

Introduzione alle Tecnologie per la Rete di Accesso

F. Zanier, M. Luise – 25/01/2008

6.0 Rete di trasporto e rete d'accesso (ultimo miglio)

In ogni rete di grandi dimensioni, è individuabile una sezione di accesso e una sezione di trasporto. La *sezione di accesso* ha lo scopo di consentire l'accesso alla rete da parte dell'utente, e quindi di solito rappresenta una sede di risorse indivise (si pensi ai collegamenti ADSL commerciali: la porzione di cavo collega ogni utente alla centrale è un doppino telefonico, utilizzato esclusivamente dall'abbonato). La sezione di accesso comprende quindi tutti quegli strumenti idonei a consentire l'accesso alla rete. Storicamente sono stati distinti vari tipi di accesso:

- "Residenziale" (Classica linea a 56Kbit/s, linea ISDN/ADSL),
- "Business" (Rete Locale dell'azienda e Gateway o Proxy che consente l'accesso all'esterno)
- "Wireless" (si pensi ad esempio al caso mobile GSM, che consente un accesso basato su una rete a radiofrequenza con copertura "cellulare").

La *sezione di trasporto* è quella che ha il compito di trasferire l'informazione tra vari nodi di accesso, utilizzando se è necessario anche nodi di transito. È sede quindi di risorse condivise sia di trasporto dati che di elaborazione. La rete di trasporto rappresenta la spina dorsale di una rete di area vasta (WAN, Wide Area Network) e supporta il traffico di medio-lungo raggio e ad alte velocità da centrale a centrale.

Dal punto di vista strutturale, una rete di trasporto è attualmente (anno 2007) costruita quasi esclusivamente attraverso fibre ottiche. I sistemi in fibra ottica hanno completamente soppiantato, per le trasmissioni a lunga distanza e grande capacità, i precedenti sistemi su cavo in rame coassiale e su ponte radio. Su tali fibre, infatti, utilizzando la WDM (Wavelength Division Multiplexing) o la DWDM (Dense WDM) si possono moltiplicare canali a 10 Gbit/sec o 40 Gbit/sec ed arrivare quindi a capacità dell'ordine dei Tbit/s su singola fibra.

In un tale scenario ad elevata capacità, il collo di bottiglia risiede nell'accesso dell'utente finale al servizio. Attualmente l'accesso avviene tipicamente tramite doppino telefonico, il mezzo trasmissivo in rame adottato per la distribuzione capillare della rete telefonica. Tale rete di accesso viene comunemente denominata "ultimo miglio" (*last mile*), perché il miglio (1609 m) è la tipica distanza fra l'abbonato e il punto più vicino della rete di trasporto.

6.1 Evoluzione delle tecnologie di accesso per l' "ultimo miglio"

Una delle esigenze più forti nel campo dei sistemi di telecomunicazione è quella di dotare la rete di accesso (detta anche *rete di abbonato*) di apparati adeguati alle moderne applicazioni multimediali. In particolare, il collo di bottiglia della rete di accesso corrente è ancora rappresentata dal collegamento sull' "ultimo miglio" della rete tra l'abbonato e la centrale di un fornitore di servizi di telecomunicazioni, realizzato principalmente su doppino in rame. L'evoluzione delle tecnologie di massa per l'accesso digitale alla rete, tipicamente per la fornitura di servizi IP (Internet Protocol), è descritta in Fig. 1.

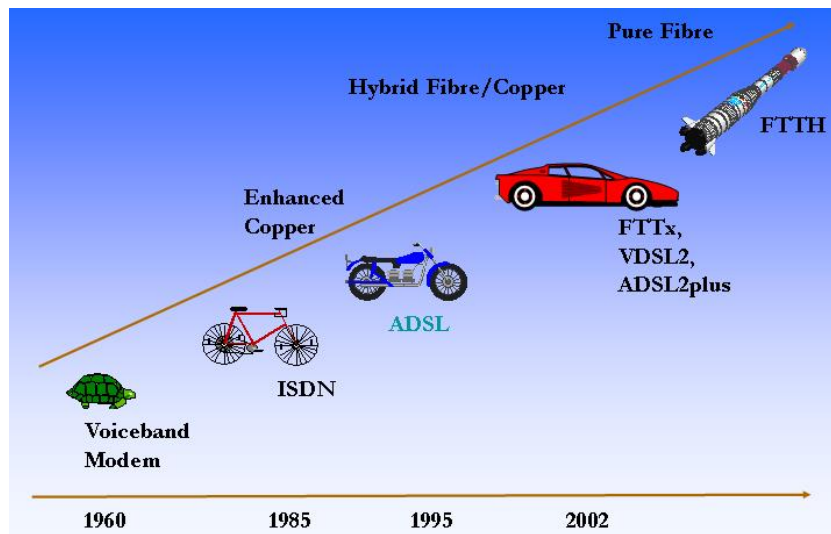


Fig. 1 Evoluzione della rete di accesso.

La prima tecnologia di massa è basata sui *modem in banda fonica*, la cui capacità è limitata a 56 kbit/s per il collegamento d'andata (downstream, dall'Internet Service Provider (ISP) verso l'abbonato) e a 48 kbit/s per il collegamento di ritorno (upstream, dall'abbonato verso l'ISP). La tecnologia dei modem in banda fonica ha molti pregi, tra i quali quello di aver reso un servizio insostituibile e pionieristico portando i servizi digitali alla grande massa degli utenti di rete fissa.

Il *modem* è una contrazione del termine modulatore-demodulatore ed è l'apparecchio che consente la trasmissione e la ricezione di dati attraverso la Public Switched Telephone Network (PSTN): da una parte (come modulatore) converte il segnale digitale in ingresso in una forma analogica adatta alla trasmissione sul canale telefonico, e dall'altra (come demodulatore) riconverte il segnale analogico in uscita dal canale in un segnale con formato digitale. I modem di tale tecnologia sono detti *in banda vocale* perché devono consentire una connessione digitale nella banda del segnale telefonico, cioè nella banda netta 300-3400 Hz.

L'evoluzione degli standard per la trasmissione digitale su linea telefonica d'abbonato mediante modem in banda vocale è riassunta nella Tabella 1, che descrive la capacità delle varie generazioni di modem a standard ITU che si sono succedute negli anni.

ITU Standard	Data Emanazione	Bit-rate (bit/s)	Metodo Modulaz.
V.92	2000	Da 33,6 kbps a 48 kbps in US	PCM
V.90	1998	Da 28 kbps a 56 kbps in DS (step 8,000/6)	PCM QAM
V.34bis	1996	Da 2,4 kbps a 33,6 kbps (step 2,400)	TrellisCoded-QAM
V.34	1994	Da 2,4 kbps a 28,8 kbps (step 2,400)	QAM 960 punti, TCM, eq adattiva
V.32bis	1993	14,4 kbps	QAM
V.32	1993	9,6 kbps 4,8 kbps 2,4 kbps	QAM
V.23	1988	1,2 kbps 600 bps	FSK
V.22bis	1984	2,4 kbps	QAM
V.22	1982	1,2 kbps 600 bps	PSK
V.21	1981	300 bps	FSK

Tabella 1 Principali standard dei modem in banda fonica.

Naturalmente però questa tecnologia è diventata obsoleta a causa delle limitazioni sulla capacità di cui sopra, nonostante i significativi miglioramenti registrati nell'arco dei vent'anni di evoluzione.

In particolare, gli standard dal V.32 al V.34bis sono un concentrato di tecnologie trasmissive, che comprendono l'equalizzazione adattativa con reazione delle decisioni, e l'uso di costellazioni di modulazioni QAM (Quadrature Amplitude Modulation) fino a 960 punti (V.34) con codifica a traliccio di Ungerböck per ottenere la massima efficienza spettrale.

Tradizionalmente la rete PSTN è stata considerata sempre come una rete analogica. Nella realtà, però, essa è divenuta una rete interamente digitale in seguito alla conversione dei segnali vocali analogici in segnali digitali PCM (Pulse Code Modulation). L'unica parte della PSTN rimasta analogica ad oggi è in realtà il doppino telefonico. La Fig. 2 mostra due distinte classi di configurazione dei modem (simmetrica e asimmetrica) che si sono succedute negli anni e che interpretano due diverse visioni della rete PSTN.

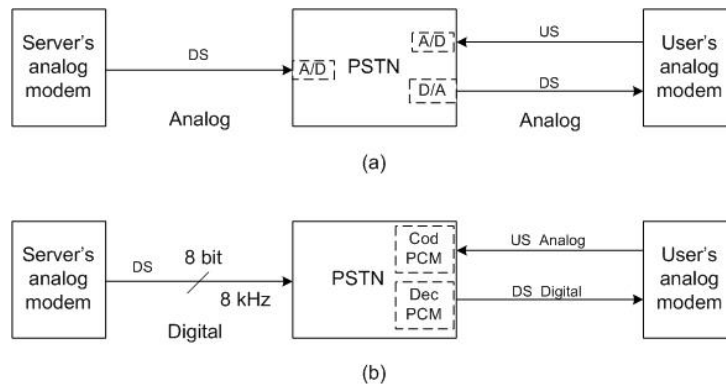


Fig. 2 Configurazione dei modem di tipo simmetrico (a) e asimetrico (b).

I modem convenzionali (gli standard fino al V.34bis) appartengono alla classe di configurazione simmetrica dei modem, in cui cioè la capacità offerta risulta la stessa in entrambe le direzioni di collegamento (downstream e upstream) (Fig. 2a). La PSTN viene vista come rete analogica: i modem non sfruttano la conversione analogico/digitale (A/D) e digitale/analogica (D/A) presente sulla rete di trasporto telefonica, ma la connessione risulta una connessione analogica end-to-end in cui la realizzazione digitale della PSTN è incidentale. In un tale sistema, le prestazioni sono limitate dal rumore di quantizzazione introdotto dalla codifica PCM, utilizzata all'interno della rete di trasporto. Rapporti segnale/rumore tipici per una linea telefonica con codifica di sorgente PCM vanno dai 34 ai 38 dB.

In questo scenario, la capacità del canale telefonico con modem in banda vocale convenzionali può essere calcolata dalla formula della capacità di Shannon. Ipotizzando una distribuzione Gaussiana del disturbo, e una banda di trasmissione di 300-3400 Hz, la capacità di canale per un rapporto segnale/rumore medio $SNR=36$ dB risulta quindi:

$$c \cong \frac{B \cdot SNR [dB]}{3} \cong \frac{3 \cdot 36}{3} \cong 36 \text{ kbit/sec}$$

Si deduce quindi che la capacità di una rete telefonica con modem convenzionali risulta limitata a 36 kbit/s in entrambe le direzioni. Lo standard per modem simmetrici più complesso (V.34bis) consente, infatti, una capacità massima di 33.6 kbit/sec, vicina al limite della capacità di canale.

La tecnologia che garantisce la massima capacità per i modem in banda fonica è quella utilizzata dall'ultima generazione di modem asimmetrici, a partire dai V.90, (chiamati anche modem "digitali") i quali si differenziano dai modem convenzionali per l'utilizzo della modulazione 128-PAM indicata come "PCM".

I modem V.90 sfruttano la conversione D/A in downstream presente nella PSTN e quindi non possono prescindere dalla disponibilità di apparati digitali in centrale. La Fig. 2b mostra la connessione di un modem PCM di un service provider che connette digitalmente la PSTN all'utente collegato ad essa tramite linea telefonica tradizionale. In realtà, il codificatore PCM a 8 bit in centrale viene utilizzato appunto come "modulatore digitale" intendendo che la parola di 8 bit trasmessa non rappresenta un campione del segnale vocale, bensì semplicemente un byte di dati da trasmettere. Per evitare problemi di sovraccarico sistematico della linea, il bit meno significativo del

“campione” di un byte *non* viene utilizzato, e quindi vengono trasmessi 7 bit alla cadenza di 8 kHz (128 livelli in banda base), per un totale di 56 kbit/s. L’incremento di capacità rispetto ai modem delle generazioni precedenti si spiega tenendo conto del fatto che in questa maniera viene a mancare il *rumore di quantizzazione* della codifica PCM che di fatto disturba negli altri modem la ricezione del segnale analogico modulato. Si fa notare inoltre che tale tecnica, contrariamente agli altri standard per i modem telefonici, ha una limitazione: può funzionare solo con una *singola* conversione D/A sulla linea d’abbonato, tipicamente nella sede del fornitore di servizi IP. La parte restante della rete deve garantire trasmissione digitale dell’informazione. Viceversa, il segnale in banda fonica degli altri standard di modem fino al V.34 può transitare su di una rete analogica o analogica digitalizzata PCM senz’alcuna limitazione. L’incremento di bitrate è comunque possibile solo nel canale downstream. Per questo motivo il modem V.90 risulta *asimmetrico*: la capacità massima dell’upstream è fissata a 33.6 kbit/s come nello standard V.34bis. Il segnale in upstream viene ricevuto in centrale come se fosse un segnale vocale ed il convertitore A/D effettua normalmente un conversione PCM ignaro del fatto che si tratta di un segnale dati. Se in upstream ci fosse un segnale PCM simile a quello del downstream, non essendoci alcun sistema di sincronizzazione in centrale, il convertitore A/D originerebbe dei campioni non coerenti del segnale che non consentirebbero una corretta ricostruzione dell’informazione. Utilizzando invece una modulazione QAM come avviene nello standard V.34bis, il modem destinatario, pur avendo una piccola degradazione pari a quella introdotta a causa dell’errore di quantizzazione, riesce comunque a ricostruire correttamente l’informazione.

Dall’emanazione del nuovo standard V.92 (2000), la capacità in upstream viene aumentata fino a 48 kbit/s utilizzando espedienti che sfruttano la connessione PCM anche nel flusso upstream.

La rete ISDN (Integrated-Services Digital Network) ha una certa importanza storica perché ha introdotto le tecniche di trasmissione numerica direttamente sulla linea d’abbonato, con la digitalizzazione del segnale telefonico. Come è noto, lo standard ISDN prevede trasmissione numerica in banda base con formato 4-PAM (Pulse Amplitude Modulation) (chiamato 2B1Q), codifica di linea 4B3T per la soppressione delle componenti continue e duplexing a cancellazione d’eco. Dal punto di vista della capacità, l’ISDN non rappresenta un significativo passo in avanti rispetto alla tecnologie di accesso dei modem in banda vocale. Infatti, la linea standard (o accesso base) d’abbonato, denominata 2B+D, consta di due canali B a 64 kbit/s con suddivisione di tempo (TDM) con capacità massima netta di $2 \times 64 = 128$ kbit/s nelle due direzioni ed un canale di controllo (D) a 16 kbit/s che consente anche il trasporto di dati ausiliari. Sebbene la qualità e l’affidabilità delle linee digitali ISDN sia nettamente superiore a quella ottenibile con i modem in banda vocale, i $128 + 16 = 144$ kbit/s sono comunque una capacità troppo piccola per soddisfare le esigenze delle più moderne applicazioni multimediali come videotelefonia, distribuzione di programmi video ecc. Lo sviluppo di ISDN in Italia è stato in una prima fase ostacolato dall’alto costo di fornitura e dalla scarsa richiesta di connessioni digitali; in una seconda fase, la domanda di connessioni digitali per servizi IP è aumentata enormemente, ma la disponibilità di modem analogici di basso costo e

capacità confrontabile ha rallentato la penetrazione della rete ISDN; ultimamente, ISDN si è dimostrata di capacità decisamente insufficiente per servizi di carattere business e in molti paesi è di fatto ritenuta inadeguata anche per utenti domestici. Negli Stati Uniti e, in misura minore, nei paesi europei dotati di una buona rete di distribuzione dei programmi televisivi via cavo, si sono abbastanza diffusi i cosiddetti "modem via cavo" (*cable modem*) attraverso i quali vengono forniti all'abbonato servizi digitali (tipicamente IP) da fornitori che sfruttano la stessa infrastruttura a suo tempo sviluppata per la semplice distribuzione di programmi video prima analogici, poi digitali. In Italia questi sistemi non hanno per ovvi motivi alcuna diffusione, e su di essi non insisteremo ulteriormente.

La tecnologia attualmente più utilizzata per la fornitura di servizi "*a larga banda*" (cioè ad alta capacità) all'abbonato residenziale, in grado di coprire efficientemente e a basso costo l'ultimo miglio della rete di accesso, è costituita dalla cosiddetta famiglia degli standard digitali per la rete d'abbonato **xDSL**, ove DSL sta per Digital Subscriber Line, e *x* può assumere vari valori, caratteristici di vari sistemi con varie capacità: HDSL, ADSL, VDSL in ordine di disponibilità commerciale. Nei prossimi paragrafi verranno descritte le caratteristiche principali dei sistemi xDSL ed in particolare verrà presentato il calcolo della capacità di un canale Gaussiano colorato e la tecnica DMT (Discrete Multi Tone) per la sua massimizzazione.

6.2 Architettura di un sistema xDSL per l'ultimo miglio

Abbiamo visto che lo scopo del sistema di accesso per la rete fissa d'abbonato è quello di connettere quest'ultimo mediante una linea digitale alla centrale di commutazione (digitale) del fornitore di servizio attraverso un collegamento su doppino in rame, mantenendo inalterato il servizio telefonico tradizionale (POTS, Plain Old Telephone Service) e abbiamo quindi visto come i modem in banda fonica abbiano reso possibile tale trasmissione digitale su linea telefonica d'abbonato. Essi però presentano due forti limitazioni: i) la massima capacità ottenibile risulta bassa e ii) la connessione digitale ed il servizio telefonico tradizionale non possono essere mantenuti contemporaneamente attivi. Tali limitazioni sono state superate dall'introduzione delle tecnologie xDSL che consentono di trasportare sui doppini telefonici flussi di data-rate dell'ordine dei Megabit al secondo mantenendo *contemporaneamente* inalterato il servizio telefonico tradizionale.

La Fig. 3 schematizza l'accesso ad Internet dei modem in banda vocale e di quelli con tecnologia DSL. La differenza principale è che i primi operano in una connessione end-to-end sulla rete PSTN, mentre le operazioni nei sistemi DSL sono limitate esclusivamente all'ultimo miglio. Nel caso di modem in banda fonica, quindi, le prestazioni sono limitate dai parametri della rete PSTN (nati per consentire comunicazioni voce e non dati) e dal fatto che i dati sono modulati sulla banda fonica (limite della rete PSTN e non del mezzo trasmissivo). Tali problemi sono risolti dalla tecnologia DSL che limita l'uso di segnali modulati al solo tratto del doppino d'accesso e separa il segnale telefonico da quello dati inviando il primo sulla rete PSTN ed il secondo direttamente sulla "broadband network" digitale. D'altro canto, un collegamento con modem in banda fonica richiede

soltanto l'acquisto e la messa in opera dei modem sui siti utenti, mentre l'utilizzo delle tecnologie xDSL richiede anche (come si vede dalla Fig. 3) modifiche all'infrastruttura.

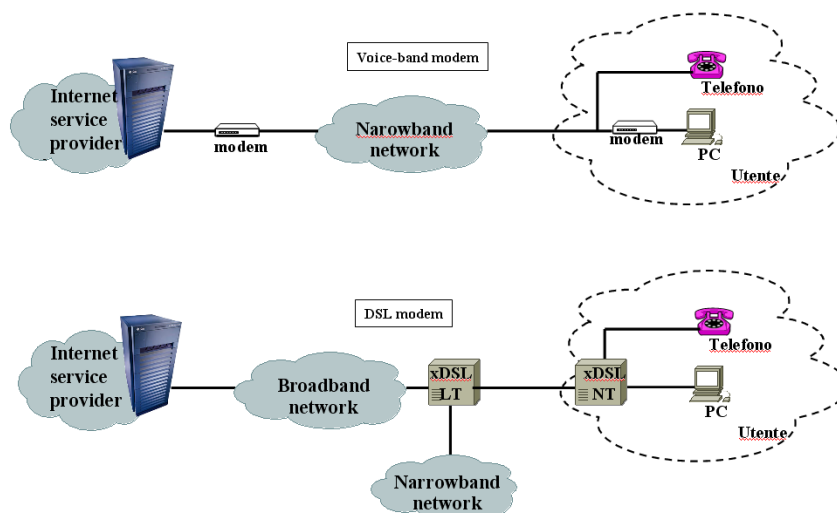


Fig. 3 Accesso a internet dei modem in banda vocale e dei modem DSL.

La versione più popolare e più a basso costo della famiglia xDSL è la **ADSL**, cioè Asymmetric DSL, per la quale la capacità downstream è maggiore di quella upstream. L'asimmetria viene incontro alle esigenze tipiche dell'utente domestico che "scarica" materiale multimediale dalla rete generando molto più traffico in direzione d'andata che di ritorno. L'architettura generale del sistema ADSL è quella di Fig. 4.

L'abbonato ha una connessione digitale cui è collegato un terminale d'utente, tipicamente un PC, un set-top box video o un videotelefono, e una connessione analogica per un telefono tradizionale. Analizzando il flusso in upstream, le due connessioni sono accoppiate attraverso uno *Splitter*, composto da un filtro passa-basso che seleziona la parte inferiore dello spettro per la connessione analogica ed un filtro passa-alto che seleziona la parte superiore per la connessione digitale. Quest'ultima si avvale di una unità di trasmissione ADSL remota (*ATU-R*, ADSL Transmission Unit-Remote side) che genera il segnale analogico modulato da accoppiare col segnale analogico telefonico. I due segnali vengono inviati su doppino in centrale, ove il segnale telefonico viene disaccoppiato (tramite uno *Splitter* lato centrale) e inviato a un commutatore di rete telefonica tradizionale, mentre il segnale modulato digitale viene demodolato tramite un'unità di trasmissione ADSL in centrale (*ATU-C*) e inviato alla rete digitale a larga banda (rete ATM, IP o SDH). In particolare, i flussi provenienti dai diversi *ATU-C* vengono multiplexati dal *DSLAM* (Digital Subscriber Line Access Multiplexer) che riceve i flussi e li trasmette sulla rete di trasporto mediante fibra ottica. Queste tecnologie garantiscono effettivamente un incremento sostanziale di capacità (almeno un ordine di grandezza) rispetto alla tecnologia di massa precedente (modem telefonico) e hanno avuto rapida diffusione. La connessione d'abbonato ADSL è inoltre, rispetto alla connessione ISDN o quella in banda fonica, "sempre attiva" e non richiede la composizione del numero del

fornitore (il cosiddetto “dial-up”) o del destinatario ogni volta che si desidera instaurare una sessione.

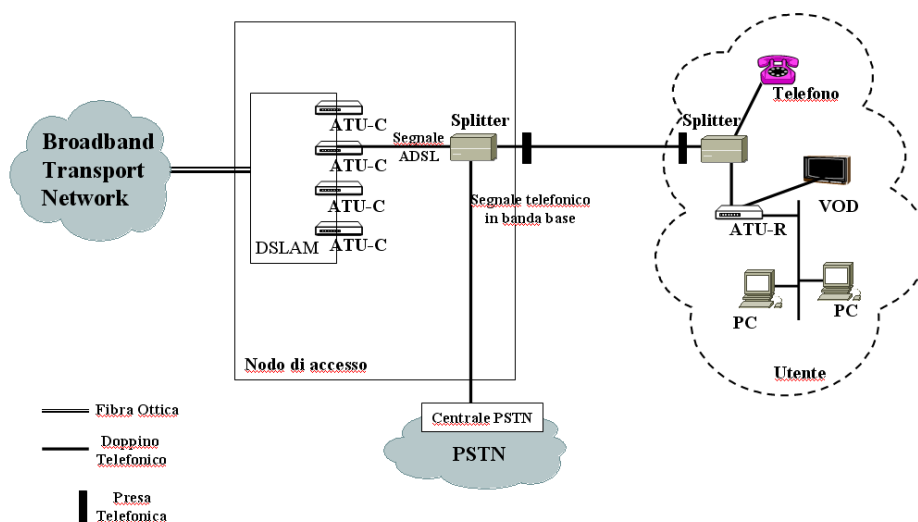


Fig. 4 Architettura ADSL.

6.3 Trasmissione ADSL

Limitandoci alla considerazione del solo ADSL, la trasmissione di un flusso ad alta capacità su un mezzo trasmissivo come il doppino pone alcune questioni tecniche di difficile risoluzione.

In primo luogo si deve risolvere la coesistenza tra linea digitale e analogica. Come già accennato, la questione è risolta con una sorta di multiplexing a divisione di frequenza (FDM) schematizzato in Fig. 5: il servizio telefonico usa la sua propria banda base, mentre la connessione digitale viene modulata su di una banda passante, distanziata dalla banda telefonica da una banda “di guardia” (guard band).

Inoltre, il duplexing della connessione digitale avviene ancora a divisione di frequenza (FDD), con la banda (più stretta) inferiore dedicata all’upstream e la banda (più larga) superiore dedicata al downstream. Chiariti questi dettagli, devono ancora essere presi in considerazione due problemi inerenti alla struttura fisica del doppino: i) la sua risposta in frequenza e ii) i disturbi cui è soggetto.

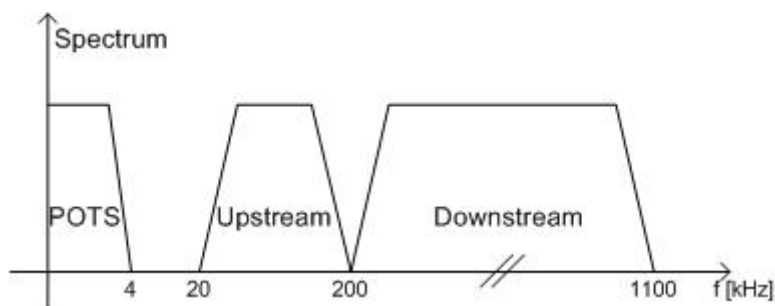


Fig. 5 Occupazione spettrale della tecnologia ADSL.

Per quanto riguarda il calcolo della risposta in frequenza, il doppino può essere modellato come una *linea di trasmissione* a parametri distribuiti le cui caratteristiche ingresso-uscita dipendono quindi dalla lunghezza (nonché dal tipo di doppino, ad esempio dalla sezione del cavetto). Su di una lunghezza tipica di un chilometro, la risposta in ampiezza è comunque assai variabile, e si pone quindi un problema di *selettività in frequenza* del canale. Un modello approssimato della risposta in ampiezza del doppino sulla banda ADSL in funzione della lunghezza L del collegamento è

$$|H(f)| = -k \cdot L \cdot \sqrt{f} \text{ (dB)}$$

che mostra un rapido decadimento con la frequenza, e ove k è una opportuna costante che tiene conto delle caratteristiche fisiche del cavetto, ad es. la sezione. Il canale risulta selettivo sulla banda di interesse (la selettività si ha a partire da qualche kHz) ed il segnale risulta quindi distorto.

Inoltre, il doppino è soggetto a molti disturbi: rumore di canale, interferenza, ma quello che in definitiva limita le prestazioni del collegamento, è la *diafonia* (crosstalk). La diafonia è definita in generale come interferenza derivante dall'accoppiamento elettromagnetico indesiderato tra "canali" di uno stesso sistema multiconduttore. Bisogna tenere conto del fatto che molti doppini d'utente (10÷50) provenienti da utenze fisicamente vicine (ad es. di un unico palazzo in una zona residenziale) vengono affasciati strettamente in un unico cavo (il cosiddetto "binder"). Il doppino non è schermato contro l'interferenza, ma viene soltanto ritorto su se stesso per evitare il più possibile tale interferenza. Nelle comunicazioni telefoniche la diafonia può essere avvertita quando si odono deboli voci o suoni estranei alla conversazione. La diafonia può provenire dall'estremo lontano (far-end crosstalk o FEXT) e/o dall'estremo vicino (near-end crosstalk o NEXT), come mostrato in Fig. 6. La prima, che è tipica del sito d'abbonato, sorge a causa di uno o più segnali che viaggiano nello stesso verso di quello del doppino di riferimento ed è quindi generata da un trasmettitore all'altro capo del doppino (quindi "lontano", in centrale). Viceversa, la NEXT, tipica del ricevitore in centrale, nasce a causa di un segnale che viaggia in verso opposto e che è quindi generata dai trasmettitori in centrale posizionati "vicino" al ricevitore di riferimento.

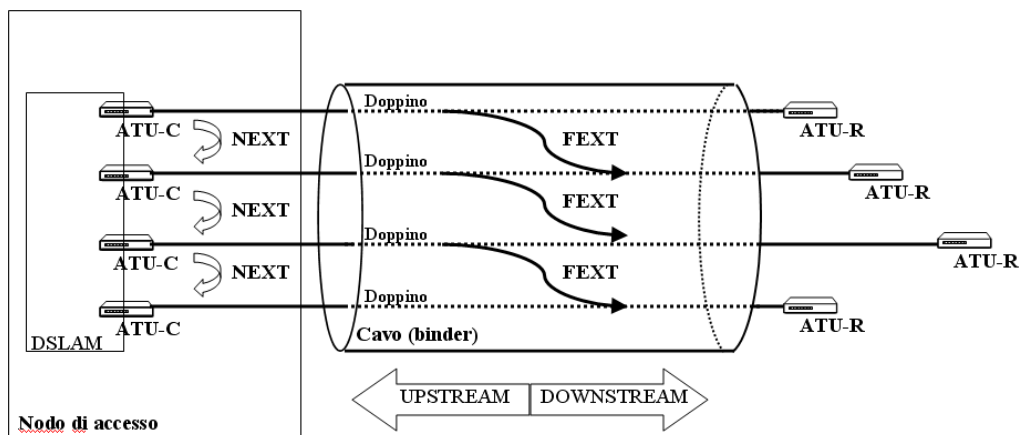


Fig. 6 Diafonia NEXT e FEXT.

Per la caratterizzazione della diafonia, si noti che i vari doppini di un singolo cavo generano interferenze statisticamente indipendenti (poiché provenienti da comunicazioni indipendenti); la somma dei vari singoli disturbi produce la NEXT e la FEXT totali che (in virtù del teorema-limite centrale) possono essere modellate come processi di rumore Gaussiano *colorato* cioè con densità spettrale di potenza non piatta. La “colorazione” del disturbo è dovuta alla selettività del fenomeno dell’accoppiamento tra conduttori, e comunque alle caratteristiche spettrali non uniformi dei segnali interferenti. Analisi empiriche del fenomeno consigliano di modellare la densità spettrale di potenza della NEXT come segue:

$$S_{NEXT}(f) \cong k_{NEXT} \cdot f^{3/2} S_{INTER}(f)$$

ove k_{NEXT} è una costante dipendente dal numero di doppini nel cavo, e $S_{INTER}(f)$ è lo spettro di potenza del segnale interferente. Un modello simile è anche adottato per la FEXT:

$$S_{FEXT}(f) \cong k_{FEXT} \cdot f^2 \cdot L \cdot |H(f, L)|^2 S_{INTER}(f)$$

ove L è la lunghezza del percorso d’accoppiamento e $H(f, L)$ è la risposta in frequenza misurata agli estremi del doppino stesso. La presenza di quest’ultimo termine, contenente il termine di attenuazione già discusso, rende appunto la FEXT di norma meno limitativa rispetto alla NEXT, in cui il segnale che viene interferito (cosiddetto “vittima”) è debole rispetto all’interferente.

Dalla discussione sulle diafonie si comprendono meglio alcuni aspetti già esaminati. Il flusso upstream è trasmesso sulla banda *inferiore* del duplex a divisione di frequenza, dove l’attenuazione del doppino è *minore*, perché è più soggetto a NEXT in centrale ove abbiamo una grande concentrazione di trasmettitori downstream fisicamente vicini al ricevitore upstream. Il canale viene quindi privilegiato come attenuazione, ma comunque resta a capacità inferiore rispetto al downstream per il quale la NEXT è ridotta e la FEXT è meno limitante. Da qui scaturisce l’asimmetria della trasmissione. Si noti inoltre che per l’uso della FDD già discussa, la NEXT fra linee di tipo ADSL viene praticamente eliminata. La NEXT risulta comunque presente quando all’interno dello stesso cavo si trovano linee appartenenti a sistemi diversi (ADSL, ISDN, VDSL...) che presentano range frequenziali sovrapposti per i due flussi upstream e downstream.

Oltre alla diafonia, altri disturbi tipici del doppino sono il rumore impulsivo e le interferenze radio (doppino non schermato), nonché i disadattamenti dovuti a trasformatori d’accoppiamento e naturalmente il rumore termico. Tutti questi fenomeni sono comunque di entità inferiore alla diafonia, come già accennato.

6.4 Caratteristiche degli standard xDSL

Negli anni sono stati sviluppati diversi standard e tecniche per aumentare le prestazioni, le capacità e la copertura del territorio nella rete d’accesso. L’evoluzione degli standard per le tecnologie xDSL è riassunta nella Tabella 2 Evoluzione degli standard xDSL.

Lo standard **HDSL** (High-speed DSL) è una connessione digitale simmetrica su doppino full-duplex a 4 fili abbastanza diffusa, ma solo in ambito professionale (connessione di centralini digitali

alla rete pubblica, interconnessione tra reti locali di un'organizzazione) o addirittura soltanto all'interno della rete del fornitore di servizi. Le capacità tipiche sono quelle degli standard T1 (1.544 Mbit/s) negli Stati Uniti ed E1 (2.048 Mbit/s) in Europa, con la differenza che lo standard di trasmissione è molto più adatto degli E1/T1 al particolare portante fisico (doppino). Fornire i 2 Mbit/s ad un utente professionale è meno costoso con HDSL che con linee E1: queste ultime richiedono il *condizionamento* dei doppini stessi (rimozione di forchette, accoppiatori ecc.) e l'installazione di ripetitori quasi ogni chilometro di collegamento. Ciò non accade con HDSL in cui la distanza utile senza ripetitori può essere di 3-4 km.

Family	ITU	Name	Ratified	Maximum Speed capabilities
HDSL	G.991.1	High data rate DSL	1998	1.544 – 2.040 (T1-E1) Mb/s up/down
ADSL	G.992.1	Asymmetric DSL	1999	1.5 – 7 Mbps down 16 – 800 kbps up
ADSL2	G.992.3	ADSL2	2002	8 Mb/s down 1 Mbps up
ADSL2plus	G.992.5	ADSL2plus	2003	24 Mbps down 1 Mbps up
ADSL2-RE	G.992.3	ADSL2-Reach Extended	2003	8 Mbps down 1 Mbps up
SHDSL (updated 2003)	G.991.2	Symmetric HDSL	2003	5.6 Mbps up/down
VDSL	G.993.1	Very-high-data-rate DSL	2004	55 Mbps down (26 typical) 3 – 15 Mbps up
VDSL2 – Long reach	G.993.2	Very-high-data-rate DSL 2	2006	55 Mbps down 30 Mbps up
VDSL2 Short reach	G.993.2	Very-high-data-rate DSL 2	2006	100 Mbps up/down

Tabella 2 Evoluzione degli standard xDSL.

Come visto dall'espressione della risposta in ampiezza del doppino, le capacità offerte dalle tecnologie xDSL dipendono fortemente dalla lunghezza e dallo stato del doppino telefonico che collega l'utente finale alla centrale. Considerando una lunghezza media di circa 1.5 km, le unità di trasmissione ADSL sono in grado di sostenere un traffico di qualche Mbit/s downstream e qualche centinaio di kbit/s upstream. La rete digitale a larga banda deve naturalmente essere in grado di fronteggiare il notevole aumento del traffico richiesto dalle connessioni ADSL.

In Italia, per cautelarsi contro le peggiori situazioni in termini di lunghezza e qualità dei doppini, i maggiori fornitori di servizi di telecomunicazioni garantiscono ad abbonati residenziali una capacità di 640 kbit/s downstream e 128 kbit/s upstream. In ambito urbano, non vi sono generalmente

difficoltà nel fornire capacità di 2 Mbit/s downstream, fino a un massimo teorico di 10 Mbit/s con l'adattamento automatico della velocità di trasmissione che discuteremo in seguito. Lo standard ADSL si basa sulla architettura e trasmissione viste nel paragrafo precedente e sulla modulazione DMT che vedremo in seguito.

Lo standard **ADSL2** rispetto all'ADSL aggiunge nuove caratteristiche e nuove funzionalità, mirate al miglioramento delle prestazioni e della interoperabilità. ADSL2 realizza in downstream e upstream una velocità dati rispettivamente di circa 12 Mbps e 1 Mbps, dipendente dalla lunghezza della linea e da altri fattori. ADSL2 raggiunge quest'obiettivo, migliorando l'efficienza di modulazione, riducendo l'overhead di trama, realizzando un alto guadagno di codifica, migliorando la fase di inizializzazione e provvedendo a migliorare gli algoritmi di elaborazione del segnale.

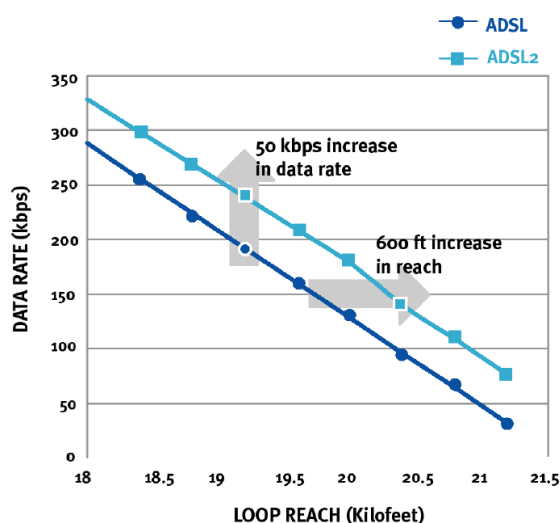


Fig. 7 Confronto della copertura di ADSL e ADSL2.

Lo standard **ADSL2+** raddoppia la banda in downstream, specificando una occupazione fino a 2.2 MHz. Il risultato è un aumento significativo della velocità dati in downstream su linee di breve distanza fino a raggiungere i 24 Mbit/sec. Inoltre ADSL2+ ha una modalità di uso specifico per ridurre la diafonia in reti ibride in cui sono presenti oltre alle consuete connessioni su doppino dal sito utente alla centrale, anche i cosiddetti Remote Terminal (RT). I RT sono dei terminali remoti aggiuntivi installati sull'area di copertura del servizio (i cosiddetti "armadi") e che si collegano in fibra al Central Office (CO) per ridurre il tratto di collegamento su doppino telefonico. Quando i servizi ADSL da entrambi i terminali Central Office e Remote Terminal sono presenti nello stesso binder (Fig. 8), la diafonia sulla linea del servizio ADSL o ADSL2 proveniente dal Remote Terminal può danneggiare significativamente la velocità dati sulla seconda linea dal Central Office. ADSL2+ offre, allora, la capacità di usare solamente le frequenze portanti tra 1.1 MHz e 2.2 MHz mascherando le frequenze downstream sotto 1,1 Mhz. In particolare, si usano le frequenze sotto 1,1 MHz dal Central Office al Remote Terminal, e le frequenze tra 1,1 MHz e 2,2 MHz dal Remote Terminal alle Customer Premises del cliente. Questo elimina la maggior parte della diafonia tra i servizi e riesce a conservare la velocità dati sulla linea dal Central Office.

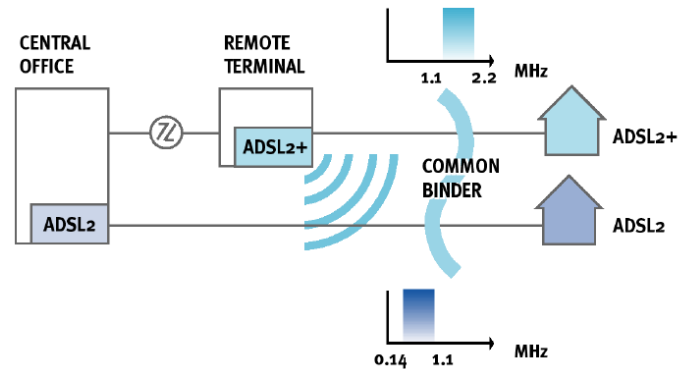


Fig. 8 Architettura di un sistema ADSL2+ in presenza dei Remote Terminal.

La tecnologia **VDSL** (Very-high-speed DSL) si può considerare come una estensione dell'ADSL verso capacità ancora maggiori. Un collegamento VDSL è inteso come la parte finale di una rete ibrida fibra/rame per coprire le ultime centinaia di metri dall'unità di rete ottica (ONU, Optical Network Unit) al connettore d'abbonato. Le velocità tipiche VDSL per il downstream sono di 13, 26 o 51 Mbit/s a seconda della distanza che deve essere coperta su doppino, mentre l'upstream è limitato a 1.6 Mbit/s. Con tali capacità, la rete può offrire distribuzione video di programmi digitali ad alta qualità e servizi interattivi a larga banda.

6.5 Capacità del canale Gaussiano "colorato"

Dal punto di vista del sistema di comunicazione, abbiamo dunque un problema di *canale distorcente* e di *rumore additivo gaussiano colorato*, in un contesto in cui è essenziale ottenere un'alta efficienza nell'utilizzazione del portante. È interessante affrontare la questione dal punto di vista della teoria dell'informazione per ricavare la capacità di canale, e possibilmente trarre indicazione su come implementare un sistema di trasmissione che avvicini tale capacità.

Nel para. 3.5 abbiamo ricavato la formula di Shannon-Hartley sulla capacità del canale Gaussiano con densità spettrale di rumore uniforme su di una banda limitata B :

$$c = \frac{1}{2T_s} \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\sigma_x^2}{\sigma_w^2} \right) = B \cdot \log_2 (1 + SNR) = B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 B} \right) \quad [\text{bit/s}]$$

dove SNR è il rapporto segnale-rumore all'uscita del canale, $P = \sigma_x^2$ denota la potenza (varianza) del segnale trasmesso, $S_w(f) = N_0/2$ è la densità spettrale di potenza bilatera del rumore Gaussiano additivo bianco, $\sigma_w^2 = N_0/2 \cdot 2B = N_0 \cdot B$ è la potenza (varianza) del rumore di canale misurata sulla banda passante B e T_s è l'intervallo di simbolo.

Analizziamo ora come debba essere modificato questo risultato se i) il segnale d'ingresso viene distorto dal canale di trasmissione e ii) il disturbo è colorato (ACGN, Additive Colored Gaussian Noise), cioè ha densità spettrale di potenza (d.s.p.) $S_w(f)$ variabile nella banda del segnale. La prima questione è facilmente risolta. Infatti la situazione appena descritta, rappresentata in Fig. 9 (a), è equivalente a quella di Fig. 9 (b), in cui il rumore $W'(t)$ ha densità spettrale di potenza

$$S'_w(f) = S_w(f) / |H(f)|^2.$$

Se il filtro è invertibile (come accade per tutti i sistemi fisicamente realizzabili), la capacità di canale calcolata all'uscita del filtro, è esattamente la stessa di quella calcolata all'ingresso del filtro: una trasformazione invertibile non aggiunge né toglie informazione. Se si suppone infatti di conoscere la risposta in frequenza del canale $H(f)$, può essere inserito un filtro invertente, cioè un equalizzatore che equalizza perfettamente il canale e quindi la capacità del canale risulta non modificata. Ci riconduciamo allora alla situazione di Fig. 9 (c), in cui il canale *non* è distortore, ma il rumore è colorato con densità spettrale di potenza $S'_w(f)$. La situazione rappresentata in Fig. 9 (c) include dunque questioni sopradescritte di canale distortore e rumore colorato.

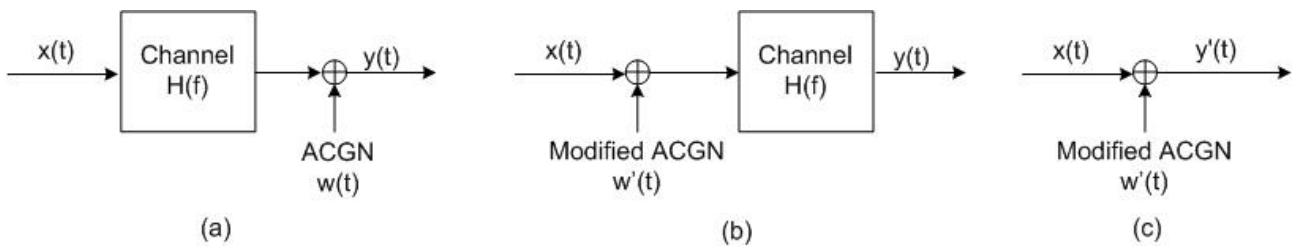


Fig. 9 Schema equivalente del canale ACGN.

A questo punto ci si chiede come sia possibile ricavare la capacità di questo canale, cioè come si possa *massimizzare la mutua informazione* tra ingresso e uscita, con il vincolo di *potenza di trasmissione P assegnata*.

Il problema viene risolto cercando di ricondursi al caso già noto di rumore con densità spettrale di potenza *piatta*. Immaginiamo di suddividere l'intera banda B a disposizione del collegamento in un numero N di sottobande adiacenti equispaziate, ciascuna di ampiezza $\Delta f = B/N$. Possiamo allora suddividere la nostra trasmissione di un singolo flusso informativo alla velocità R_s in N sotto-flussi trasmessi in parallelo e indipendentemente l'uno dall'altro, usando per ciascuno un segnale $x_k(t)$ con modulazione passa-banda a banda rigorosamente limitata nella k -esima sottobanda, $k=0, \dots, N-1$. La separazione delle sottobande garantisce l'*ortogonalità* dei vari sottocanali: in pratica, si realizza un sistema di trasmissione *multiportante* simile alla OFDM. Se N è grande, in ciascuna di queste sottobande il segnale trasmesso $x_k(t)$ "vede" un disturbo Gaussiano con densità spettrale di potenza sostanzialmente piatta e pari a

$$S'_{w_k}(f) \cong S'_w(k\Delta f) = S_w(k\Delta f) / |H(k\Delta f)|^2$$

I disturbi sui vari sottocanali sono processi Gaussiani passa-banda bianchi con d.s.p. diverse da zero su bande *non sovrapposte*. Questi processi sono dunque *incorrelati* e, poiché Gaussiani, anche *indipendenti*. Questo garantisce che la capacità totale è data dalla *somma* delle capacità dei singoli sottocanali (proprietà *c* dell'entropia). La capacità del sottocanale k -esimo è quindi

$$\begin{aligned}
c_k &= \Delta f \cdot \log_2(1 + SNR_k) = \Delta f \cdot \log_2\left(1 + \frac{P_k}{\sigma_{W_k}^2}\right) = \Delta f \cdot \log_2\left(1 + \frac{P_k}{2 \cdot \Delta f \cdot S_w(k\Delta f)}\right) = \\
&= \Delta f \cdot \log_2\left(1 + \frac{2 \cdot \Delta f \cdot S_x(k\Delta f)}{2 \cdot \Delta f \cdot S_w(k\Delta f)}\right) = \Delta f \cdot \log_2\left(1 + \frac{S_x(k\Delta f) |H(k\Delta f)|^2}{S_w(k\Delta f)}\right) \quad [\text{bit/s}]
\end{aligned}$$

La capacità totale sarà dunque

$$c = \sum_{k=0}^{N-1} c_k = \sum_{k=0}^{N-1} \Delta f \cdot \log_2\left(1 + \frac{P_k |H(k\Delta f)|^2}{2S_w(k\Delta f)\Delta f}\right) = \sum_{k=0}^{N-1} \Delta f \cdot \log_2\left(1 + \frac{S_x(k\Delta f) |H(k\Delta f)|^2}{S_w(k\Delta f)}\right) \quad [\text{bit/s}]$$

Se il numero delle sottobande è molto elevato, Δf tende a 0, e la capacità teorica tende quindi a

$$c = \int_0^B \log_2\left(1 + \frac{S_x(f) |H(f)|^2}{S_w(f)}\right) df = \frac{1}{2} \int_{-B}^B \log_2\left(1 + \frac{S_x(f) |H(f)|^2}{S_w(f)}\right) df \quad [\text{bit/s}]$$

in quanto la quantità $P_k / 2\Delta f$ tende alla densità spettrale di segnale $S_x(f)$.

La capacità del canale Gaussiano con rumore colorato è quindi data da

$$c = \int_0^B \log_2\left(1 + \frac{S_x(f) |H(f)|^2}{S_w(f)}\right) df \quad [\text{bit/s}]$$

che si riduce alla formula di partenza di Shannon-Hartley sulla capacità del canale Gaussiano con densità spettrale di rumore uniforme su di una banda limitata B , quando il rumore è bianco e il canale non è distorcente.

Nei casi pratici, è utile poter calcolare la capacità di canale ACGN tramite una semplice espressione. Ricordando che il sistema di trasmissione è multiportante con portanti ortogonali, la capacità totale si può riscrivere come:

$$c = \sum_{k=0}^{N-1} c_k = \Delta f \sum_{k=0}^{N-1} \log_2(1 + SNR_k) = \Delta f \log_2 \prod_{k=0}^{N-1} (1 + SNR_k) \quad [\text{bit/s}]$$

Se i rapporti segnale-rumore sulle sottobande sono abbastanza alti, $1 + SNR_k \cong SNR_k$ e quindi

$$c = \Delta f \log_2 \prod_{k=0}^{N-1} SNR_k = \frac{B}{N} \log_2 \prod_{k=0}^{N-1} SNR_k = B \cdot \log_2 \sqrt[N]{\prod_{k=0}^{N-1} SNR_k} = B \cdot \log_2 SNR_{geo} \cong B \cdot \log_2(1 + SNR_{geo})$$

dove con SNR_{geo} si indica la *media geometrica* dei rapporti segnale-rumore sulle varie sottoportanti. La capacità equivalente del sistema ottimizzato è allora quella di un sistema a N sottoportanti in cui su ogni canale si ha un rapporto-segnale rumore pari a SNR_{geo} . D'altro canto, la media geometrica espressa in dB equivale alla media aritmetica dei valori espressi in dB, e quindi si ottiene la semplice espressione approssimata:

$$c \cong \frac{B \cdot (SNR_k|_{dB})_{aritm}}{3} \quad [\text{bit/s}]$$

dove con $(SNR_k|_{dB})_{aritm}$ si indica l'operazione di media aritmetica dei valori espressi in dB dei rapporti SNR sulle singole sottobande.

6.5.1 Massimizzazione della capacità del canale Gaussiano “colorato”

La formula della capacità del canale Gaussiano con rumore colorato è valida *quando lo spettro di potenza del segnale* $S_x(f)$ è dato. Sorge allora un’ulteriore questione: se non c’è un vincolo stringente sulla distribuzione spettrale $S_x(f)$ del segnale $x(t)$, come possiamo distribuire la potenza totale di segnale P sulle varie sottobande, cioè come possiamo determinare i vari P_k , in modo che (assegnata la densità spettrale di potenza del rumore e la risposta $H(f)$ del canale) la capacità C risulti massima?

Facendo un passo indietro al caso in cui Δf è ancora finito, il problema da risolvere è:

“Trovare

$$P_k \quad (k = 0, \dots, N-1)$$

t.c.

$$c = \sum_{k=0}^{N-1} \Delta f \log_2 \left(1 + \frac{P_k |H(k\Delta f)|^2}{2S_w(k\Delta f)\Delta f} \right) = \max$$

con il vincolo

$$\sum_{k=0}^{N-1} P_k = P \text{ ”.}$$

Usando un moltiplicatore di Lagrange λ , si deve quindi massimizzare

$$\sum_{k=0}^{N-1} \Delta f \log_2 \left(1 + \frac{P_k |H(k\Delta f)|^2}{2S_w(k\Delta f)\Delta f} \right) + \lambda \left(\sum_{k=0}^{N-1} P_k - P \right).$$

Derivando rispetto a P_k e uguagliando a 0 si ottiene

$$\Delta f \frac{\log_2 e}{1 + \frac{P_k |H(k\Delta f)|^2}{2S_w(k\Delta f)\Delta f}} \frac{|H(k\Delta f)|^2}{2S_w(k\Delta f)\Delta f} + \lambda_k = 0,$$

cioè, con qualche passaggio,

$$\frac{P_k}{2\Delta f} = K - \frac{S_w(k\Delta f)}{|H(k\Delta f)|^2}$$

dove K è una costante, che, come vedremo, è legata alla potenza totale P .

Se di nuovo usiamo un grande numero di sottobande facendo tendere a zero Δf , si trova

$$S_x(f) = K - \frac{S_w(f)}{|H(f)|^2} = K - S_{w'}(f),$$

che individua la forma dello spettro di potenza del segnale trasmesso che massimizza la capacità di canale con rumore ACGN con il vincolo sulla potenza P di segnale fissata. In altre parole, esso rappresenta la soluzione analitica del problema:

“Trovare $S_x(f)$

t.c.

$$c = \int_0^B \log_2 \left(1 + \frac{S_x(f)}{S_{w'}(f)} \right) df = \max$$

con il vincolo

$$2 \int_0^B S_x(f) df = P \text{ ”.}$$

In queste condizioni la capacità di canale risulta quindi massima e resta fissata in

$$c = \int_0^B \log_2 \left(K \frac{|H(f)|^2}{S_w(f)} \right) df .$$

6.5.2 Criterio di water-filling: interpretazione della massimizzazione della capacità del canale Gaussiano “colorato”

Interpretiamo per prima cosa il risultato riguardo la particolare forma dello spettro di potenza del segnale trasmesso trovata dalla massimizzazione della capacità del canale ACGN:

$$S_x(f) = K - \frac{S_w(f)}{|H(f)|^2}$$

Usando questo spettro di potenza, qual è la densità spettrale *totale*, cioè di segnale + rumore, al ricevitore? Naturalmente, segnale e rumore sono indipendenti, e quindi la densità totale è la somma delle due densità:

$$S_y(f) = S_x(f) + S_{w'}(f) = K - \frac{S_w(f)}{|H(f)|^2} + \frac{S_w(f)}{|H(f)|^2} = K$$

cioè uno spettro *piatto* sulla banda del canale! La situazione è quella rappresentata in Fig. VASO, e la particolare forma del segnale trasmesso è quella corrispondente al problema del “riempimento d’acqua” (water-filling) di un vaso che ha una forma pari a quella dello spettro del rumore modificato $W'(t)$. Il criterio di massimizzazione della capacità prescrive quindi di utilizzare un segnale il cui spettro sia tale da creare una densità spettrale del segnale ricevuto piatta sulla banda di interesse.

La potenza di segnale trasmessa P è rappresentata dall’area grigia della Fig. 10, cioè dalla “quantità d’acqua” necessaria a riempire il vaso, mentre la potenza di rumore P_w è rappresentata dall’area bianca nella figura.

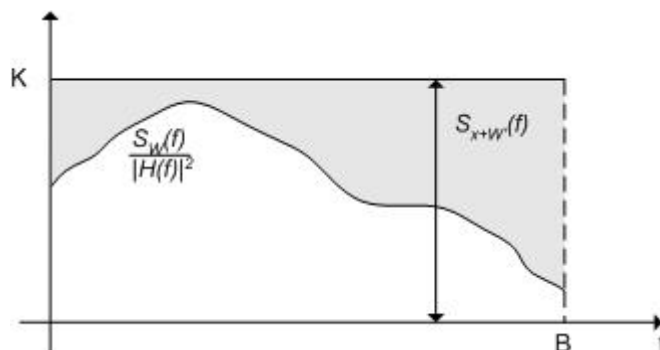


Fig. 10 Rappresentazione grafica del criterio del water-filling.

In particolare, quindi, si ha che: $P + P_w = 2 \cdot B \cdot K$, da cui si ricava il valore della costante K

$$K = \frac{P + P_{W'}}{2B} = \frac{P_{x+W'}}{2B} = \frac{2 \int_0^B S_x(f) df + 2 \int_0^B S_{W'}(f) df}{2B} = \frac{1}{B} \int_0^B (S_x(f) + S_{W'}(f)) df$$

La costante K risulta quindi essere la densità spettrale di potenza del segnale ricevuto e dipende dalle potenza di rumore $P_{W'}$ e dalla potenza di segnale disponibile P : in particolare, fissata una certa condizione di rumorosità, K dipenderà dalla potenza di segnale disponibile P .

In alcuni casi in cui la potenza di trasmissione non è abbondante, si può verificare una situazione sfavorevole in certe zone dello spettro. Può accadere che alcune bande di frequenza restino “scoperte”, cioè che la quantità d’acqua non riesca a “coprire” la cima del fondo del vaso, come in Fig. 11. La zona scoperta è anche quella nella quale o lo spettro del rumore originario è molto forte, oppure la risposta in ampiezza del canale è molto piccola (e quindi il segnale trasmesso viene molto attenuato). In queste condizioni la prescrizione del teorema del riempimento d’acqua è chiara: *non si devono usare* le sottobande disturbate o attenuate, evitando del tutto di trasmettervi componenti di segnale.

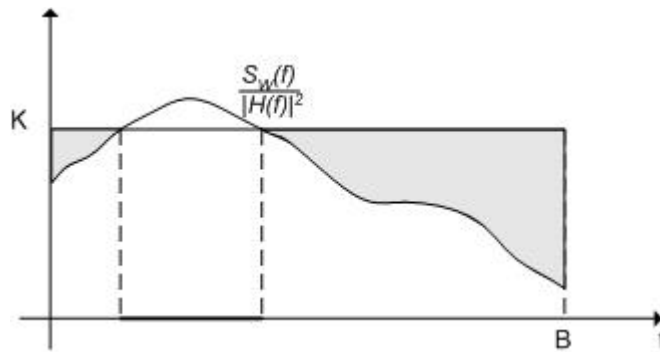


Fig. 11 Rappresentazione grafica del criterio del waterfilling nel caso di forte rumorosità del canale.

6.6 La modulazione DMT

Ri-consideriamo ora il problema della massimizzazione della capacità in un canale ACGN, con l’attenzione rivolta all’implementazione pratica dei concetti appena visti.

La capacità di canale è stata calcolata dividendo la banda B in un numero N di sottobande separate, pensando quindi di realizzare un sistema di trasmissione *multiportante*. Abbiamo poi calcolato le potenze P_k da associare a ciascun sottocanale per massimizzare la capacità in un tale sistema.

Naturalmente, le formule del paragrafo precedente più utili a livello implementativo sono quelle “approssimate” in cui la larghezza delle sottobande Δf è finita. La capacità su ogni sottobanda è

$$c_k = \Delta f \log_2 \left(1 + \frac{P_k |H(k\Delta f)|^2}{2S_w(k\Delta f)\Delta f} \right) \quad [\text{bit/s}]$$

o, in termini di bit/simbolo,

$$C_k = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P_k |H(k\Delta f)|^2}{2S_w(k\Delta f)\Delta f} \right) = \frac{1}{2} \log_2 (1 + SNR_k) \quad [\text{bit/simbolo}]$$

Infatti la quantità $2S_w(k\Delta f)\Delta f$ rappresenta la potenza di rumore nella sottobanda k -esima, e $P_k |H(k\Delta f)|^2$ rappresenta la potenza di segnale ricevuta all'interno della stessa sottobanda.

Se analizziamo la capacità di ogni singola sottobanda, notiamo che il numero di bit/simbolo $C_k = 0.5 \cdot \log_2(1 + SNR_k) \cong 0.166 \cdot SNR_k |_{dB}$ può essere anche fortemente variabile su tutta la banda del segnale. Addirittura, possono esservi anche sottobande sulle quali questo numero vale 0, perché, secondo il principio del water-filling, la potenza di rumore è tale che non vi è potenza di segnale da allocare. Questo implica che la modulazione su ogni sottobanda debba venire calibrata in modo da rispettare il vincolo della capacità, cioè in modo da avvicinare il più possibile la capacità su ogni sottobanda.

La modulazione multiportante usata per la tecnologia xDSL, che prende il nome di *DMT (Discrete MultiTone)*, è in grado quindi di massimizzare la capacità di sistema effettuando in pratica *due* operazioni in trasmissione:

- i) allocazione della potenza secondo il principio del riempimento d'acqua (*power allocation*)
- ii) allocazione dei bit secondo la formula della capacità di canale (*bit allocation*).

Sappiamo già come realizzare un sistema multiportante efficiente dal punto di vista dell'architettura del modem: dobbiamo implementare algoritmi di FFT in trasmissione e ricezione. Questo è ciò che viene fatto anche per l'ADSL che comprende anche la caratteristica del prefisso ciclico già esaminata per OFDM. La differenza tra il sistema DVB-T che usa OFDM e l'ADSL che usa DMT sta però in un fattore fondamentale: nell'ADSL è disponibile un *canale di ritorno* dal ricevitore al trasmettitore, mentre nell'architettura di "distribuzione" del DVB questo canale, allo stato attuale, non è disponibile. Attraverso il canale di ritorno è possibile rendere la modulazione *adattativa*, nel senso di ottimizzare la capacità utilizzata nei confronti di quella disponibile. Infatti, attraverso l'invio di un *preambolo* da parte del trasmettitore, il ricevitore è in grado di misurare il rapporto segnale-rumore su ogni sottoportante SNR_k , e può comunicare questi valori al trasmettitore in fase di instaurazione del collegamento proprio attraverso il canale di ritorno. In questo modo il trasmettitore può *allocare* il giusto numero di bit su ogni sottoportante variando adattativamente la *costellazione di punti* della modulazione da usare su ogni sottoportante. (Nota: il simbol-rate è comune a tutte le sottoportanti, quindi variando la costellazione di fatto si varia il bit-rate su ogni sottoportante secondo la formula della capacità). In pratica, le portanti più "disturbate", cioè quelle con SNR_k basso useranno modulazioni semplici con pochi bit/simbolo (BPSK, QPSK) o addirittura verranno *annullate* in accordo al principio del riempimento d'acqua. Viceversa, le portanti con un alto SNR_k useranno costellazione a molti bit/simbolo come 64QAM o 256QAM. Questo tipo di adattatività *sulle singole sottoportanti* non è previsto dal DVB-T in cui la costellazione è unica per *tutte* le sottoportanti. La modulazione DMT per ADSL prevede un massimo di 32 sottoportanti con un prefisso ciclico di 5 simboli in upstream e 256 sottoportanti con un prefisso ciclico di 32 simboli in downstream. Le costellazioni possono allocare fino a un massimo di 15 bit per simbolo, con codifica a traliccio. Viene inoltre utilizzato un codice di Reed-Solomon come codice contro errori a pacchetti previo interleaving/deinterleaving come nello schema di codifica del DVB-T. Lo schema di massima della catena di trasmissione ADSL è allora quello di Fig. 12.

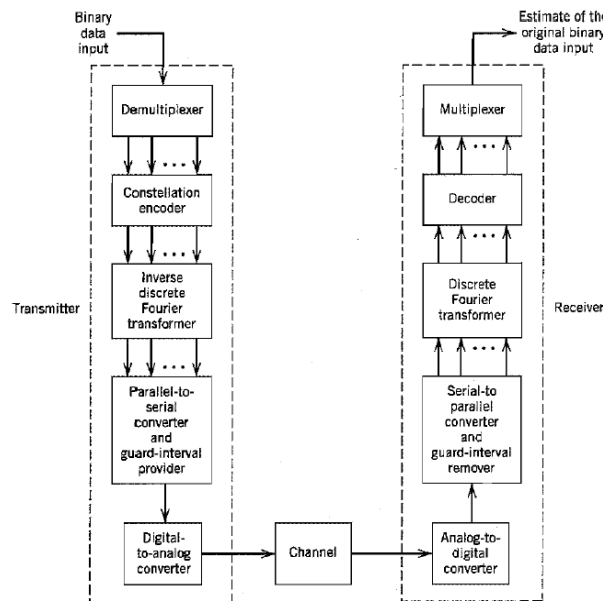


Fig. 12 Schema della trasmissione e ricezione ADSL.

Al contrario di quanto accade per la OFDM in cui il blocco funzionale di mapping è unico (e può quindi essere posizionato prima del convertitore S/P), il blocco funzionale “constellation encoder” (o mapper) in DMT mappa i dati paralleli in ingresso su varie costellazioni QAM secondo le indicazioni di allocazione di un algoritmo di bit allocation. Inoltre, prima della IDFT (che trasforma i flussi paralleli di dati nel dominio frequenziale in flussi paralleli di dati nel dominio temporale), devono essere applicati diversi coefficienti per ciascuna sottobanda, secondo l’operazione di power allocation. Le differenze fra l’implementazione di DMT e OFDM sono rappresentate nello schema di Fig. 13. Si noti che per le modulazioni OFDM di tipo broadcasting l’operazione di power allocation non avrebbe comunque significato: per ottimizzare la capacità occorrerebbe un trasmettitore per ciascun ricevitore (come avviene in ADSL in cui c’è un ATU-C per ogni ATU-R), ma questo andrebbe contro la definizione stessa di trasmissione broadcasting.

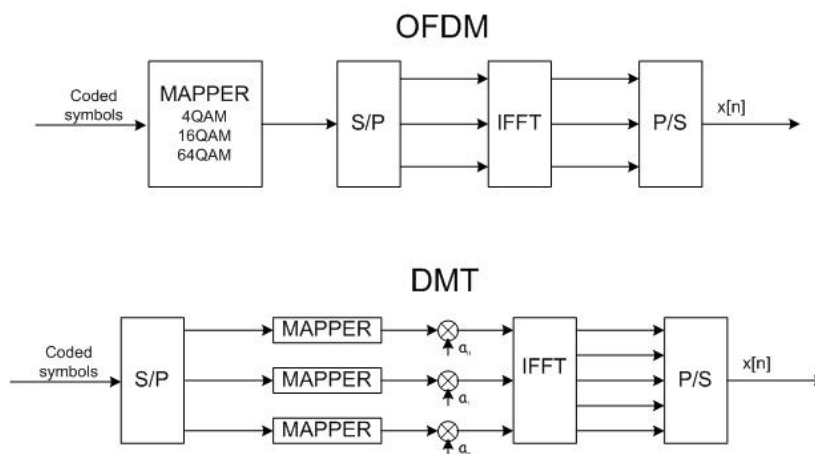


Fig. 13 Schema di trasmissione OFDM e DMT.

A livello implementativo quindi, durante la fase di inizializzazione (i.e. quando si instaura una nuova trasmissione), lo SNR_k misurato dal ricevitore su ogni sottoportante fa riferimento a una distribuzione iniziale della potenza di segnale intenzionalmente *uniforme* e quindi non ottimale. I due compiti previsti dall'ottimizzazione vengono svolti da un algoritmo di *allocazione* (loading) *della potenza e dei bit* di sorgente sulle sottoportanti. In versione finita, la condizione di riempimento d'acqua corrisponde a:

$$\frac{P_k}{2\Delta f} + \frac{S_w(k\Delta f)}{|H(k\Delta f)|^2} = K$$

ovvero, con notazione ovvia,

$$P_k + \frac{\sigma_{w,k}^2}{|H_k|^2} = K'$$

La quantità $\sigma_{w,k}^2 / |H_k|^2$ è il "rapporto rumore-segnale" NSR che viene misurato al ricevitore in fase di inizializzazione quando la potenza sulle sottoportanti viene distribuita uniformemente. Il vincolo sulla potenza totale dice allora che (sommando su k la relazione precedente e presupponendo di utilizzare tutte le sottoportanti)

$$P = NK' - \sum_{k=0}^{N-1} \frac{\sigma_{w,k}^2}{|H_k|^2} \quad \text{e anche} \quad K' = \left(P + \sum_{k=0}^{N-1} \frac{\sigma_{w,k}^2}{|H_k|^2} \right) / N \quad (1)$$

L'algoritmo di allocazione di potenza e bit, può essere quindi schematizzato nelle operazioni seguenti:

1. Inviare un preambolo con potenza uniforme su tutta la banda
2. Misurare i rapporti $\sigma_{w,k}^2 / |H_k|^2$, $k = 0, \dots, N-1$
3. Ordinare i rapporti $\sigma_{w,k}^2 / |H_k|^2$, dal più piccolo (sottoportante migliore) al più grande (sottoportante peggiore); inizializzare il numero di sottocanali usati $i=0$, e inizializzare la somma dei rapporti rumore-segnale al valore 0: $NSR_0 = 0$
4. Aggiornare il numero di sottocanali utilizzati $i = i + 1$
5. Aggiornare ricorsivamente la somma dei rapporti rumore-segnale con il valore i -esimo $NSR_i = NSR_{i-1} + \sigma_{w,i}^2 / |H_i|^2$;
6. Calcolare il valore attuale della costante K' relativamente alle i sottoportanti utilizzate secondo la (1): $K'_i = (P + NSR_i) / i$
7. C'è ancora potenza disponibile? Se $P_i = K'_i - \sigma_{w,i}^2 / |H_i|^2 > 0$ vai a 4.; altrimenti:
8. Fissare il numero di canali utilizzabili $N_{can} = i - 1$
9. Calcolare le potenze allocate $P_i = K'_{N_{can}} - \sigma_{w,i}^2 / |H_i|^2 \quad i = 0, \dots, N_{can} - 1$
10. Calcolare i bit allocati $C_i = 0.5 \cdot \log_2 \left(1 + P_i \sigma_{w,i}^2 / |H_i|^2 \right) \quad i = 0, \dots, N_{can} - 1$
11. Non utilizzare le portanti residue.

Grazie a tale algoritmo, si può quindi assicurare un rate molto vicino alla massima capacità di canale.

6.6.1 La modulazione DMT: adattamenti alla non stazionarietà del canale

Il canale in un sistema xDSL non è stazionario: esempi di cause frequenti che modificano le condizioni del canale nel tempo possono essere l'attivazione/disattivazione di una linea all'interno del cavo comune (nel qual caso si modifica il termine $S_w(f)$) o l'interferenza impulsiva generata da una improvvisa fonte di rumore. Nel paragrafo precedente abbiamo visto come, date le condizioni iniziali della linea (fase di *inizializzazione*), la modulazione DMT consenta di allocare sulle varie sottoportanti potenza e bit per ottenere la massima capacità di canale. Per far fronte alle variazioni temporali delle condizioni del canale, durante lo *showtime* (fase di normale linea attiva) viene effettuata periodicamente la misura del rapporto NSR sul canale di ritorno e viene quindi *adattata* la trasmissione alle variazioni del canale stesso.

Per capire meglio la modalità di adattamento, deve essere introdotto il concetto di *margin*. Il margine $\Gamma > 1$ è quella parte di SNR deliberatamente non usata per proteggere la linea da rumori impulsivi, dalle variazioni del canale non stazionario (*margin di rumore*) e dalle "perdite" rispetto al limite di Shannon dovute alle imperfezioni delle tecniche di codifica utilizzate nelle implementazioni pratiche.

Identificando con Γ il margine complessivo, la capacità effettivamente sfruttata in un canale con rumore ACGN può essere riscritta come:

$$c = \int_0^B \log_2 \left(1 + \frac{SNR}{\Gamma} \right) df = \int_0^B \log_2 \left(1 + \frac{S_x(f)}{S_w(f) \cdot \Gamma} \right) df \quad [\text{bit/s}]$$

Con il vincolo sulla potenza massima di segnale P , i fornitori del servizio DSL possono quindi decidere di operare, per la fase di *inizializzazione*, secondo due differenti modalità:

- i) A Velocità adattativa (in inglese rate-adaptive) in cui viene offerta la massima bitrate ottenibile fissato un certo margine
- ii) A Margine adattativo (in inglese margin-adaptive) in cui viene offerta una bitrate fissata giocando sul margine.

Attualmente gli operatori lavorano in modalità margine-adaptive, cioè garantiscono all'utente finale una bitrate fissata, il cui valore risulta tipicamente (molto) al di sotto della capacità massima fisicamente consentita. In tal modo la potenza disponibile risulta superiore a quella strettamente necessaria e la potenza in eccesso viene quindi allocata andando a costituire il valore del margine su di ogni sottoportante.

In entrambe le modalità, comunque, una volta fissato il bitrate del collegamento in fase di *inizializzazione*, tale bitrate viene mantenuto costante durante tutto il collegamento (*showtime*).

La Fig. 14 schematizza la modalità di allocazione dei bit sulle varie sottoportanti durante la fase di *inizializzazione*. La linea continua rappresenta il possibile valore di densità spettrale di potenza di segnale calcolata con il metodo del waterfilling (power allocation). A partire da tale valore, viene quindi calcolato il numero (discreto) massimo di bit/portante (rappresentati in giallo). Ipotizzando di lavorare in modalità margine-adaptive, cioè con bitrate fissata, la modulazione DMT ottiene il bitrate voluto andando ad utilizzare parte dei bit disponibili e lasciando gli altri come margine. Su di ogni sottoportante viene allocato un numero di bit (rappresentati in blu) pari al numero di

bit/portante massimi consentiti meno un valore di margine ritenuto pressoché costante. In questo modo durante la fase di showtime, il modem può far fronte alla non stazionarietà del canale.

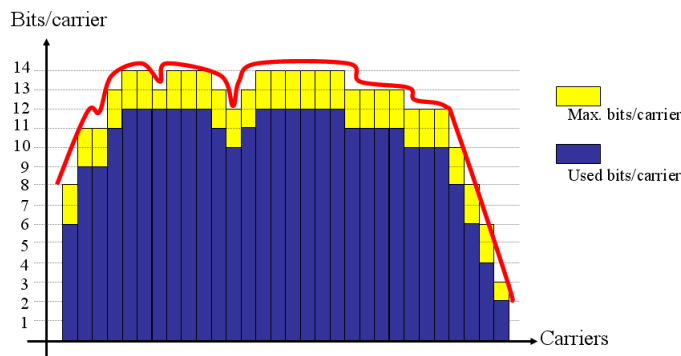


Fig. 14 Esempio di bitallocation durante la fase di inizializzazione.

Nel caso in cui si presenti un'improvvisa variazione delle condizioni del canale (i.e. varia $S_w(f)$ su alcune sottoportanti), grazie alla presenza dei bit di margine, il modem può continuare a garantire il bitrate fissato utilizzando la tecnica del "bitswapping". Tale tecnica è schematizzata in Fig. 15 dove si nota che il numero di bit totali prima e dopo l'interferenza impulsiva viene preservato andando a modificare il numero di bit/portante fra le varie portanti.

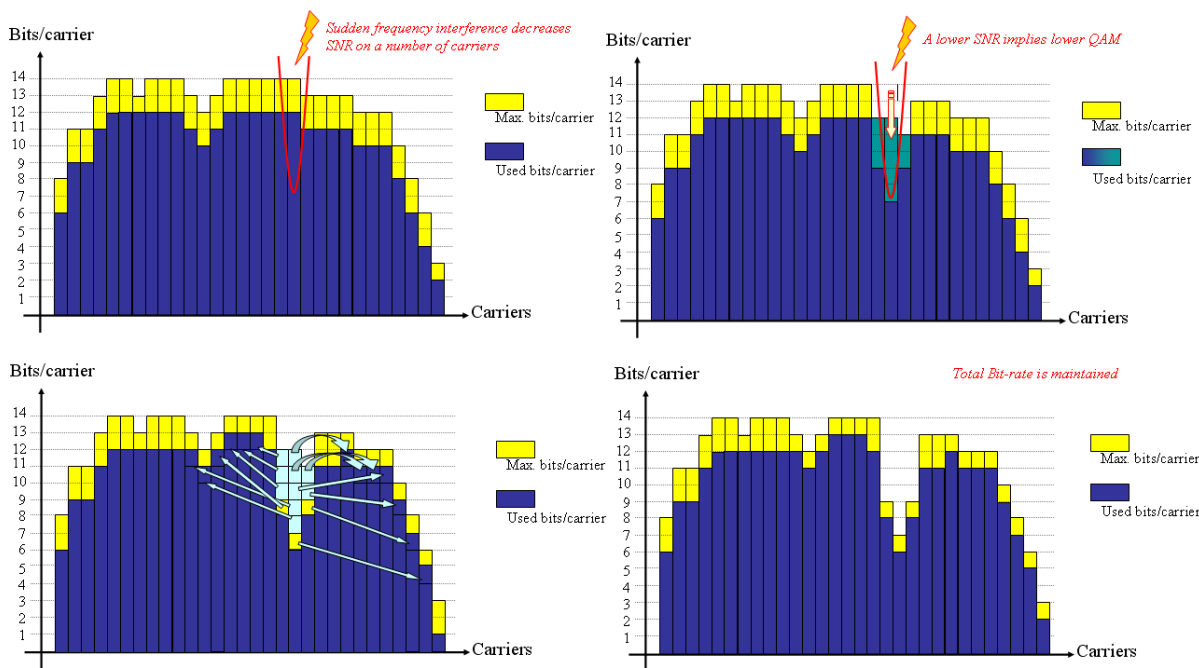


Fig. 15 Schematizzazione del bitswapping.

Nel caso in cui si presentino variazioni delle condizioni di canale tali da non essere compensate dalla tecnica del bitswapping, il modem è costretto a re-inizializzare la connessione.

6.7 Tecniche per aumentare le prestazioni in servizi DSL. La comunicazione multiutente.

Abbiamo visto che l'interferenza mutua fra linee che occupano lo stesso cavo è il fattore limitante dei servizi DSL, determinandone quindi capacità, copertura, nonché costi di servizio. Il calcolo della massimizzazione della capacità effettuato nel paragrafo 6.4.2, è stato condotto secondo la visione a *singolo utente*, in cui ci si concentra sulla massimizzazione delle prestazioni del singolo utente ritenendo fisse e note le componenti di rumore introdotte dagli altri utenti. Tipicamente per il dimensionamento di un servizio DSL a singolo utente, si ipotizza di lavorare nel worst case (caso peggiore), cioè nel caso in cui tutti gli utenti siano attivi, abbiano la stessa bitrate e abbiano la massima densità spettrale. In questo modo l'operatore è sempre in grado di fornire il servizio (i.e. la capacità) dichiarato, ma il sistema risulta spesso sotto utilizzato dal momento che le condizioni di worst case non rappresentano la normale operatività.

Con l'aumentare del numero di utenti richiedenti l'attivazione del servizio, e con l'esigenza di dover fornire bitrate e coperture sempre più elevate, da una parte sono stati creati nuovi standard, e dall'altra sono nate tecniche che consentano il miglioramento globale del sistema tramite la coordinazione fra linee appartenenti allo stesso cavo.

Tali tecniche vanno sotto il nome di DSM (Dynamic Spectrum Management) ed utilizzano i concetti di comunicazione *multi-utente* o MIMO, in cui la migliore strategia di trasmissione è quella che fornisce le prestazioni globali migliori del canale multi-utente. Infatti, sebbene un sistema DSL sia a singolo utente su ciascuna linea, la presenza del crosstalk crea effettivamente una matrice di canale, che rende il problema effettivamente di tipo MIMO, in cui spesso si ha che la migliore strategia globale non coincide con la miglior strategia associata a ciascun canale a singolo utente. In un tale contesto, risulta quindi importante il livello di coordinazione fra linee; all'aumentare del livello di coordinazione implementato si ottengono sistemi multi-utente sempre più complessi ma in grado di fornire prestazioni globali sempre più elevate. L'idea di base dello studio di un sistema DSL come sistema multi-utente è quindi quella di massimizzare la somma pesata dei bitrate andando ad agire sulla coordinazione fra le linee. Prendendo come riferimento un sistema con due utenti come mostrato in Fig. 16, si nota che la capacità sulla linea numero 1 può essere esplicitata in funzione della densità spettrale della linea 2:

$$c_1 = \int_0^B \log_2 \left(1 + \frac{SNR_1(f)}{\Gamma} \right) df = \int_0^B \log_2 \left(1 + \frac{|H_{11}(f)|^2 S_1(f)}{\Gamma (|H_{12}(f)|^2 S_2(f))} \right) df$$

e viceversa. Andando a massimizzare la capacità totale, si trova che essa è data da un insieme di coppie (c_1, c_2) che definiscono la cosiddetta "rate region" (regione dei rate ammissibili). Si nota che per massimizzare ogni singola c sarebbe necessario massimizzare la densità spettrale dell'utente e minimizzare quella dell'interferente. In particolare risulta evidente che pratiche come il margin-adaptive (in cui la potenza allocata in eccesso su di ogni singola sottoportante viene lasciata come margine, ma di fatto non è utilizzata) non fanno altro che aumentare la rumorosità del canale senza migliorare le prestazioni del sistema.

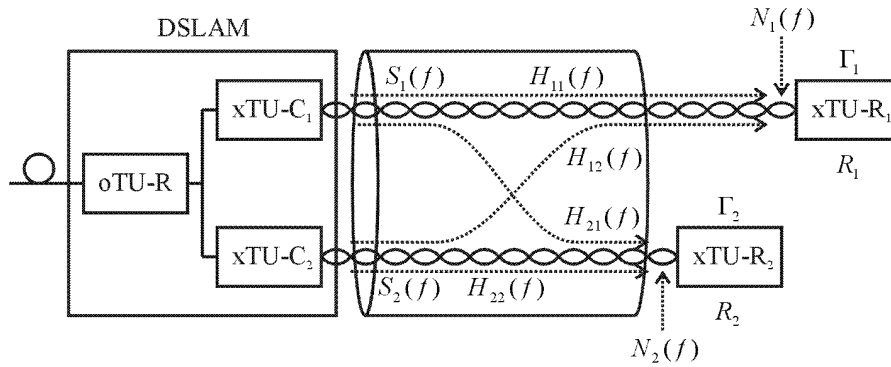


Fig. 16 Rappresentazione di un sistema a 2 utenti.

Una soluzione facilmente implementabile, con prestazioni vicine all'ottimo, è schematizzata per un sistema a due utenti, in Fig. 17. Fissati due data rate $(R_b^{(1)}, R_b^{(2)})$, denominati $(T^{(1)}, T^{(2)})$, appartenenti alla rate region, essi vengono raggiunti andando a minimizzare la potenza assegnata a ciascuno dei due utenti. Nel ciclo interno infatti, fissato il livello di potenza, ciascun utente effettua il waterfilling; successivamente nel ciclo esterno la potenza viene aumentata o diminuita a seconda che il bitrate ottenibile con il livello fissato di potenza sia maggiore o minore del target bitrate. Un tale algoritmo risolve quindi un problema di ottimizzazione del tipo:

Trovare

$$\begin{cases} P_k^{(1)} & (k = 0, \dots, N-1) \\ P_k^{(2)} & (k = 0, \dots, N-1) \end{cases}$$

t.c.

$$\begin{cases} \min P^{(1)} \\ \min P^{(2)} \end{cases}$$

con i vincoli

$$\begin{cases} P^{(i)} = \sum_{k=0}^{N-1} P_k^{(i)} \\ \Gamma \text{ fissato} \\ R_b^{(i)} = T^{(i)} \end{cases}$$

Il procedimento converge ad una soluzione che garantisce le target bitrate volute e soddisfa contemporaneamente la condizione di waterfilling per tutti gli utenti del sistema. In particolare, tale soluzione viene garantita con la minimizzazione della potenza utilizzata da entrambi gli utenti, fattore che garantisce la minimizzazione della interferenza all'interno del sistema.

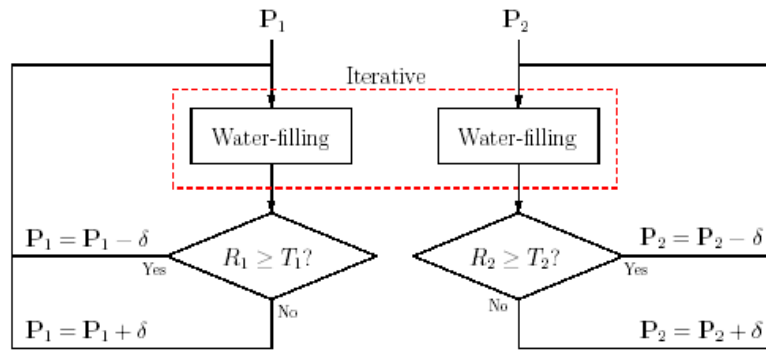


Fig. 17 Schema di principio dell'algoritmo di iterativ-waterfilling.

Un esempio del livello di densità spettrale in downstream ottenuto utilizzando la tecnica DSM su due linee di diversa lunghezza è rappresentata in Fig. 18. Partendo da un valore piatto di densità spettrale di potenza a -40 dBm/Hz (tipicamente utilizzato nei sistemi DSL con potenza fissa), si nota che utilizzando la tecnica DSM tale valore viene diminuito o aumentato in funzione della lunghezza delle linee. Si ottiene infatti che per linee corte è possibile raggiungere la target bitrate con una potenza inferiore ed, in particolare, la densità spettrale di potenza viene “spalmata” lungo tutte le sottobande disponibili. Nel caso di linee molto lunghe si ha invece che le prestazioni migliori si ottengono aumentando il livello di densità spettrale di potenza ed utilizzando solo la parte inferiore dello spettro downstream.

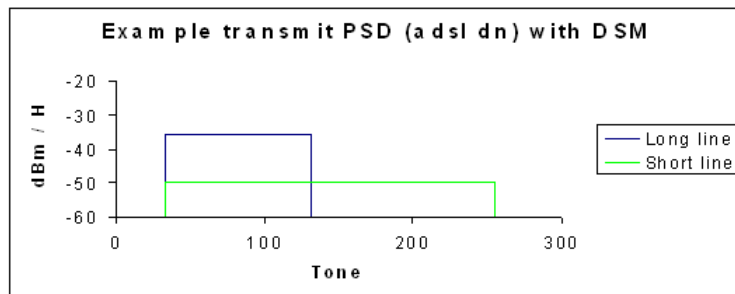


Fig. 18 Es. di densità spettrale di potenza ottenuta con DSM.