MHz mediante modulazione 64QAM. Per dare un'idea dei valori in gioco per i parametri del sistema, ricordiamo che valori tipici per la potenza trasmessa su una tratta e per la temperatura di rumore dei ricevi-

tori sono rispettivamente intorno a 1 W e 1000 °K, su una tratta di 50 km. Si deve inoltre prevedere un margine di potenza contro gli affievolimenti notevolmente elevato.

La fig. 5.14 riporta lo schema di principio di un ripetitore non rigenerativo in un ponte radio: sostanzialmente esso effettua la conversione del segnale ricevuto in una banda a frequenza intermedia, dove risulta più agevole effettuare filtraggi e amplificazione. Segue quindi la riconversione alla frequenza portante di trasmissione. Nei collegamenti bidirezionali, per le due direzioni opposte di trasmissione si utilizzano due portanti a frequenza diversa f_1 e f_2 secondo lo schema illustrato, per evitare interferenze mutue, mentre le antenne sono comuni per la trasmissione e ricezione (un opportuno dispositivo separa ad ogni antenna il segnale in trasmissione da quello in ricezione).

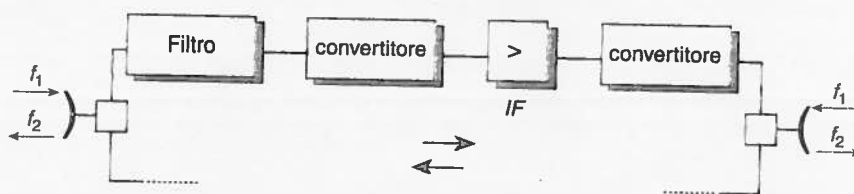


Figura 5.14 - Schema di ripetitore in ponte radio (bidirezionale).

Nel caso di ripetitore rigenerativo in un sistema di trasmissione numerica, l'amplificatore a frequenza intermedia nello schema illustrato è evidentemente sostituito da un demodulatore seguito da un modulatore per la ritrasmissione sulla tratta successiva.

Si osservi che normalmente un ponte radio trasporta più portanti modulate, adeguatamente distanziate in frequenza ad evitare interferenze mutue; la figura illustra lo schema del ripetitore per una di esse. Per rendere minima l'interferenza tra portanti contigue, queste possono essere irradiate con polarizzazione ortogonale.

5.2.1.2 Sistemi via satellite

Un satellite artificiale può essere usato come ponte radio a microonde per il collegamento tra punti comunque distanti che siano visibili dal satellite stesso. In generale un satellite artificiale descrive un'orbita ellittica attorno alla terra. È però possibile porre il satellite su una particolare orbita circolare equatoriale, detta geostazionaria, che comporta un movimento sincrono con la rotazione terrestre, e nella quale quindi il satellite appare immobile rispetto alla superficie terrestre. Tale parti-

colare orbita corrisponde ad un'altitudine rispetto alla superficie terrestre di circa 36.000 km (allo zenit), cioè pari a circa 6 volte il raggio terrestre. Da tale altezza il satellite "vede" circa un terzo della superficie terrestre (sotto un angolo di circa 18°) ed essendo immobile rispetto alle stazioni di terra, non richiede particolari meccanismi di inseguimento per le antenne di terra. Teoricamente bastano tre satelliti geostazionari per la copertura dell'intero globo. I satelliti geostazionari per telecomunicazioni hanno trovato un campo di applicazione privilegiato nelle comunicazioni radio transcontinentali.

D'altra parte la grande distanza tra satellite e superficie terrestre comporta aspetti negativi, oltre al problema del lancio in orbita: infatti l'attenuazione dei segnali trasmessi è grande ed inoltre il ritardo di propagazione lungo il tratto terra-satellite-terra è rilevante, essendo pari a circa $1/4$ di secondo.

L'uso di satelliti in orbite basse (per esempio 1000 km) allevia i problemi di potenza e di ritardo di propagazione; ma sorgono altri problemi dovuti al moto rapido del satellite e alla limitata copertura a terra consentita dal singolo satellite (il che comporta la necessità di ricorrere ad un gran numero di satelliti in orbite opportune se si vuol ottenere per esempio la copertura di una vasta area del globo).

I collegamenti via satellite per telecomunicazioni avvengono normalmente in bande comprese tra 1 e 30 GHz, in modo da non essere ostacolati dalla ionosfera (che viene "perforata") ed essere non troppo disturbati dai fenomeni atmosferici.

Il satellite costituisce sostanzialmente un ripetitore in un ponte radio a due tratte (fig. 5.15): nella tratta ascendente si userà per esempio una

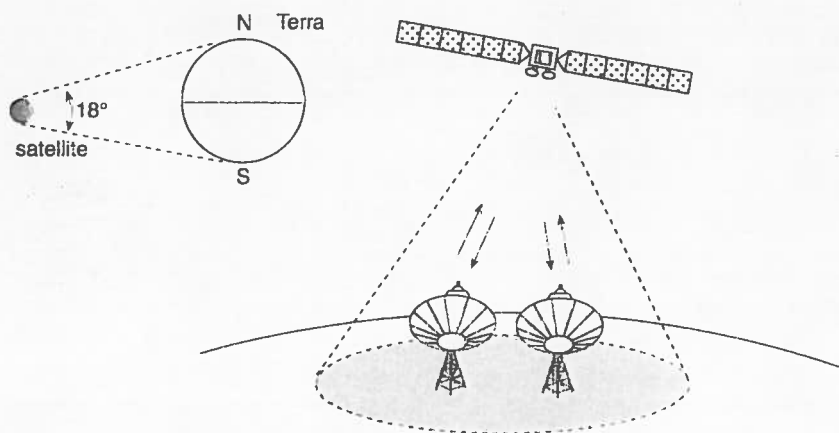


Figura 5.15 - Satellite geostazionario.

portante nella banda attorno ai 6 GHz, mentre nella tratta discendente si userà, per evitare interferenze, una banda attorno ai 4 GHz.

Il satellite in quanto ripetitore, nella sua forma più semplice (non rigenerativa), effettua una conversione tra la frequenza della tratta ascendente e quella della tratta discendente, amplificando inoltre il segnale proveniente dalla stazione terrestre trasmittente (fig. 5.16). Analogamente a quanto già visto per i ponti radio, è spesso conveniente convertire a frequenza intermedia il segnale ricevuto da terra e, dopo amplificazione, riconvertire il segnale alla frequenza di trasmissione. Naturalmente il ripetitore può anche essere di tipo rigenerativo.

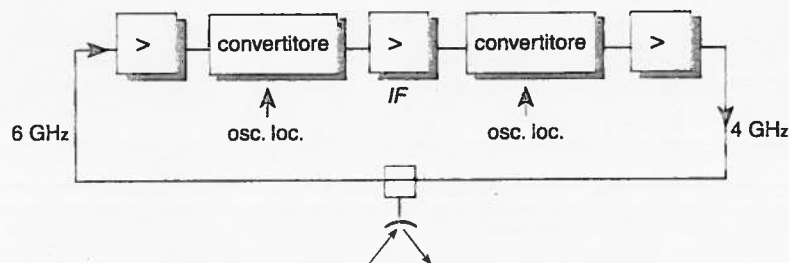


Figura 5.16 - Schema di ripetitore non rigenerativo a bordo di satellite (le frequenze 4 e 6 GHz sono indicate a titolo di esempio).

L'energia necessaria al funzionamento del ripetitore è ricavata mediante celle solari. La modulazione usata nel caso analogico è normalmente quella di frequenza, mentre nel caso numerico è tipica la modulazione quaternaria di fase.

La stazione di terra, per la parte ricevente, è costituita essenzialmente da un preamplificatore (a basso rumore!), da un convertitore a frequenza intermedia e quindi da un demodulatore. Nei collegamenti con satelliti geostazionari, data la grande distanza, il livello della potenza di segnale in ricezione a terra è molto basso non potendosi trasmettere dal satellite potenze troppo elevate (la potenza disponibile sul satellite è limitata avendo il satellite ovvie limitazioni di peso). Ne consegue che il ricevitore a terra dovrà essere particolarmente curato sotto l'aspetto della temperatura di rumore, onde mantenere il livello del rapporto segnale-rumore a livelli accettabili. Contribuiscono alla temperatura di rumore del ricevitore non solo il rumore generato negli stadi d'ingresso del ricevitore, ma anche quello captato dall'antenna. Questo dipende dalla direttività e dalla direzione di puntamento dell'antenna (puntando verso il cielo si capta meno rumore che non puntando verso terra).

Un tipico satellite geostazionario per telecomunicazioni tra punti

fissi consiste essenzialmente di una batteria di ripetitori in bande di frequenza contigue, ciascuna di larghezza dell'ordine delle decine di MHz. La potenza emessa da ciascun ripetitore è dell'ordine delle decine di watt. Naturalmente ciò che conta per la determinazione del rapporto segnale-rumore in ricezione a terra è, per quanto riguarda la trasmissione dal satellite, il prodotto $P_T G$ della potenza trasmessa per il guadagno dell'antenna trasmittente; tale prodotto è comunemente indicato con l'acronimo EIRP ("effective isotropic radiated power"). Per quanto riguarda invece il ricevitore, il suo contributo al rapporto segnale-rumore dipende evidentemente dal rapporto G_R/T , tra guadagno dell'antenna ricevente e temperatura di rumore del ricevitore (si veda la [5.5]).

Le due tratte in salita e in discesa sono di solito sbilanciate, dal punto di vista del rapporto segnale-rumore. Infatti, a causa delle limitazioni sulla potenza trasmissibile dal satellite, la tratta in discesa è generalmente più critica di quella in salita, per la quale si possono usare valori più elevati di potenza in trasmissione. Se consideriamo il caso del satellite come semplice ripetitore senza rigenerazione, e calcoliamo il rapporto rumore-segnale globale dell'intero collegamento (terra-satellite-terra), si ha che questo è pari alla somma dei rapporti rumore-segnale delle due tratte. Infatti indichiamo con P'_s , P'_N le potenze di segnale e di rumore al ricevitore sul satellite e con $\rho' = \frac{P'_s}{P'_N}$ il rapporto segnale-rumore sulla tratta in salita; analogamente indichiamo con P''_s , P''_N , ρ'' le stesse grandezze per la tratta in discesa. Il rapporto segnale-rumore finale ρ dipende dalla potenza di segnale P''_s , e da una potenza di rumore che è la somma della potenza P''_N e della potenza di rumore sulla tratta in salita P'_N riportata al ricevitore della tratta in discesa, che può essere espressa come $P'_N \frac{P''_s}{P'_s}$. Si ha quindi

$$\frac{1}{\rho} = \frac{P''_N + P'_N P''_s / P'_s}{P''_s} = \frac{1}{\rho'} + \frac{1}{\rho''}$$

Se si vuol ottenere un dato rapporto segnale-rumore globale ρ , solitamente, data la maggior criticità della tratta in discesa, si progetta il collegamento via satellite in modo da avere $\rho' \gg \rho''$ e quindi $\rho \cong \rho''$. Si dimensiona cioè la potenza di segnale sulla tratta in salita in modo da rendere trascurabile il contributo del rumore su tale tratta al rapporto segnale-rumore sul collegamento globale.

Nel caso di ripetitore di tipo rigenerativo per trasmissioni numeriche, le due tratte in salita e in discesa sono disaccoppiate; vale evidentemente anche qui il risultato già ricordato in precedenza, secondo il quale la probabilità d'errore globale è in pratica circa eguale alla somma delle probabilità d'errore sulle due tratte.

Naturalmente un ripetitore sul satellite potrà essere usato per molti collegamenti tra differenti coppie di stazioni: si ha cioè un "accesso multiplo". Si tratta di suddividere la capacità del satellite tra i vari collegamenti. La suddivisione può essere fatta, come già visto (par. 2.8) per la utilizzazione multipla di un unico canale di trasmissione, in più modi. I principali nei sistemi via satellite sono la divisione di frequenza (FDMA, accesso multiplo a divisione di frequenza) e la divisione di tempo (TDMA, accesso multiplo a divisione di tempo). La *fig. 5.17* illustra i due principi. Facendo per esempio riferimento al caso di tre stazioni A, B, C che accedono al satellite, nell'accesso multiplo a divisione di frequenza ogni stazione trasmittente utilizzerà una parte della banda del ripetitore sul satellite modulando la propria portante con l'informazione da inviare alle altre stazioni: per la stazione A il segnale modulante potrà essere un segnale multiplex che riunisce i segnali destinati rispettivamente alle stazioni B e C. In ricezione la stazione, per esempio la B, dovrà demodulare entrambe le portanti trasmesse da A e C, estraendo poi dai segnali demodulati l'informazione di propria pertinenza. Nella divisione di tempo le stazioni trasmittenti trasmettono a turno a pacchetti secondo un ciclo periodico di durata T (intervallo di trama), potendo usare la stessa frequenza portante. Il pacchetto trasmesso da una stazione conterrà in divisione di tempo l'informazione destinata alle altre stazioni, oltre che un preambolo contenente simboli di servizio per gli indirizzi e la sincronizzazione. La modulazione potrà essere tipicamente una modulazione di fase quaternaria. Questo tipo di accesso richiede naturalmente una accurata sincronizzazione mutua tra le stazioni che accedono al satellite, onde evitare sovrapposizioni dei rispettivi pacchetti quando questi giungono al satellite. La generica stazione ricevente demodulerà i pacchetti estraendone l'informazione ad essa destinata.

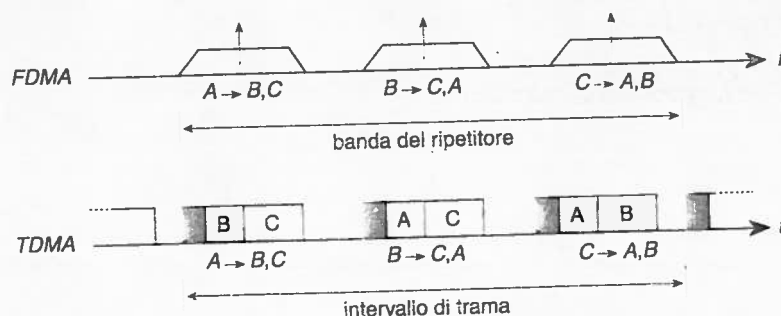


Figura 5.17 - Accesso multiplo al satellite secondo i metodi convenzionali a divisione di frequenza (FDMA) e a divisione di tempo (TDMA).

Per un confronto tra i due tipi di accesso, si osservi che la divisione di tempo richiede una perfetta sincronizzazione mutua tra le stazioni di terra, non necessaria nella divisione di frequenza. D'altra parte, in divisione di frequenza un'amplificazione non perfettamente lineare delle varie portanti simultaneamente presenti in un dato ripetitore può produrre fenomeni di intermodulazione (par. 2.4); tali fenomeni non si presentano nella divisione di tempo poiché i vari segnali accedono al satellite in intervalli temporalmente disgiunti.

Il modello fin qui considerato di satellite come ripetitore geostazionario, che ha funzioni di semplice amplificazione o rigenerazione e che copre con il suo fascio d'irradiazione una vasta area del globo, rappresenta la configurazione di sistema più semplice. Altre configurazioni più complesse vengono realizzate per accrescere le potenzialità, oltre alle costellazioni già citate di satelliti orbitanti in orbite più o meno basse. In particolare si può fare in modo che il sistema d'antenne del satellite irradi su più fasci, ciascuno dei quali corrisponde ad una differente area coperta sulla superficie terrestre. La potenza di trasmissione per il singolo fascio può così essere concentrata su aree più ristrette, ed inoltre si possono usare più volte le stesse frequenze portanti in fasci distinti; si può ottenere così una maggiore capacità di trasmissione nella banda disponibile. Naturalmente con ciò cresce molto la complessità a bordo del satellite poiché questo, oltre alla funzione di ripetitore, dovrà svolgere anche quella di instradare il traffico dal fascio corrispondente alla stazione di terra trasmittente al fascio corrispondente alla stazione di destinazione (commutazione a bordo).

ESEMPIO

Come esempio di collegamento radio di prestazioni estremamente spinte riportiamo i dati (approssimati) relativi alla sonda spaziale Voyager per l'esplorazione planetaria (lanciata nel 1977 e passata in prossimità di Giove nel 1979, di Saturno nel 1981 e di Urano nel 1986).

La sonda trasmetteva dati (immagini e dati scientifici) avendo a disposizione una potenza in trasmissione di 10 W e un'antenna parabolica di diametro 3,6 m, su una portante a 8,4 GHz. Dovendo coprire una distanza enorme (pari a circa 3 miliardi di km per Urano), è assolutamente necessario, per recuperare a terra il debolissimo segnale e mantenere il rapporto segnale-rumore ad un livello accettabile, far uso nella stazione ricevente a terra di un'antenna la più grande possibile e di dispositivi con rumore minimo. In questo caso il diametro d'antenna (parabolica) era 64 m e la temperatura di rumore del ricevitore era $T_R = 25^\circ\text{K}$ (si noti che la temperatura ambiente è circa 300°K). Trasmettendo dati binari (per esempio con modulazione PSK) al ritmo di R bit/s, sappiamo che le prestazioni dipendono dal rapporto segnale-rumore $\frac{E_b}{N_0}$ in ricezione,

cioè dal valore di $\frac{P_R}{RN_0} = \frac{P_R}{RKT_R}$: ad esempio per avere $P(E) = 10^{-5}$ occorre che tale rapporto sia almeno 9,6 dB, se non si fa uso di codificazione di canale (si veda il Cap.2). La velocità di trasmissione per i dati era di circa 115 kbit/s. Facendo i conti con la [5.5] per una distanza di 700 milioni di km, il rapporto segnale-rumore in ricezione risulta pari a 4,75 ossia 6,7 dB (si è considerato nei conti un fattore di efficienza delle antenne pari a 0,6, essendo il fattore di efficienza il rapporto tra area efficace e area geometrica). Se tale rapporto risulta insufficiente, come in questo caso, si può entro certi limiti recuperare il livello di prestazioni desiderato ricorrendo all'uso di opportuni codici di canale per la correzione d'errore (si veda al Cap.6), codici con i quali si possono ottenere guadagni di alcuni dB (per esempio 6 dB).

Per un confronto con la trasmissione ideale su canale a banda infinita, ricordiamo che la capacità di trasmissione teorica (teorema di Shannon, par.2.6) in una banda infinita con rumore additivo gaussiano bianco di densità N_0 risulta pari a $C = \frac{P_R}{N_0 \ln 2}$. Nell'esempio sopra riportato C risulterebbe pari a 788 kbit/s.

Volendo coprire distanze maggiori, si può mantenere il rapporto segnale-rumore al livello desiderato riducendo la velocità di trasmissione in modo da mantenere costante l'energia di simbolo $P_R T$.

5.2.1.3 Sistemi radiomobili

Caratteristiche del canale radio

Nei sistemi radiomobili, dove cioè il trasmettitore o il ricevitore o entrambi sono mobili, il canale radio si presenta con caratteristiche molto variabili a seconda della particolare topografia che l'ambiente di propagazione presenta di volta in volta. A causa della presenza di ostacoli (edifici, alberi ecc.) lungo il tragitto che separa trasmettitore e ricevitore, il segnale elettromagnetico emesso giungerà all'antenna ricevente attraverso una molteplicità di percorsi determinati dai fenomeni di riflessione e diffusione prodotti dagli ostacoli.

In ricezione quindi si sovrappongono vari "echi" del segnale trasmesso, con diverse attenuazioni, ritardi e fasi. Essi si potranno combinare anche in modo distruttivo, come avviene per esempio se due echi di ampiezza comparabile si combinano con fasi opposte. Si potranno avere allora forti affievolimenti dell'ampiezza del segnale risultante e forti distorsioni a seconda dei ritardi e delle fasi relative con cui gli echi si sommano in ricezione. Le condizioni variano da punto a punto nello spazio: spostandosi di un tratto di lunghezza comparabile con la lunghezza d'onda, la posizione relativa dei vettori che rappresentano gli echi può variare in maniera rilevante. Basta ricordare che lo sfasamen-

to corrispondente ad un tratto Δl nella direzione di propagazione di un'onda di frequenza $f = \frac{c}{\lambda}$ è pari a $\frac{2\pi}{\lambda} \Delta l$: per $f = 1 \text{ GHz}$ (ordine di grandezza di una delle bande in uso nei sistemi radiomobili) si ha $\lambda = 30 \text{ cm}$.

Un veicolo in movimento incontrerà nello spazio e quindi nel tempo situazioni diverse, cioè una funzione di trasferimento del canale variabile nel tempo e che potremo descrivere mediante una risposta impulsiva $h(t, \tau)$ funzione anche del tempo t . Per esempio, con $f = 1 \text{ GHz}$, un mobile alla velocità di 50 km/h percorre un tratto di lunghezza pari a λ in una ventina di msec. Le caratteristiche del collegamento radio sono quindi anche legate al moto relativo tra trasmettitore e ricevitore. Tale moto relativo genera come ben noto, per una data riga spettrale f , uno spostamento di frequenza (effetto Doppler) pari a

$$\Delta f = \frac{v}{\lambda} = f \frac{v}{c}$$

essendo v la componente della velocità relativa di spostamento nella direzione di propagazione dell'onda. Per l'esempio cui si è fatto sopra riferimento ($f = 1 \text{ GHz}$, $v = 50 \text{ km/h}$) lo spostamento Doppler è circa 46 Hz .

In un collegamento radiomobile un'onda portante a frequenza f_0 produrrà pertanto in ricezione vari echi (fig. 5.18) che possiamo esprimere in notazione complessa come

$$\sum_i A_i e^{j(\omega_{Di}t + \phi_i)} e^{j\omega_0 t}$$

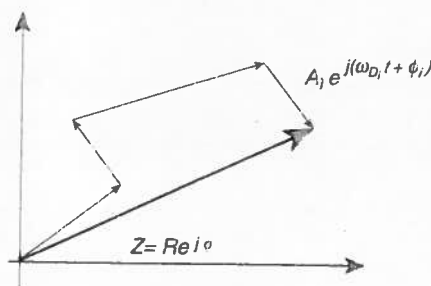


Figura 5.18 - Collegamenti radiomobili. Combinazione di vari echi in ricezione.

i parametri A_i , ω_{Di} , ϕ_i rappresentano rispettivamente l'ampiezza, lo spostamento in frequenza (Doppler) e la fase dell'eco i -esima. Il vettore $z(t) = \sum A_i e^{j(\omega_{Di}t + \phi_i)}$ può essere considerato un processo casuale complesso $x(t) + jy(t)$: nel caso in cui questo sia la combinazione di tanti

contributi (echi) casuali indipendenti e dello stesso ordine di grandezza, e non vi sia cioè un termine predominante, si può invocare il teorema del limite centrale e considerare i processi $x(t)$ e $y(t)$ come processi gaussiani, indipendenti e a valor medio nullo. È questo un modello che si usa spesso nel caso dei sistemi radiomobili terrestri, mentre in altri casi può aversi un raggio diretto predominante rispetto a echi secondari. Quando le componenti in quadratura x e y del vettore ricevuto z possono essere considerate come processi gaussiani, indipendenti, a valor medio nullo e con varianza (potenza) σ^2 , si può ricavare facilmente la densità di probabilità dell'involuppo $|z| = A$. Questa risulta data dalla legge di Rayleigh (appendice B):

$$p(A) = \frac{A}{\sigma^2} e^{-\frac{A^2}{2\sigma^2}}; A \geq 0$$

Inoltre in questo caso la fase del vettore z risulta distribuita uniformemente nell'intervallo $(0, 2\pi)$.

Struttura cellulare della "copertura" radio

Per riuscire a collegare i vari utenti mobili in una certa area geografica utilizzando una limitata banda di frequenze, è di fondamentale importanza riuscire ad utilizzare le stesse frequenze più volte in zone diverse senza che si abbiano interferenze inaccettabili tra collegamenti che usino la stessa frequenza.

A questo scopo l'area da servire può essere suddivisa in tante "celle", come le zone esagonali indicate nella *fig. 5.19*. Ciascuna cella è servita da una stazione base fissa a cui si collegano gli utenti mobili operanti nella zona, e che a sua volta è collegata in rete alle stazioni di base delle altre celle ed anche alla rete pubblica tra punti fissi. Le celle sono raggruppate in insiemi di N celle (ad esempio $N=7$ come in *fig. 5.19*) e per ciascun raggruppamento le frequenze disponibili sono suddivise, per l'assegnazione agli utenti, tra le N celle. Gli altri raggruppamenti riutilizzano le stesse frequenze, e naturalmente la distribuzione delle frequenze tra le celle è organizzata in modo che la distanza tra le celle utilizzanti le stesse frequenze (indicate con lo stesso numero in *fig. 5.19*) sia massima. Così l'interferenza mutua è ridotta ad un livello accettabile, a causa dell'attenuazione che le onde irradiate subiscono per effetto della distanza.

La struttura cellulare nella copertura radio dell'area da servire consente di aumentare grandemente la capacità del sistema, cioè il numero dei collegamenti radio che si riescono a realizzare nell'area disponendo di una banda assegnata limitata.

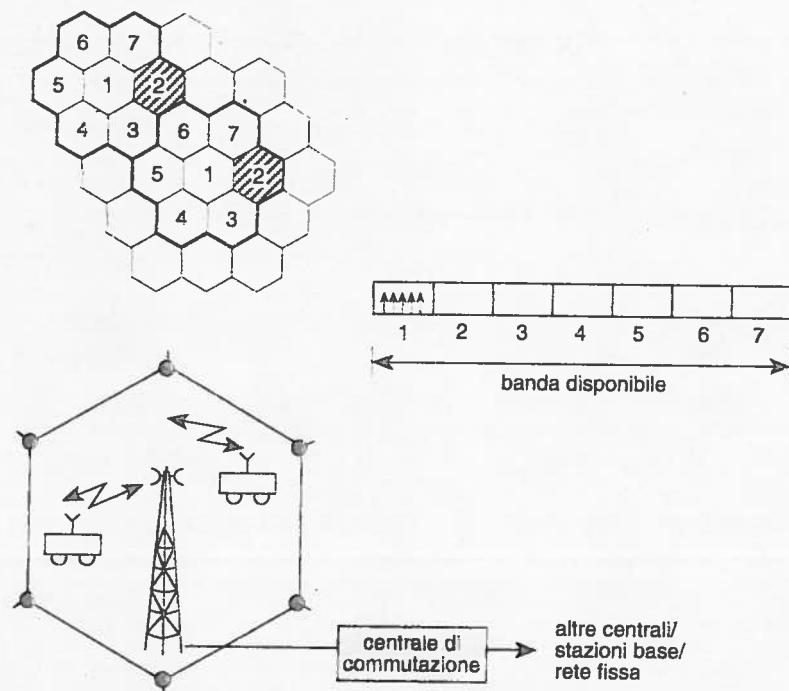


Figura 5.19 - Struttura cellulare per i sistemi radiomobili.

ESEMPIO

Il sistema radiomobile europeo GSM per telefonia e dati utilizza una banda attorno ai 900 MHz. Il sistema adottato per l'accesso degli utenti mobili alla stazione radio base è la divisione di tempo (TDMA) su più portanti, distanti tra di loro 200 kHz: ciascuna portante è condivisa in TDMA da 8 canali telefonici. La trasmissione di ciascun canale telefonico è di tipo numerico. La voce è codificata con un segnale numerico alla velocità di 13 kbit/s e tale flusso binario viene poi opportunamente codificato per protezione contro i disturbi del canale trasmissivo. La modulazione della portante avviene con un sistema MSK a spettro compatto (in particolare si usa il sistema GMSK per il quale si rimanda al par.4.3.6.1).