

LIMITI DI VELOCITÀ SULLE AUTOSTRADE DELL'INFORMAZIONE

La storia delle comunicazioni numeriche moderne è la storia dei tentativi di mettere in pratica quanto enunciato teoricamente da Shannon nel 1948, a cui si deve il calcolo dei limiti massimi di velocità a cui è possibile inviare informazioni in modo affidabile su un canale di trasmissione. Questo obiettivo ha stimolato i progettisti ad avvicinarsi sempre più a questi limiti, fino a raggiungerli nella pratica, solo pochi anni fa, per alcuni tipi di canale: nell'articolo si esaminerà l'itinerario seguito per avvicinarsi ai limiti teorici di Shannon.

1. PREMESSA

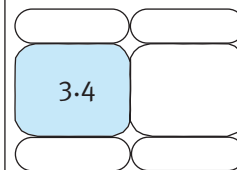
Grazie al genio di Claude E. Shannon (1916-2001), il 1948 fu per le telecomunicazioni l'anno della rivoluzione. In effetti, tale anno segnò un radicale mutamento nell'impostazione teorica dei relativi studi, sia per una precisa e chiara modellizzazione dei sistemi sia per i metodi matematici nell'analisi del funzionamento dei sistemi di comunicazione, temi affrontati in un famoso articolo dal titolo "A Mathematical Theory of Communication" pubblicato da Shannon sul *Bell System Technical Journal*.

La motivazione dell'articolo era pratica: come trasferire al meglio a un *utente informazioni* generate da una sorgente lontana nello spazio (è il problema classico della trasmissione a distanza) o nel tempo (immagazzinamento dell'informazione). Il trasferimento avviene grazie alla presenza di un *canale di comunicazione*, affetto da disturbi (chiamati genericamente *rumore*) che tendono ad alterare la qualità della trasmissione. Per impostare questo problema nel modo più appropriato, Shannon intuì che

avrebbe dovuto rifarsi a una definizione precisa di "informazione", concetto fino ad allora alquanto vago: in particolare, egli mise in luce che il *contenuto di informazione di un messaggio* non ha niente a che fare con la rappresentazione cui si è abituati, ma semplicemente con la quantità di simboli binari ("1" e "0") che sono sufficienti per trasmetterlo. A lui si deve anche l'introduzione della parola "*bit*" (contrazione di *binary digit*, o cifra binaria) per definire l'unità elementare di informazione: "1 bit" è per esempio il contenuto di informazione convogliato dal verificarsi, nel lancio di una moneta, dell'evento "testa" o "croce". Oggi, questo concetto è abbastanza familiare a tutti, come documenta la parola "bit" ormai entrata nell'uso comune, ma per l'epoca in cui fu introdotto esso rappresentò una radicale innovazione per un'intera generazione di ingegneri abituati a ragionare con riferimento alla natura specifica di ciascun tipo di informazione. La schematizzazione di un sistema completo di comunicazione secondo Shannon è illustrata nella figura 1.



Ezio Biglieri
Guido Vannucchi



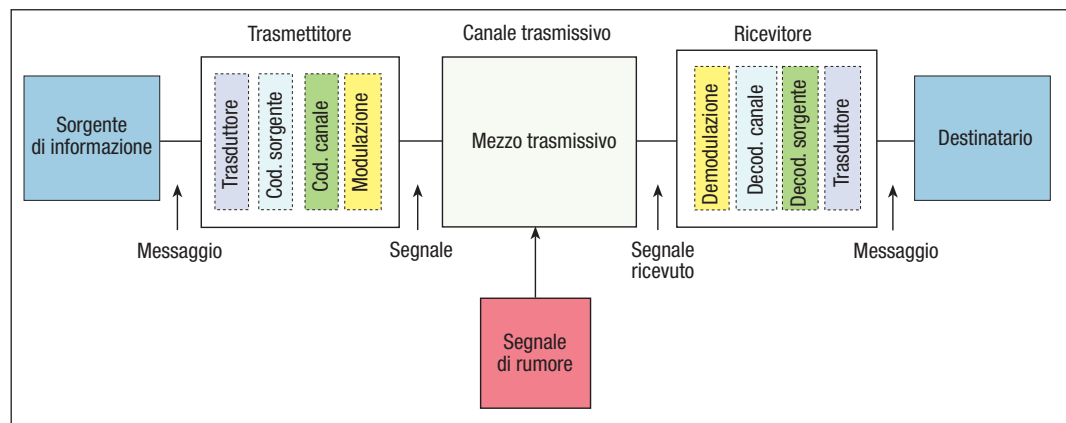


FIGURA 1
 Schema di un
 canale di
 comunicazione
 secondo Shannon

Nella figura 1 il *trasmettitore* include tutte le operazioni che servono a trasformare la sorgente primaria di informazione in un appropriato formato elettronico che possa alimentare il canale di trasmissione, ivi compresa l'eventuale eliminazione della ridondanza naturale del segnale elettrico che rappresenta la sorgente.

Il *trasduttore* trasforma la sorgente primaria in segnale elettronico. La riduzione di ridondanza (compressione) si può conseguire attraverso un'opportuna *codifica di sorgente*: per esempio, nel caso televisivo, essa è data dalla codifica MPEG, dopo la "cattura" elettronica dell'immagine reale, per ridurre l'occupazione spettrale nella diffusione televisiva, e, nel caso telefonico, dalla compressione della voce ad 8 kbit/s per la trasmissione su reti radiomobili cellulari. All'altro estremo, il *ricevitore* compie le funzioni inverse del trasmettitore, consentendo la restituzione dell'informazione originaria all'utente.

Per quanto la codifica di sorgente sia utilizzata ampiamente nei moderni sistemi di comunicazione per renderli più efficienti, essa è tuttavia estranea alle considerazioni di ottimizzazione illustrate in questo articolo, dedicato principalmente al miglioramento delle prestazioni ottenibili sul canale trasmissivo propriamente detto con riguardo al suo specifico segnale d'ingresso (anche se quest'ultimo ha già incluso altre ottimizzazioni).

Il *canale di trasmissione*, impiegato per convogliare l'informazione dal trasmettitore al ricevitore, è costituito dal particolare mezzo trasmissivo (coppia d'utente, fibra ottica, etere ecc.). Per adattare al canale di trasmissione l'informazione, all'uscita dal codifica-

tore di sorgente, si introducono il *codificatore di canale* e il *modulatore*. Il primo introduce una *ridondanza artificiale* all'informazione, allo scopo di proteggerla dagli effetti del rumore migliorando così le prestazioni qualitative del canale grazie al controllo, più o meno accurato, degli errori che il rumore può causare; il secondo trasforma l'informazione, generalmente rappresentata da una successione di simboli binari (i bit), in un segnale elettrico nella forma (una tensione o un'onda elettromagnetica ecc.) adatta al mezzo trasmissivo impiegato.

Naturalmente, sul fronte di uscita del canale di trasmissione, ossia al ricevitore, verranno compiute le operazioni inverse di demodulazione, decodifica di canale e decodifica di sorgente per ritrasformare il segnale d'ingresso in un flusso informativo che parli il linguaggio dell'utente.

Elemento essenziale della schematizzazione della figura 1 è la sorgente di *rumore*, che deteriora le prestazioni del canale di trasmissione. Il termine "rumore" è generico e caratterizza *tutti i tipi di disturbi* provocati sul mezzo trasmissivo dal rumore termico dei circuiti elettronici, dall'interferenza intersimbolo, dall'accoppiamento di altri sistemi trasmissivi vicini ecc. Per quanto riguarda il funzionamento del codificatore di canale, Shannon dimostrò che se un numero sufficiente di "bit ridondanti", cioè privi di un loro contenuto informativo, viene aggiunto al messaggio utile d'ingresso, è possibile proteggere integralmente l'informazione trasmessa dall'effetto dei disturbi sopra accennati. Per fare questo, Shannon definì matematicamente un parametro del canale, chiamato "*capacità*" (ter-



mine che nella sua definizione si identificava con il limite massimo di velocità trasmissibile sul canale) e dimostrò che per ogni velocità di trasmissione inferiore alla “capacità” esiste un codice che permette di ottenere una probabilità di errore arbitrariamente bassa e quindi può rendere la trasmissione sul canale perfettamente affidabile (teorema di Shannon). La “capacità” o velocità (bit-rate) massima del canale, espressa in bit al secondo, è ovviamente una funzione che dipende dalle caratteristiche (attenuazione, banda ecc.) del particolare mezzo trasmissivo impiegato, dalla potenza del segnale trasmesso e dalla natura e intensità del rumore che influenza il canale di trasmissione. Definita dagli addetti ai lavori come “limite di Shannon” di un canale di trasmissione, la capacità può essere calcolata per ogni specifico mezzo trasmissivo. Tuttavia, la dimostrazione del teorema non è costruttiva, nel senso che non spiega come costruire il codice che permette di raggiungere questo limite con perfetta affidabilità della trasmissione: per questo, i progettisti dei sistemi di comunicazione presero a scoprire codici a controllo di errore sempre più sofisticati, assicurando gradi via via crescenti di integrità dei dati trasmessi. Il progresso nel campo dei codici ha sfruttato con notevole profitto la progressiva diminuzione del costo realizzativo dei circuiti numerici, dovuto all’integrazione. Per molti anni dopo il 1948, pur avendo ben acquisiti i principi e le teorie introdotte nel famoso articolo, i sistemi di trasmissione progettati erano in grado di trasmettere ad una velocità effettiva così lontana dal “limite di Shannon” che tale confine fu considerato per molto tempo un’esercitazione puramente teorica, troppo lontana dalle prestazioni reali che un sistema trasmissivo era effettivamente in grado di realizzare. Scopo del presente articolo è essenzialmente quello di illustrare e richiamare l’attenzione su come - a seguito dell’introduzione di nuovi codici di canale e di nuove modulazioni, o di una combinazione di entrambi - sia stato possibile, in questi ultimi anni avvicinarsi in modo sostanziale a questo limite, confermando nella pratica realizzativa la fondamentale importanza delle profonde intuizioni e degli studi teorici di Shannon. Essenziali, a tale proposito, sono state anche le realizzazioni circuiti

tali rese possibili, in modo compatto ed economico, dai progressi dell’integrazione microelettronica.

2. IL PROGETTO DI UN SISTEMA DI TRASMISSIONE: EFFICIENZA DI BANDA ED EFFICIENZA DI POTENZA

Il problema centrale del progetto di un sistema di trasmissione numerica si può riassumere nei termini seguenti: in base agli obiettivi primari che ci si prefigge (per esempio, alta utilizzazione dello spettro di frequenza disponibile, ovvero ridotta potenza di trasmissione, o una opportuna combinazione delle due cose), trovare le tecniche che rappresentano il miglior compromesso tecnico-economico per comunicare messaggi in modo affidabile e veloce su un prefissato mezzo trasmissivo.

Il mezzo trasmissivo (impiegato con modalità bidirezionale o monodirezionale) può essere costituito da una grande varietà di portanti: doppino telefonico, radio punto-punto, cavo coassiale, fibra ottica, etere per collegamenti punto-punto o punto-multipunto (terrestri o satellitari) ecc..

Il canale di trasmissione include, come già detto, una quantità di disturbi che ne degradano le prestazioni di qualità: rumore termico, interferenza intersimbolica (causata dalla finitezza della banda di frequenza a disposizione), cammini multipli di propagazione, interferenza proveniente da altri utenti che condividono le medesime risorse trasmissive ecc..

Ai fini del progetto del sistema di comunicazione adottato, si tratta di usare nel modo più accorto possibile le risorse disponibili, ossia banda e potenza di trasmissione del segnale, in modo da raggiungere, al minore costo e senza eccessiva complessità, la desiderata velocità di trasmissione (bit-rate espressa in bit al secondo, o bit/s) e l’obiettivo imposto di qualità di servizio. Questa qualità di servizio è espressa tipicamente in termini di probabilità di errore (error rate), la quale a sua volta è una funzione decrescente del rapporto tra la potenza del segnale e la potenza di rumore (il rapporto segnale-rumore S/N) all’ingresso dei circuiti del ricevitore.

Va anche tenuto presente che, per determinati servizi, l'occupazione di una banda prefissata, o l'impossibilità di superare certi limiti di potenza, o una combinazione delle due, rappresenta un ben determinato vincolo di progetto di cui occorre tener conto. A tale proposito, a titolo di esempio, si ricordano alcuni tipici sistemi trasmissivi moderni e i relativi vincoli: per un sistema ADSL che opera su un portante a banda stretta quale il doppino d'utente, il massimo sfruttamento della banda è certamente prioritario rispetto agli altri parametri; per una trasmissione televisiva da satellite che impiega bande con ampio spettro, la limitazione di potenza diventa, al contrario, il vincolo prioritario per la difficoltà dei satelliti a erogare potenze trasmissive troppo elevate, in connessione con la necessità di non superare a terra un determinato diametro per le parabole; per un servizio radiomobile cellulare ambedue i parametri di ottimizzazione (banda stretta, bassa potenza) sono essenziali nel progetto, in quanto la banda di tali sistemi è una risorsa estremamente costosa, mentre la potenza massima utilizzabile nella trasmissione da un terminale mobile è chiaramente limitata dal peso del terminale, dalla necessità di avere batterie a lunga durata di carica e dall'opportunità di non fare generare campi elettromagnetici troppo intensi da un terminale telefonico usato a piccola distanza dal capo.

A pari qualità di servizio, si possono, pertanto, considerare due possibilità estreme:

a. un primo caso è quello in cui obiettivo prioritario è l'*efficienza spettrale* (o di banda): questa è definita come il rapporto R/B (espresso in *bit utili* al secondo per Hz di banda) tra la velocità R a cui intendo trasmettere il carico utile di informazione e la banda B occupata dal sistema;

b. il caso all'altro estremo è quello in cui obiettivo essenziale è l'*efficienza di potenza* per ridurre al minimo (a pari qualità) la potenza di trasmissione, anche a scapito di una ridotta occupazione spettrale. Il parametro che caratterizza l'efficienza di potenza di un sistema è definito come indicato nel seguito.

Per elevati rapporti segnale-rumore S/N , la probabilità di errore sul canale può essere

approssimata con buona precisione da una funzione decrescente del tipo:

$$Pe = f(\gamma E_b/N_0) \quad (1)$$

il cui argomento è proporzionale al rapporto segnale/rumore, definito qui come il rapporto tra l'energia E_b necessaria a trasmettere un bit di informazione e la densità spettrale (unilatera) di potenza N_0 dei disturbi ("rumore" di potenza N) che si aggiungono al segnale utile ($N_0 = N/B$). Il fattore di proporzionalità, indicato con γ - che esprime l'efficienza con cui lo schema di trasmissione utilizza l'energia a disposizione per assegnare una certa probabilità di errore - è appunto il parametro che si definisce efficienza di potenza. Tanto maggiore è γ , tanto minore è la potenza di segnale richiesta per consentire la stessa probabilità di errore.

In un *regime limitato in banda*, il compito di incrementare l'efficienza spettrale spetta all'impiego di *modulazioni multilivello*, le quali, per una varietà di mezzi trasmissivi, si prestano bene a risolvere il problema del risparmio di banda. In tale regime, se vengono usati codici a controllo di errore, questi devono essere a bassa ridondanza (e, quindi, non particolarmente efficaci nel miglioramento delle prestazioni) perché il loro utilizzo non deve aumentare in modo considerevole la velocità di trasmissione, e di conseguenza la banda.

Al contrario, nel caso di *sistemi limitati in potenza*, i criteri di progetto suggeriscono l'utilizzo di potenti *codici a controllo di errore*, il cui obiettivo è incrementare l'efficienza nell'uso della potenza. I bit ridondanti che devono essere trasmessi costringono a incrementare la velocità di trasmissione, quindi costringono a un'espansione della banda necessaria (il che non costituisce un grave problema se il sistema non ha pesanti limiti di utilizzo dello spettro). In compenso, essi consentono un risparmio di potenza (o, se si preferisce, la necessità di un minore rapporto S/N in ricezione) in quanto permettono di ottenere un miglioramento della qualità di trasmissione senza un corrispettivo incremento della potenza trasmessa.

In termini qualitativi, si dice che si lavora in un regime "*limitato in banda*" se i vincoli del progetto forzano a operare con un'efficienza



spettrale significativamente maggiore di 1, e in un regime "limitato in potenza" se avviene l'opposto.

Nel caso più generale, ossia quando può essere utile mirare ad ambedue gli obiettivi, occorre perseguire il miglior compromesso, compatibilmente con i vincoli di progetto, sempre tenendo presente che, per garantire la qualità di servizio richiesta, un aumento di efficienza spettrale si ottiene a prezzo di un corrispondente decremento dell'efficienza di potenza. Viceversa, un aumento di efficienza di potenza richiede una diminuzione di efficienza spettrale, per la necessità di aumentare la ridondanza richiesta da codici più complessi. In queste situazioni, l'abbinare in cascata *codifica e modulazione* con opportuni parametri può aumentare l'efficienza sia di potenza che di banda per meglio raggiungere il compromesso desiderato. Questa soluzione verrà esaminata nel seguito.

3. IL CONTRIBUTO DI SHANNON E L'EVOLUZIONE DEGLI STUDI SU MODULAZIONI E CODICI

Una delle novità del più volte citato lavoro di Shannon consiste nell'osservazione che il compromesso fondamentale del progetto di un sistema di trasmissione numerica non si fonda soltanto nello *scambio tra i due parametri di potenza e banda*, descritti precedentemente. Questo si era creduto fino al 1948: ma il lavoro di Shannon introdusse un terzo parametro, costituito dal *ritardo* causato dalla presenza di un codice potente, quindi dotato di numerosi bit ridondanti e dunque *lungo*. In effetti, per rendere arbitrariamente piccola la probabilità di errori in trasmissione quando si trasmetta a velocità prossime alla "capacità", occorre accettare un codice complesso e, dunque, un ritardo nel trasferimento dell'informazione che aumenta a mano a mano che ci si avvicina alla "capacità".

In situazioni particolari di rumore, quali ad esempio quelle che si verificano sui canali radio-mobili, è anche possibile facilitare i compiti dei normali codici correttori attraverso la tecnica del cosiddetto *interlacciamento temporale (time interleaving)* che permette che errori che avverrebbero in bit contigui (per esempio, a causa di rumori a

struttura impulsiva) siano viceversa distribuiti nel tempo a opportune distanze. In tal modo, un rumore impulsivo torna ad essere assimilabile a un rumore totalmente casuale e può essere tenuto sotto controllo più facilmente. L'interlacciamento temporale è ormai comunemente associato ai normali codici: esso opera senza introdurre ulteriore ridondanza, ma la sua funzione viene attuata a spese di un ritardo nella trasmissione del messaggio che si aggiunge a quella creata dalla ridondanza del normale codice di canale. Per un sistema di trasmissione, le scelte di uno schema di modulazione e codifica sono fortemente influenzate dal tipo di canale. Come si è detto, a partire dal 1948, gli ingegneri di telecomunicazioni si sono sforzati di sviluppare sistemi di modulazione e codifica realizzabili nella pratica, ma sempre con l'intento di avvicinare al meglio le prestazioni ideali, ossia il "limite di Shannon". Nonostante una robusta dose di pessimismo, che permeava l'ambiente soprattutto nei primi anni (si riteneva, infatti, che i codici "ottimi" fossero talmente complicati da risultare assolutamente irrealizzabili in pratica), il problema fu progressivamente risolto a partire da una decina di anni fa, almeno per un canale particolare (ma importante), il cosiddetto *canale gaussiano lineare* in cui la distribuzione statistica dei disturbi si identifica con quella del rumore termico.

Il canale trasmissivo gaussiano propriamente detto, esclusivamente caratterizzato - oltre che da una banda e un'attenuazione nota - dall'aggiunta di rumore termico, è stato il primo ad essere studiato e il primo a sollecitare studi sul modo di raggiungerne la capacità. Nei suoi lavori, Shannon ha dimostrato la celebre formula che individua appunto, in tale situazione, il "limite" di capacità di un canale di trasmissione dato da:

$$C = B \log (1 + S/N) \quad (2)$$

In essa, il logaritmo è calcolato in base 2 e C rappresenta il massimo numero di bit al secondo trasmissibile in modo affidabile nel canale considerato. La capacità dipende, pertanto, dalla banda B che il canale è in grado di mettere a disposizione e dal rapporto S/N tra potenza del segnale e potenza del rumore

in ricezione. Una volta che questi parametri siano determinati, il teorema di Shannon afferma anche, in aggiunta a quanto detto nel paragrafo 1, che è impossibile, anche con l'utilizzo di codici comunque complessi, trasmettere in modo affidabile a una velocità superiore a C .

L'efficienza spettrale C/B del canale in corrispondenza del limite di Shannon è facilmente deducibile dalla stessa formula (2).

Si noti, inoltre, che, nella (2), la banda B compare anche nella valutazione del rumore N espresso da:

$$N = N_0 B \quad (3)$$

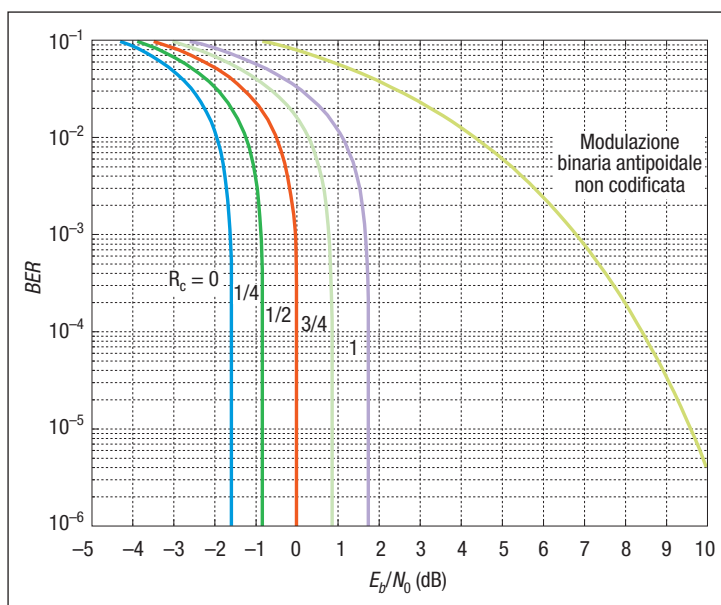
essendo N_0 è la densità spettrale (unilatera) di potenza del rumore. Per un sistema di trasmissione a banda ipoteticamente infinita, è pertanto possibile definire ancora il limite di Shannon come limite per B che tende all'infinito dell'espressione (2), limite dato da:

$$C = (1/\ln 2) (S/N_0) \quad (4)$$

FIGURA 2 Miglioramento teorico (con decodifica soft) di efficienza di potenza, a diverse probabilità di errore

Questa espressione esprime la velocità massima raggiungibile su un canale gaussiano in cui non vengano imposti limiti alla larghezza di banda utilizzabile.

Una esemplificazione del miglioramento di efficienza di potenza che l'uso di codici correttori può comportare è evidenziata nella Figura 2 per un canale affetto solo da rumore termico.



Nel diagramma il parametro R_c (detto *tasso di ridondanza del codice*) rappresenta la frazione di bit utili rispetto al numero totale di bit trasmessi; l'ordinata è la probabilità di errore (*Bit Error Rate, BER*) che non può essere superata, mentre l'ascissa riporta il rapporto segnale/rumore E_b/N_0 formula (1), espresso in decibel (dB). Codici più potenti hanno un tasso minore, e dunque richiedono una maggiore larghezza di banda per la trasmissione. Al limite, un codice potentissimo trasmette una frazione trascurabile di bit utili, e dunque il suo tasso tende a zero: le prestazioni in queste condizioni (curva con $R_c = 0$) rappresentano una specie di "limite termodinamico" alle possibilità di trasmettere su un dato canale e designano quindi il "limite assoluto di Shannon", definito capacità del canale, ossia senza vincoli di efficienza spettrale e di tasso di ridondanza del codice. Si può, in senso estensivo, definire limiti di Shannon anche quelli sotto il vincolo di una determinata efficienza spettrale dati dalle varie curve di figura 2 per differenti R_c .

Per esempio, usando una modulazione binaria antipodale (cioè formata da due segnali di forma uguale ma in opposizione di fase: per esempio, un PSK binario) non codificata, per ottenere una probabilità di errore sul bit di 10^{-5} servono circa 9,6 dB di rapporto segnale/rumore. Viceversa, introducendo un codice con tasso di ridondanza R_c pari a $1/2$, la figura mostra che è sufficiente un rapporto S/N di 0 dB. In tal caso, i 9,6 dB costituiscono la distanza tra il sistema senza codici e il sistema con il migliore codice possibile a tasso $1/2$, distanza che le realizzazioni dei vari codici hanno progressivamente diminuito, avvicinandosi sempre di più al corrispondente valore teorico per tale tasso.

Il teorema di Shannon assume implicitamente che sul canale venga trasmesso un segnale la cui struttura è ottimale: nel caso del canale gaussiano, il segnale ottimo ha ampiezze che sono variabili casuali gaussiane. Nella pratica, verranno usati segnali (in termini tecnici, "schemi di modulazione") con un numero limitato di livelli. Nel campo delle modulazioni, le evoluzioni più significative si sono avute con l'incremento progressivo del numero dei livelli, il che permette di migliorare l'efficienza spettrale, a scapito del rapporto



S/N necessario per un'assegnata probabilità di errore (Figura 3). Tali modulazioni, nella pratica degli ultimi anni, sono sempre associate a codici a controllo di errore, i quali permettono di avvicinarsi al limite di Shannon anche nei sistemi in cui prevale maggiormente l'esigenza di efficienza spettrale. La figura 3 descrive questo fatto illustrando i limiti che si possono teoricamente raggiungere *per una data efficienza spettrale R/B e un dato rapporto segnale/rumore E_b/N_0* : qui, la curva indicata "limite di Shannon" descrive il *compromesso ottimale tra efficienza in banda e rapporto segnale/rumore*, nel senso che nessun sistema consente di operare alla sua sinistra se viene richiesta una bassa probabilità di errore. Tale curva però prevede l'utilizzo di una struttura di segnali ottimale; ora, nella pratica, verranno usate costellazioni di segnali a struttura semplice (2PSK, 4PSK ecc.), le cui prestazioni si discostano da quelle ottimali come descritto nella figura 3 (per esempio, usando un 4PSK non si potrà mai superare $R/B = 2$, qualunque sia il rapporto segnale/rumore). Dunque, il limite di Shannon può essere utilizzato (come si farà nelle Figure 4 e 5), non come limite assoluto, ma per descrivere le prestazioni ottimali di un sistema *vincolato* a utilizzare una determinata costellazione con un determinato tasso di codice (e, dunque, una determinata efficienza spettrale).

Per esempio, se si intende usare un codice con $R_c = 1/2$ e una modulazione 2PSK, il relativo limite di Shannon, in questo caso, sarà ottenuto dalla curva rossa di figura 2 come pari a circa 0 dB. Se si intende usare codici correttori a bassa ridondanza (R_c poco inferiore ad uno come avviene in varie applicazioni) al fine di aumentare l'efficienza spettrale, in tal caso, per sistemi binari, il relativo limite di Shannon è attorno a 1,5 dB.

Soltanto all'inizio degli anni '80 (anche se a livello teorico) l'introduzione del concetto di *riunificazione delle funzioni di codifica e modulazione* ha permesso un notevole miglioramento di efficacia dei codici. La teoria di quelli che venivano chiamati (e vengono chiamati ancora oggi, con una terminologia un po' obsoleta) "codici a correzione di errore" era stata motivata dall'idea di migliorare le prestazioni di un *modem* usando bit sup-

plementari per compensare (e cioè correggere) gli errori introdotti dal demodulatore nella fase di decisione a causa di un insufficiente rapporto S/N . In questo contesto, il demodulatore prende una decisione su ognuno dei segnali che gli viene presentato, e passa il risultato della sua decisione al decodificatore di canale. Quest'ultimo utilizza la struttura del codice adottato per tentare di correggere gli eventuali errori commessi nelle decisioni prese dal demodulatore. Questo procedimento, detto di "decodifica algebrica", non è ottimale, perché per ogni decisione presa dal demodulatore questo scarta una parte dell'informazione, che potrebbe ancora essere utilizzata per la decodifica e uno degli insegnamenti fondamentali della teoria della comunicazione è che non bisogna mai scartare dell'informazione che potrebbe ancora essere utilizzata nel prendere la decisione finale.

Il salto concettuale consiste nell'amalgamare modulazione e codifica, discipline che fino agli anni '80 si erano evolute indipendentemente. In una visione integrata di modulazione e codifica, il demodulatore non commette errori che il decodificatore poi deve preoccuparsi di correggere, ma genera "decisioni

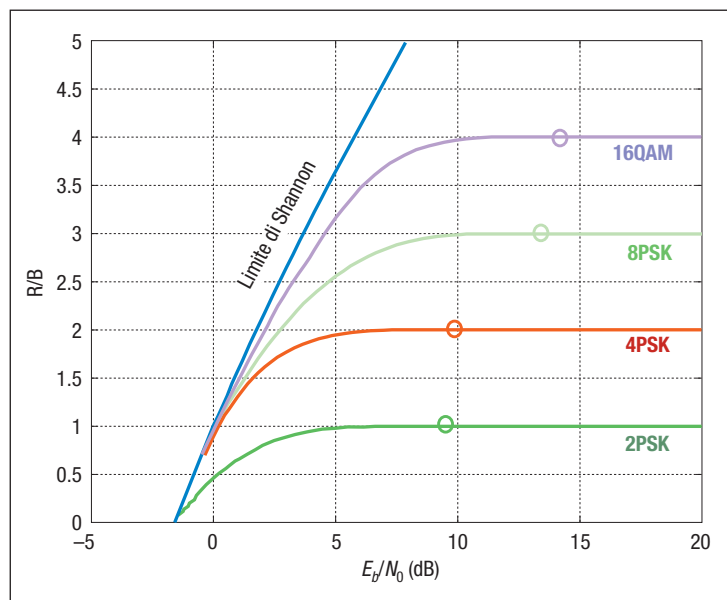


FIGURA 3

Efficienza spettrale R/B di informazione utile, in funzione del rapporto segnale-
rumore E_b/N_0 per diverse modulazioni binarie e multilivello in assenza di
codifica a controllo di errore (i cerchietti sulle curve della figura corrispondono
ai punti con probabilità di errore di 10^{-5})

provvisorie” (indicate nel gergo come decisioni “soft”) che non scartano alcuna informazione rilevante e che vengono utilizzate dal decodificatore per una decisione ottima. Questa decodifica soft può dare un miglioramento considerevole delle prestazioni: si suole affermare, con qualche approssimazione, che il miglioramento consentito è dell’ordine di 2 dB. Questa sinergia tra il demodulatore e il decodificatore fa sì che sia più appropriato parlare di codici a *controllo di errore* piuttosto che di codici a *correzione di errore*. In questi casi, si dice anche che la codifica avviene nello spazio dei segnali.

La soluzione di combinare modulazione e codifica (generando così le cosiddette modulazioni codificate a traliccio, *Trellis Coded Modulation* (TCM), introdotte da Gottfried Ungerboeck, allora all’IBM di Zurigo, prendeva così il sopravvento nell’utilizzo delle modulazioni multivello. Per ottenere valori sempre più alti di efficienza spettrale venivano utilizzati segnali via via più sofisticati quali le modulazioni di ampiezza e fase (QAM) con elevato numero di livelli (Figura 3), ovvero costellazioni “a reticolo”, o ancora sistemi di modulazione opportunamente studiati per canali con forti limitazioni di banda (modulazioni a fase continua, *Continuous Phase Modulation*, CPM). La richiesta di elevate efficienze in potenza veniva soddisfatta usando codici potenti: ma ora la ridondanza necessaria al controllo di errore veniva fornita, anziché da un incremento della banda, da un incremento del numero di livelli di segnale utilizzati per la trasmissione. Per esempio, se con un PSK binario è possibile trasmettere un bit al simbolo, usando un PSK quaternario ogni simbolo porta 2 bit: dunque si può usare uno di questi bit per portare informazione utile, e l’altro per la protezione dagli errori. L’introduzione del TCM, avvenuta all’inizio degli anni ’80, chiarì, una volta per tutte, che la separazione di modulazione e codifica era dannosa all’efficienza del sistema, e che la migliore soluzione di progetto doveva consistere in un’integrazione delle due funzioni. Il TCM consente di ottenere guadagni di codifica senza un’espansione della banda. La figura 3 mostra, tra l’altro, il miglioramento di prestazioni ottenibile, nelle modulazioni multivello, con integrazione TCM che porta ad

avvicinarsi a poco più di 1.5 dal limite di Shannon. Un’ultima considerazione di carattere generale. L’uso del teorema di Shannon presuppone che, per una desiderata efficienza spettrale, il progettista sia libero di scegliere lo schema di modulazione che dia le prestazioni migliori. È importante, tuttavia, osservare che nei sistemi di comunicazione reali nascono considerazioni pratiche che spesso vincolano la scelta della modulazione. Per esempio, i trasmettitori radio che usano amplificatori di potenza non lineari sono agevolati nel loro compito se i segnali che vengono trasmessi hanno inviluppo costante, quali ad esempio quelli forniti dalle modulazioni PSK o dalla modulazione di fase continua. Se si deve operare in un ambiente radio in cui numerosi utenti condividono lo spettro, oltre ad avere elevata efficienza spettrale lo schema di modulazione deve anche essere robusto all’interferenza co-canale e, quindi, avere uno spettro compatto, con un lobo principale stretto e lobi secondari che si affievoliscono rapidamente quando la frequenza si discosta da quella della portante. Inoltre, per la trasmissione di dati sulla linea telefonica, le limitazioni di banda costringono all’uso di schemi di modulazione a molti livelli: questi impiegano una combinazione di modulazione di ampiezza e di fase, e permettono di raggiungere elevate velocità di trasmissione. Altre famiglie di modulazioni affrontano problematiche specifiche dei canali di trasmissione, quali ad esempio la presenza di disturbi concentrati su una porzione della banda disponibile e in continuo spostamento su di essa (è il caso dei raggi riflessi, dei cammini multipli e della diafonia). Per la sua importanza vale la pena, a tale proposito, citare la modulazione OFDM - impiegata nelle applicazioni dei sistemi digitali radio e televisivi di diffusione terrestre - e quella DMT, da essa derivata, adottata nei sistemi ADSL di cui si darà un ampio cenno nel seguito.

Va osservato che nella figura 3 l’efficienza spettrale in corrispondenza del “limite di Shannon” è riportata per un canale gaussiano e descrive il miglior compromesso fra potenza (in ascissa il rapporto E_b/N_0) ed efficienza spettrale (in ordinata il rapporto R/B) ottenibile usando una modulazione ideale. Il limite in questione definisce pertanto il mini-



mo S/N necessario per ottenere una prefissata efficienza spettrale. Tutte le altre curve della figura fanno riferimento ai valori ottenibili per un prefissato sistema di modulazione. Si noti, per esempio, che con una modulazione a 4 livelli ($4PSK$) la massima efficienza spettrale ottenibile (per un rapporto teorico E_b/N_0 teoricamente infinito) è di 2 bit/s/Hz. I cerchietti (o) su ogni curva indicano il punto in cui la probabilità di errore sul bit (BER) di un sistema senza codifica vale 10^{-5} (per esempio, usando un PSK quaternario $4PSK$ senza codifica, sono necessari 9,6 dB di rapporto E_b/N_0 per ottenere $BER = 10^{-5}$). La stessa efficienza spettrale $R/B = 2$ si può ottenere con un codice a controllo di errore ottimale per un rapporto E_b/N_0 di 1,8 dB: dunque l'utilizzo di un codice "opportuno" permette potenzialmente una trasmissione, a pari tasso di errore di 10^{-5} , con un risparmio di potenza di 7,8 dB (il cosiddetto *guadagno di codifica*).

4. METTERE IN PRATICA IL TEOREMA DI SHANNON NEI SISTEMI REALI

4.1. Generalità

Nel campo di cui si sta parlando, occorre sempre essere molto accorti a distinguere tra studi teorici di nuovi codici e realizzazioni pratiche: infatti, anche se l'integrazione ha dimostrato di consentire complessità assai alte, possono intercorrere molti anni tra uno studio teorico (o addirittura una dimostrazione di fattibilità) e l'uscita di un dispositivo per il mercato (è questo, ad esempio, il caso dell'ADSL, in cui sono occorsi più di dieci anni per realizzare i relativi dispositivi).

Nel campo dello studio teorico, i primi lavori sui codici sono stati soprattutto dedicati a sistemi limitati in potenza. In questo ambito, codici combinati con un sistema di modulazione binario possono risultare adeguati. Fin dagli anni '60 era noto che, usando codici convoluzionali accoppiati a un metodo di decodifica detto "sequenziale", si poteva avvicinare il limite di Shannon fino a circa 3 dB. In questo periodo, molti ritenevano che non si potesse fare meglio di così, a meno di non incappare in complessità inaccettabili nel decodificatore, e che, quindi, il problema di raggiungere la capacità fosse "sostanzialmente" risolto.

Tra le famiglie di codici che godevano di una vasta popolarità teorica grazie alla loro elegante struttura algebrica, un ruolo particolarmente importante ebbero i codici di Reed-Solomon, grazie a due importanti applicazioni. La prima nacque negli anni '80, quando si osservò come la concatenazione di un codice di Reed-Solomon con un codice convoluzionale desse le migliori prestazioni note, quantunque al prezzo di una complessità notevole: alla probabilità di errore di 10^{-5} questo sistema si discostava dal limite di Shannon di circa 2,3 dB. Questi risultati furono fondamentali per le applicazioni pratiche sui satelliti di televisione numerica per le trasmissioni iniziate dopo la metà degli anni '90. La seconda (l'impiego nei lettori semiprofessionali di *Compact Disc*) dimostrò che la complessità di questi codici, prima ritenuta troppo elevata, poteva, in realtà, essere tollerata quando una spinta prettamente commerciale ne promosse la spinta realizzativa per le interessanti quantità in gioco. Tra le ulteriori applicazioni professionali dei codici nel campo delle telecomunicazioni, un'importanza particolare ebbe il progetto dei sistemi per fibra ottica sottomarina, a causa della estrema lunghezza delle tratte e, quindi, della necessità di ridurre la potenza necessaria per l'assegnata qualità di servizio.

Un nuovo, spettacolare impulso alla teoria dei codici venne negli anni '90, quando si dimostrò che il limite di Shannon poteva veramente essere raggiunto: i "turbo codici", inventati in Francia da Claude Berrou e Alain Glavieux e presentati per la prima volta alla comunità scientifica in un congresso a Ginevra nel 1993, avvicinano il limite di Shannon fino a una frazione di dB. In particolare, i turbo codici hanno eccellenti prestazioni per probabilità di errore non migliori di 10^{-4} o 10^{-5} . Per probabilità di errore inferiori la loro qualità è meno buona. Inoltre, a causa della loro complessità di decodifica la presenza di un turbo codice causa un notevole ritardo, il che può limitare il campo della loro applicabilità a sistemi in cui i ritardi di elaborazione non siano particolarmente dannosi (televisione, trasmissione di dati ecc.).

L'invenzione dei turbo codici convinse anche i più scettici sulla possibilità pratica di avvicinarsi alla capacità di un canale di trasmis-

sione: sono state, quindi, riprese vecchie idee e riesaminate alla luce di questi nuovi risultati. La piú interessante di queste riesumazioni è stata indubbiamente quella relativa ai codici con bassa densità di controlli di parità (*Low-Density Parity-Check Codes*, codici LDPC), studiati da Robert Gallager al MIT (*Massachusetts Institute of Technology*) intorno al 1960, ma le cui prestazioni effettive non si potevano esaminare a quel tempo per mancanza di mezzi di calcolo sufficientemente potenti. Un'analisi accurata degli LDPC ha dimostrato che essi sono almeno altrettanto potenti dei turbo codici. Lo stato attuale della ricerca genera codici LDPC che si scostano dal limite di Shannon di 4 centesimi di dB! Ovviamente, ambedue gli aspetti, teorici e realizzativi, sono molto importanti. Negli esempi successivi, si intende dare una breve rassegna di vari sistemi - e della relativa storia di avvicinamento al limite di Shannon - solo con riferimento a effettive realizzazioni di carattere industriale.

4.2. Sistemi su canale telefonico analogico

Una storia di successo per quanto riguarda la ricerca delle strade per avvicinarsi al limite di Shannon riguarda il canale telefonico analogico, o, piú precisamente, il mezzo trasmissivo costituito dalla linea telefonica commutata. Questo mezzo era stato progettato per la trasmissione della voce, ma la

necessità di trasmettere dati, aggiunta al fatto che la rete telefonica è estremamente capillare, stimolarono una intensa attività di ricerca dedicata alla trasmissione di dati su questo mezzo. La rete telefonica convenzionale utilizza una banda di circa 3000 Hz. La capacità teorica del canale telefonico si può calcolare, scoprendo che essa è, per un rapporto *S/N* di 33 dB (considerato tipico) di circa 36 kbit al secondo. L'utilizzo di tecniche di codifica e modulazione congiunta portarono, dopo circa 30 anni di sviluppo e ricerca sui modem, a raggiungere essenzialmente la capacità grazie allo standard V.34 bis. I primi modem per linea telefonica commutata potevano trasmettere dati alla velocità di 300 bit/s, secondo uno standard chiamato Bell 103.

Alcuni standard per i modem operanti sulle linee telefoniche sono indicate con una "V" seguita da un numero che ne descrive velocità e altre caratteristiche (Tabella 1). Per esempio, i modem V32 bis trasmettono fino a 14.4 kbit/s, i V34 fino a 28.8 kbit/s. È importante notare che, nella pratica, la possibilità di superare con affidabilità i 2400 bit/s sulle linee commutate, si rese possibile solo dopo l'introduzione della commutazione elettronica: infatti, la commutazione telefonica elettromeccanica introduceva disturbi impulsivi che ostacolavano velocità superiori.

Raggiunta sostanzialmente la capacità del canale telefonico, si osservò che era possibile fare ancora meglio. Infatti, la vecchia "telefonia analogica" è stata oggi soppiantata da un nuovo sistema in cui il segnale telefonico viene trasmesso, con tecniche PCM, in forma numerica. Il canale numerico così generato può allora essere usato direttamente per la trasmissione di dati, evitando di trasformare questi ultimi in un segnale analogico per fare loro attraversare un canale progettato, invece, per la voce. Questa idea ha permesso di progettare modem che operano a 56 kbit/s (standard V.90).

4.3. Sistemi su doppino di utente

Raggiunto l'obiettivo di cui si è parlato nel precedente paragrafo, l'attenzione si fissò al supporto fisico (il doppino telefonico, cioè la coppia di fili di rame intrecciati per l'accesso

Velocità di trasmissione	Standard
300 baud	Bell 103
300 baud	V.21
1,200 bit/s	Bell 212A
1,200 bit/s	V.22
1.2 or 2.4 kbit/s	V.22bis
4.8, 7.2 o 9.6 kbit/s	V.29
9,600 bit/s	V.32
14,400 bit/s	V.32 bis
28,800 bit/s	V.34
36,000 bit/s	V.34 bis
56,000 bit/s	V.90

TABELLA 1
L'evoluzione dei modem dati in banda vocale



all'utente domestico) che porta il segnale telefonico dal terminale di utente alla centrale di commutazione. Poiché questo è un canale la cui capacità è ben maggiore di 56 kbit/s, venne naturale tentare la sua utilizzazione per trasmettervi dati a più alte velocità.

Un effetto che limita la banda e la potenza del segnale che transita sul doppino, e dunque la sua capacità, è la forte attenuazione cui è sottoposto il segnale nel suo tragitto lungo la linea, con le alte frequenze affette maggiormente. Si possono, quindi, ottenere capacità più elevate se le linee sono corte. Joseph W. Lechleider, un ingegnere della Bellcore (oggi Telcordia) nel 1980 propose di usare una linea telefonica ordinaria come canale a elevata larghezza di banda, sul breve tragitto che separa l'utente dalla centrale telefonica. Questa tecnica di trasmissione fu chiamata "linea numerica di utente" (*Digital Subscriber Line*, DSL). Nei primi anni '90 alcune ditte svilupparono sistemi (noti come HDSL, con "H" che sta per *High-Bit-Rate*) che potevano trasmettere quasi 800 kbit/s a una distanza di 4 km. Contemporaneamente allo sviluppo dell'HDSL, John Cioffi dell'Università Stanford dimostrò agli inizi degli anni '90 una tecnica di codifica del segnale chiamata *Discrete Multitone*, usandola per trasmettere più di 8 Mbit/s su una coppia telefonica lunga oltre 1,6 km. Questa tecnica suddivide la banda totale di 1 MHz in 256 sottocanali di circa 4 kHz ciascuno. In sostanza, vengono creati 256 modem virtuali sulla stessa linea.

Originariamente, l'approccio di Cioffi era pensato per inviare segnali video sulle linee telefoniche. Poiché questa applicazione si affida principalmente a una trasmissione unidirezionale, la maggioranza dei sottocanali erano dedicati al segnale che transita verso l'utente, che portava circa 6 Mbit/s, con circa 0,6 Mbit/s disponibili nella direzione opposta. Questa forma di DSL asimmetrica, nota come ADSL¹ è ora uno standard mondiale. Quantunque l'applicazione ai segnali video non abbia dato frutti, la trasmissione asimmetrica si è verificata estrema-

mente utile per le applicazioni collegate a Internet, dove il flusso di dati dal singolo utente verso la periferia è molto inferiore al flusso entrante. ADSL viene installata nelle reti telefoniche per accesso a Internet *always on*, operando tipicamente a velocità di centinaia di kbit/s o superiori su linee telefoniche lunghe oltre 5 km. Poiché i dati possono usare canali che operano sopra le frequenze vocali, un unico terminale può trasmettere simultaneamente sia la voce che i dati ad alta velocità.

La modulazione DMT rappresenta un ottimo esempio di incremento di efficienza spettrale per un particolare canale di trasmissione che va protetto da vari tipi di disturbi; inoltre, l'intero sistema è un modello esemplare di combinazione tra modulazione e codici correttori (a tal proposito si veda il riquadro a p. 36).

4.4. Sistemi su fibra ottica nell'area di trasporto

Tra i vari tipi di degrado trasmissivo che impattano sui sistemi di trasmissione su Fibra Ottica per lunghe distanze si possono elencare le non linearità ottiche, la dispersione cromatica, la dispersione di polarizzazione ed il rumore degli amplificatori ottici. Al crescere della velocità di trasmissione molti di questi effetti diventano più pronunciati.

In particolare, i nuovi sistemi di trasmissione a 10 e 40 Gbit/s avrebbero richiesto una significativa riduzione della tratta di ripetizione se fossero stati realizzati con le tecnologie tradizionali, con conseguenze costose e complesse sugli impianti già posati. Per fortuna l'applicazione di nuove soluzioni tecnologiche quali l'amplificazione Raman e l'impiego di potenti FEC (*Forward Error Correction*) hanno consentito di mitigare largamente il problema.

Il FEC è stato inizialmente introdotto durante i primi anni '90 nei sistemi di trasmissione sottomarini, nei quali la necessità di limitare al minimo il numero di punti di amplificazione intermedia è fondamentale. In seguito l'incremento della capacità di trasmissione delle grandi dorsali terrestri e la necessità di contenere i costi, ha suggerito l'adozione del FEC (peraltro già realizzati in forma integrata) anche per le tratte terrestri.

¹ Un'illustrazione completa dei sistemi ADSL è stata pubblicata sul numero 6 di questa stessa Rivista.

Progredendo in senso storico, le prime applicazioni di FEC nelle comunicazioni si verificano negli anni compresi tra il 1985 e il 1987. In questo periodo venne sviluppato un sistema pionieristico per la digitalizzazione del segnale TV normale che permettesse al tempo stesso di ridurre la forte ridondanza di sorgente di tale segnale. Il sistema impiegava per la prima volta nella pratica un codice di Bose-Chaudhuri-Hocquenghem BCH (255, 239) per la digitalizzazione del segnale televisivo standard a 34 Mbit/s con codifica ADPCM (*Adaptive Differential Pulse Code Modulation*). A questo seguì, nel 1989, conseguente a una cooperazione tutta italiana tra ricercatori Rai e Telettra, il corrispondente problema per la codifica di un segnale TV ad alta definizione con un sistema antesignano dell'attuale MPEG che utilizzava per la trasmissione un codice Reed-Solomon, RS (255, 239), più efficace del BCH e realizzato su un singolo chip che lavorava alla velocità limite di quel tempo di 320 Mbit/s.

Fu proprio questo chip che diede l'avvio agli sviluppi per l'impiego di FEC nel primo sistema in Fibra Ottica a 565 Mbit/s, progettato per tratte di rigenerazione lunghe fino a 200 km, e realizzato in Italia nel 1992 per la posa sottomarina della fibra nel sistema cosiddetto dei "Festoni" (collegamento delle città vicino alla costa con sistemi in fibra ottica sottomarini).

Al risultato particolarmente lusinghiero di questa prima applicazione sono seguite nuove e sempre più efficaci soluzioni FEC impiegate nei sistemi di trasmissione su Fibra Ottica sottomarini e terrestri. Nel frattempo, il moltiplicarsi delle applicazioni ha continuamente sospinto schiere di ricercatori a sviluppare nuovi studi per codifiche FEC più efficaci. Oggi due standardizzazioni diverse sono sviluppate in ITU-T e ANSI per soluzioni di codifica FEC. La prima è una soluzione SONET/SDH *in-band* documentata nella Raccomandazione G707 di ITU. La seconda *out of band* è il cosiddetto *digital wrapper* documentato nella Raccomandazione G709.

In-band FEC

Il concetto di quello che in gergo viene definito "*in-band FEC*" è di non modificare la velo-

cià di linea già adottata in precedenza, utilizzando per il FEC i soli bit liberi contemplati nella trama del segnale mantenendo in tal modo una bit-rate di linea esattamente coincidente con quella prevista dagli standard già esistenti (STM-N).

L'aggiungere il FEC agli standard SONET/SDH presenta una quantità di vincoli, per primo quello della trama fissata in 125: s. Normalmente, infatti, un codice è studiato su una determinata sequenza di bit o simboli, ma avendo fissato il tempo di trama, questa cambia al cambiare del livello gerarchico considerato.

Un secondo vincolo deriva dal limitato numero di byte disponibili in trama per allocare la ridondanza di codifica. In particolare, nei più bassi livelli gerarchici di SONET/SDH non ci sono praticamente byte disponibili per il FEC. La conseguenza è che l'*in-band FEC* della norma G707 si applica solamente ai sistemi a 10 e 40 Gbit/s, per i quali è proposta una codifica BCH.

L'unico vantaggio, peraltro non trascurabile, dei sistemi con *in-band FEC* è la compatibilità con i sistemi precedenti già esistenti.

Out of band FEC

L'*"out of band FEC"*, definito nella Raccomandazione G709, impiega, invece, una diversa soluzione essendo basato su una lunghezza di trama fissa: stabilisce cioè il numero di bit invece del tempo. Adotta, inoltre, una nuova struttura di trama, nella quale il *payload* è esattamente lo standard SONET/SDH a cui viene aggiunto un *overhead* per la codifica. Il codice utilizzato è un Reed -Solomon RS (255, 239). In altre parole viene ad essere un'applicazione classica di codice a controllo di errore con introduzione di una certa ridondanza per raggiungere gli obiettivi di qualità che ci si prefigge.

Altre soluzioni FEC più efficienti sono possibili se compatibili con la struttura di supertrama proposta. Le soluzioni più avanzate di FEC oggi utilizzate fanno uso di codici concatenati quali RS-RS, RS-BCH, BCH-BCH, con decodifica soft ed interattiva.

La figura 4 indica i miglioramenti di prestazioni ottenuti adottando diversi tipi di FEC. Per limite di Shannon in questa figura si intende quello riferito alla decodifica soft ma con un tasso di ridondanza del codice di poco inferiore ad 1. Il vantaggio va pertanto con-

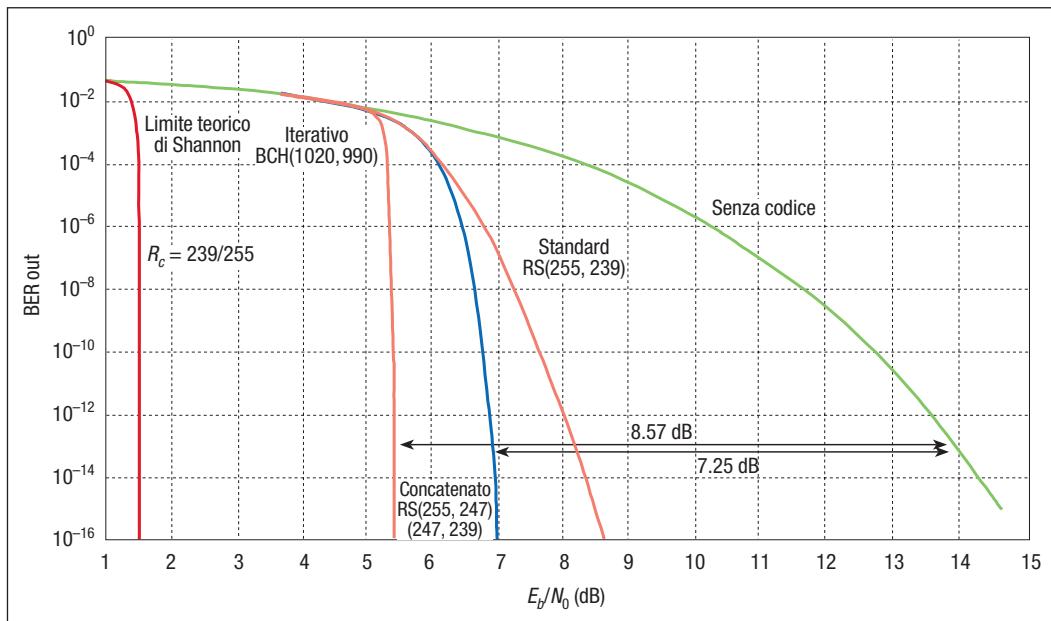


FIGURA 4

Miglioramento di prestazioni (Guadagno di codice) ottenuto con diversi tipi di FEC (Forward Error Correction) con decodifica hard in un sistema in fibra ottica con modulazione binaria. (Fonte: Alcatel Italia SpA)

frontato con quello della figura 2 per R_c prossimo ad 1.

È importante ricordare che i primi codici correttori RS (Reed-Solomon) per trasmissioni su fibra furono inseriti nel progetto dei cavi sottomarini dove era essenziale superare distanze molto alte senza amplificazione. Peraltro, dopo la progettazione dell'ASIC che integrava il codice, i costruttori di apparati li hanno utilizzati anche per i collegamenti terrestri ottenendo un vantaggio di 5-6 dB sulla sensibilità del ricevitore o sulla potenza in uscita, (od una combinazione delle due), prestazione tutt'altro che da disprezzare anche sui collegamenti terrestri in fibra ottica, per quanto meno esasperati di quelli sottomarini.

4.5. Sistemi via satellite e terrestri per diffusione televisiva

Nel campo della trasmissione televisiva, è interessante richiamare la storia della nascita della televisione digitale da satellite e, più recentemente quella della televisione digitale terrestre.

Alla metà degli anni '90 si è diffusa con grande rapidità la televisione digitale da satellite, grazie soprattutto delle forti econo-

mie di trasporto che era in grado di realizzare. In particolare, mantenendo gli stessi tipi di satelliti già usati per la diffusione analogica, si è riusciti ad aumentare di 5-10 volte la velocità di trasmissione in programmi (a seconda della qualità desiderata), con un proporzionale abbattimento dei costi di diffusione.

Per quanto riguarda questo straordinario miglioramento con un segnale digitale, il primo merito va alla codifica di sorgente, ossia all'impiego della compressione MPEG-2 che elimina molta ridondanza del segnale. Per quanto riguarda il canale trasmissivo costituito dal satellite, si hanno, peraltro, altri meriti fondamentali derivati dall'impiego di opportuni codici a controllo di errore.

Un satellite televisivo è normalmente organizzato con 9-18 *transponder* che costituiscono a tutti gli effetti degli amplificatori che lavorano in saturazione (ciò è dovuto alle caratteristiche dei tubi ad onda progressiva che operano come amplificatori a microonde nella gamma di frequenza dei 12 GHz). Ogni *transponder* era stato concepito per inviare un solo canale televisivo analogico in modulazione di frequenza, necessaria, grazie al suo inviluppo costante, ad evitare gli effetti di non linearità nell'amplifica-

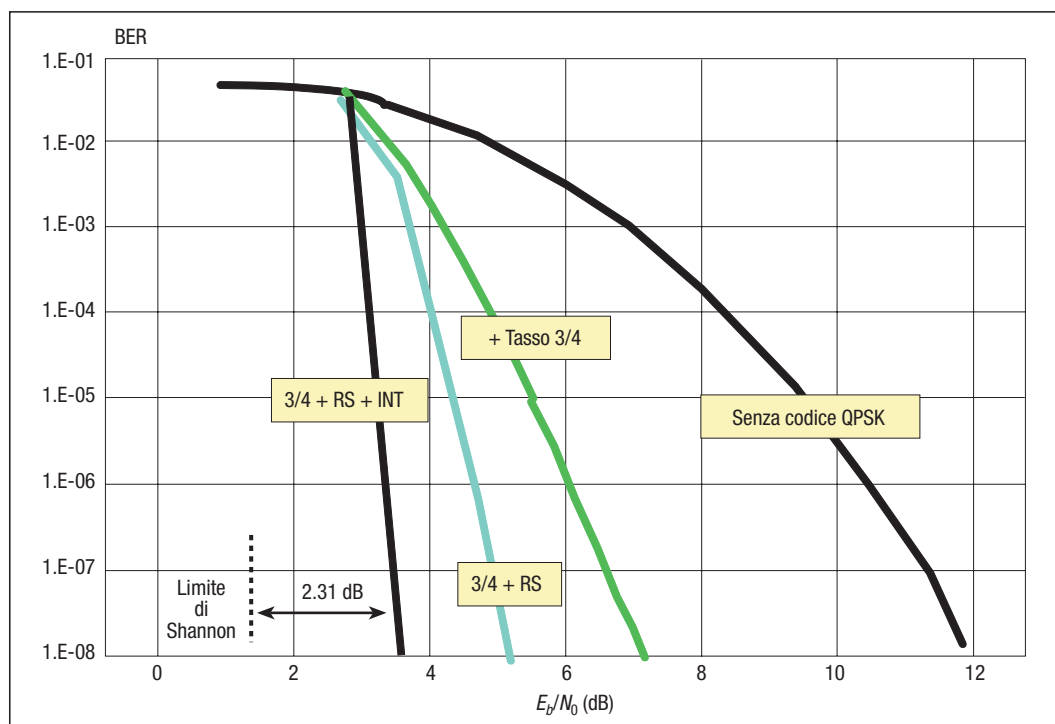


FIGURA 5

Riduzioni ottenibili, a pari probabilità di errore, del rapporto E_b/N_0 al ricevitore in una trasmissione satellitare televisiva con standard DVB-S che prevede l'impiego di due codici correttori in cascata (convoluzionale $3/4$ e Reed-Solomon a tasso $7/8$ nonché la funzione di "interleaver") e modulazione QPSK (coincidente con 4PSK). Il limite di Shannon indicato in questa figura è quello relativo al tipo di modulazione ed al tasso di ridondanza della cascata di codici. (Fonte: "Centro Ricerca ed Innovazione Tecnologica" della RAI)

zione fornita. Un transponder ha tipicamente per ragioni storiche 36 MHz di banda: in tale banda, senza alcuna modifica del satellite, è stato possibile introdurre un segnale digitale operando con una modulazione 4PSK (il numero basso di livelli e l'involuppo costante sono vincoli imposti dagli effetti di non linearità dell'amplificazione). Si trattava di trovare il miglior compromesso tra carico utile assegnabile alla capacità digitale trasmissibile e la necessaria ridondanza che si doveva creare per facilitare la trasmissione da una distanza di 38.000 km, sia agli effetti della potenza trasmessa dal satellite (che doveva rimanere identica al caso dell'analogico) sia per ridurre al minimo il diametro delle parabole di ricezione.

Il compromesso fu trovato, tenuto conto del vincolo della modulazione 4PSK, attraverso l'impiego di due codici "in cascata" e dell'interlacciamento temporale: il primo è un Reed-Solomon di tasso $7/8$ (7 bit utili su ogni 8 inviati), il secondo è un codice convo-

luzionale (lasciato libero dallo standard ma generalmente impiegato con tasso $3/4$) con decodifica "soft" (consentita dall'algoritmo di Viterbi). In questa configurazione, la ridondanza introdotta era ammissibile tenuto conto della larga banda disponibile nel transponder.

Il complesso dei parametri sopra accennati ha dato origine allo standard DVB-S (*Digital Video Broadcasting-Satellite*) che permette di introdurre in un transponder 32 Mbit/s di velocità utile corrispondente appunto a 5-10 programmi televisivi digitali codificati in MPEG-2. La figura 5 mostra, per diverse condizioni di rapporto S/N e di probabilità di errore, i miglioramenti in efficienza di potenza ottenibili con l'impiego dei codici a controllo di errore e dell'interallacciamento temporale, sistemi tutti adottati nello standard DVB-S.

Nella figura si può notare come, per una probabilità di errore di 10^{-5} , si ha un miglioramento introdotto dal solo codice convoluzionale (con rate $3/4$) di circa 4 dB, un miglio-



mento di 5,5 se il codice convoluzionale è combinato con un codice Reed-Solomon (a tasso 7/8) ed infine un miglioramento complessivo, come stabilito dallo standard DVB-S, di 7 dB se si aggiunge anche l'interlacciamento temporale

È stato da poco completato lo studio di un nuovo standard DVB-S2 che, con modulazioni 8PSK e 16PSK e l'introduzione di potenti codici a controllo di errore, si propone di aumentare del 30% la capacità e offrire prestazioni migliori per comunicazioni a banda larga. In queste evoluzioni occorre, però, fare i conti con la presenza di uno standard già esistente e i problemi di compatibilità diventano essenziali.

Per analogia vale la pena di ricordare anche i grandi progressi nell'esplorazione dello spazio profondo con sonde dove, non esistendo problemi di compatibilità, si è riusciti a migliorare le prestazioni di ordini di grandezza, per di più inviando i nuovi codici in formato software a sonde partite molti anni fa! Qui il problema della complessità di decodifica (e del conseguente ritardo) non è così cruciale: infatti, i segnali ricevuti non devono necessariamente essere decodificati in tempo reale! Uno dei primi codici usati per questa applicazione (sonda Mariner 5, 1969) aveva ancora prestazioni distanti 7,5 dB dal limite, mentre il codice più moderno e potente usato per la sonda Pioneer 12 negli anni '70 arrivava a 2,5 dB. Per le missioni odierne si stanno considerando, naturalmente, i turbo codici.

Infine, vale la pena di accennare che i sistemi televisivi digitali terrestri (di cui tanto si parla in questo momento) adottano le stesse strategie di codici del satellite, ma impiegano la modulazione OFDM (si veda il riquadro a p. 36), sia perché la saturazione non costituisce un problema, sia perché garantisce una migliore efficienza spettrale e difende bene dagli effetti negativi degli echi e dei cammini multipli di propagazione.

4.6. Sistemi wireless di quarta generazione per accesso a banda larga

I sistemi *wireless* più recenti proposti in questo campo (Hiperaccess e standard 802.16 IEEE) - che estendono le prestazioni dei noti standard Wi-Fi - portano all'estremo limite la ricerca dell'efficienza spettrale con tutta una

serie di soluzioni (codici e modulazioni) assai sofisticate.

Senza entrare in troppi dettagli tecnici si dà solo un brevissimo cenno allo studio di questi nuovi sistemi BWA (*Broadband Wireless Access*) in cui l'approssimare il più possibile il limite di Shannon viene considerata un'esigenza primaria - più stringente dei sistemi di accesso su portante fisico - per realizzare al meglio trasferimenti di grossi *file* di dati, servizi multimediali (audio, musica, videoconferenze), sistemi di *Video on Demand* e accesso Internet ad alta velocità in bande assai strette. Tutti questi servizi richiedono un'alta velocità di trasferimento con bassi ritardi e basso *BER* (*Bit Error Rate*).

Ottenere queste prestazioni è molto difficile, dal momento che per questi tipi di accesso radio si è resa necessaria la scelta di frequenze non millimetriche, al fine di avere collegamenti non *on sight* (2.5 - 10 GHz), frequenze per cui la disponibilità di banda è notevolmente limitata. Inoltre, l'esistenza dei cammini multipli porta a una degradazione del rapporto *S/N* (e quindi del *BER*) continuamente e rapidamente variabile nel tempo. A causa di tutti questi problemi, la sfida tecnologica è molto più alta nei sistemi wireless rispetto ai sistemi cablati e, per sistemi di accesso wireless a banda larga (canali BAW), occorre dinamicamente ridurre la velocità massima - in caso di degradazione del canale - per mantenere la qualità di servizio desiderata.

Per questi tipi di sistemi, l'efficienza spettrale effettiva è definita come il valor medio di velocità (*bit-rate*) di informazione per tutti i rapporti *S/N* che si hanno nella banda del canale considerato, tenendo in conto le degradazioni statistiche che il canale subisce. Analogamente, per questi tipi di applicazione, si suole introdurre un parametro detto MASE (*Maximum Average Spectral Efficiency*) che rappresenta il rapporto tra il valor medio (*Cav*) della "capacità" *C* di Shannon per tutti i possibili rapporti *S/N* ottenibili sul canale e la banda *B* del canale ($MASE = C_{av}/B$).

Per far sì che per questi canali, fortemente dispersivi, l'efficienza spettrale effettiva sia il più possibile prossima al MASE, si stanno studiando nuove soluzioni assai sofisticate

Schema trasmissivo e tipo di modulazione del sistema ADSL

Lo schema trasmissivo del sistema ADSL (Figura A) è particolarmente innovativo e realizza, per il doppino di utente, un sistema che approssima sensibilmente i limiti teorici del teorema di Shannon. Si fa notare che, anche dopo l'impiego dell'ISDN, il doppino rimaneva alquanto distante da tale limite.

Per quanto riguarda la modulazione, il sistema ADSL impiega un tipo di modulazione che può considerarsi un perfezionamento della modulazione OFDM (largamente usata nei sistemi diffusivi digitale terrestri per radio e televisione con analogo schema trasmissivo della figura 1) resa possibile dalla presenza di un canale di ritorno. Sia la modulazione OFDM che quella DMT, oltre ad consentire un'ottima utilizzazione dello spettro, sono state studiate per essere particolarmente robuste ai disturbi provocati da interferenze.

La funzione FEC (*Forward Error Correction*) è realizzata con l'insieme di due codici correttori. Il primo è il *codice Reed-Solomon* (FEC 1), detto anche codice esterno, che introduce nella trama del segnale una ridondanza contenente un algoritmo predefinito per la migliore correzione degli errori. In particolare, sono utilizzati a questo scopo 16 bytes della trama complessiva costituita da 255 bytes (6,3%).

Il FEC 1 è seguito, in trasmissione, dalla funzione di "time interleaving" (il circuito che la realizza è denominato "outer interleaver") che consiste nel distribuire (attraverso opportune memorie a *buffer*) la successione temporale dei bit del segnale d'ingresso su un campo molto più vasto e secondo una strategia opportuna. In ricezione si opera l'operazione inversa con un riallineamento dei bit secondo la sequenza originaria.

Il *time interleaving* è una tecnica semplice che non ha necessità di introdurre ridondanza ed ha il solo problema di aumentare il ritardo: tuttavia, è molto importante poiché riesce, in combinazione col FEC 1, a eliminare gli errori conseguenti a disturbi di tipo impulsivo che possono distruggere lunghe sequenze consequenziali di bit che non avrebbero possibilità di essere protette dai normali codici di canale. Con l'*interleaving*, invece, un disturbo di carattere impulsivo si limita, nella realtà, a distruggere bit non sequenziali nel flusso del segnale originario, bit che possono essere ricostruiti impiegando semplici codici correttori quali il Reed-Solomon. In caso di sistemi ADSL che non soffrano di disturbi di carattere impulsivo, è possibile *disabilitare l'interleaving per migliorare la prestazione del sistema in termini di tempo di ritardo*.

Un successivo circuito di FEC 2 è realizzato attraverso l'impiego di un codice a traliccio (*trellis code*), che costituisce un ulteriore meccanismo di rivelazione e correzione di errore ed è opzionale per l'ADSL. Il principio del *trellis code* si basa sull'osservazione di lunghe sequenze formate da più trame ADSL. La realizzazione di questo codice richiede un'aggiunta di quattro bit e mezzo a ogni trama di 255 bytes: quattro bytes sono usati per il codice e mezzo per l'allineamento. La struttura di trama complessiva è riportata nella figura B.

Il vantaggio conseguente alla codifica, misurato in termini di riduzione del rapporto segnale-rumore necessario per un tasso di errore di 1 per 10⁻⁷, è di circa 5,5 dB per la sola codifica *Reed-Solomon* (RS), e diventa di 9 dB con l'impiego congiunto di RS e *trellis*. Va notato, inoltre, che alcuni servizi trasmessi su ADSL, possono avere ulteriori propri provvedimenti di protezione contro gli errori di trasmissione. Per esempio, nel VoD (*Video on Demand*), lo schema di compressione video (ad esempio con MPEG 2), può includere il proprio mascheramento di errore.

Dopo l'introduzione dei codici correttori e del "time interleaving", si passa al modulatore DMT (*Discrete Multi Tone modulation*), particolarmente indicato quando si hanno disturbi variabili sulla banda spettrale occupata per il sistema trasmissivo.

La DMT è un perfezionamento della modulazione OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*) che è fondamentalmente una tec-

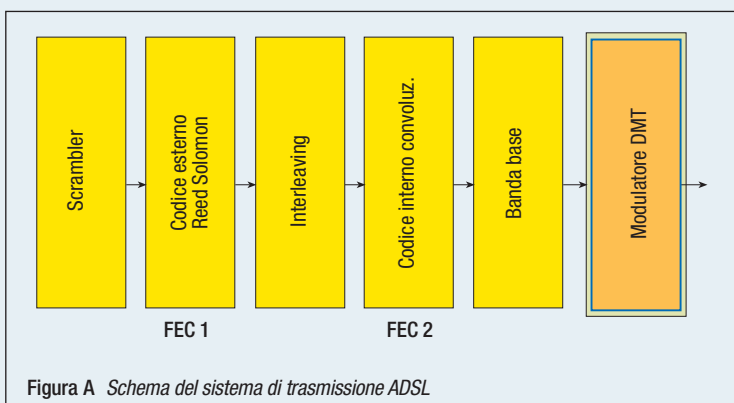


Figura A Schema del sistema di trasmissione ADSL

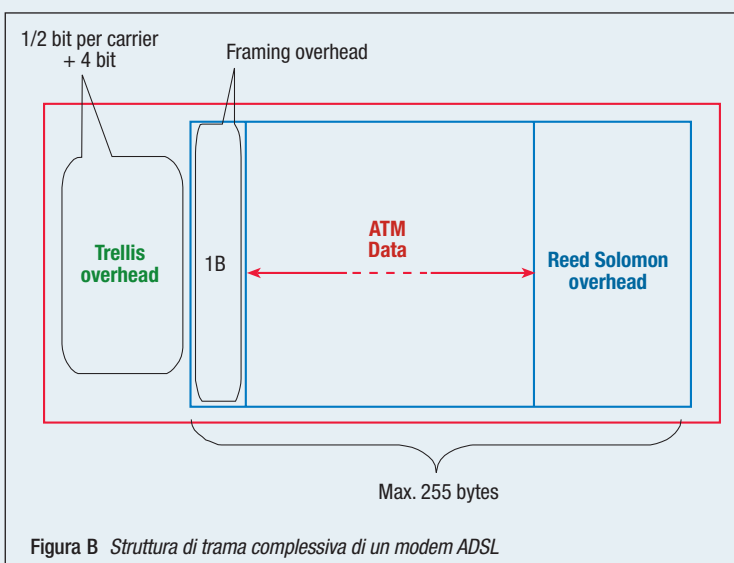


Figura B Struttura di trama complessiva di un modem ADSL

nica di "spread spectrum": in essa, il flusso digitale seriale (che porta il segnale dati) è ripartito in flussi paralleli (con velocità assai minore) che vanno a modulare in QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*), con un opportuno numero di livelli, un elevato numero di portanti nello spettro a disposizione. Questa tecnica prende il nome di "frequency interleaving" e corrisponde, nel dominio delle frequenze, all'operazione effettuata sui bit nel dominio dei tempi attraverso il "time interleaving". In un sistema ADSL il numero di portanti (denominati in questo caso "toni") è normalmente di 255. Lo schema complessivo del sistema di modulazione OFDM è rappresentato nella figura C.

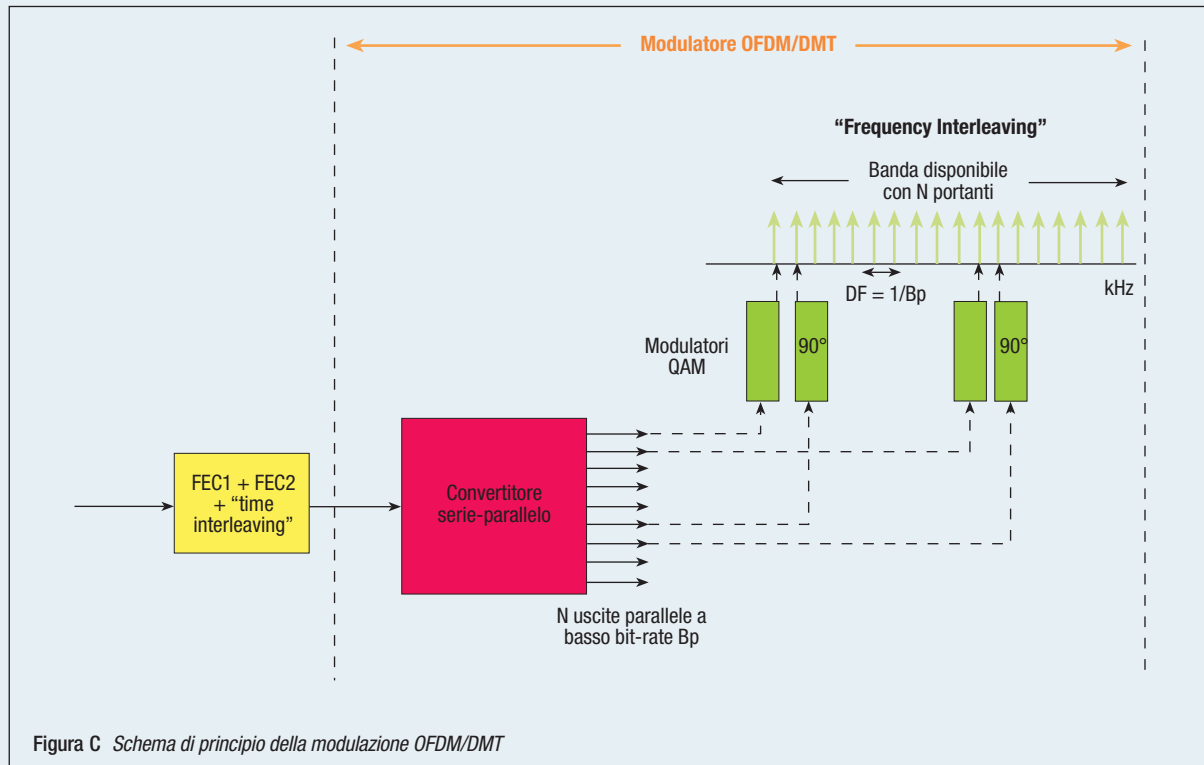


Figura C Schema di principio della modulazione OFDM/DMT

Per la metodologia seguita, i bit vicini temporalmente vanno a modulare portanti poste in zone distanti dello spettro di frequenza: poiché i disturbi conseguenti a interferenze, si traducono dal punto di vista spettrale, in un deterioramento considerevole o nella totale distruzione di strette frazioni di spettro – che si muovono in continuazione sulla banda a seconda della fase dei disturbi – l'effetto combinato delle due tecniche di *frequency* e *time interleaving* permette che non siano distrutte lunghe sequenze consecutive di bit per i disturbi di carattere impulsivo sia temporali che spettrali, disturbi che creano distruzioni consecutive di bit difficilmente proteggibili, senza accorgimenti del tipo descritto, con codici correttori convenzionali. La modulazione OFDM studiata teoricamente per la prima volta negli anni 50 nei Laboratori Bell, nonostante i vantaggi molto cospicui da essa presentata, era improponibile nella sua realizzazione pratica perché avrebbe richiesto una batteria elevatissima di modulatori QAM in numero pari, cioè, alle sottobande necessarie per conseguire i vantaggi desiderati. Si può, tuttavia, dimostrare teoricamente che l'intera operazione sopra descritta – a partire dal convertitore serie-parallelo di figura C fino al corrispondente circuito parallelo-serie di ricezione – equivale a effettuare una trasformata finita di Fourier sul segnale sequenziale d'entrata. Questo algoritmo, con i progressi della tecnologia, è effettuabile solo da pochi anni con un singolo DSP (*Digital Signal Processor*) integrabile in un unico "chip" accanto a tutte le altre funzioni digitali del trasmettitore e del ricevitore. L'integrazione in un circuito monolitico ha permesso la realizzabilità fisica dello schema e, al contempo, l'abbattimento dei costi per cui la corrispondente tecnologia è stata introdotta nella diffusione televisiva digitale DVB-T (*Digital Video Broadcasting-Terrestrial*) e in quella radiofonica DAB (*Digital Audio Broadcasting*). Nel caso dei sistemi ADSL, la modulazione OFDM è stata ulteriormente migliorata (a spese di un necessario aumento di complessità) e ha preso il nome il nome DMT (*Discrete Multi Tone modulation*). Nella DMT, oltre allo schema dell'OFDM, velocità di cifra e numero di livelli impiegati per modulare i toni in QAM vengono ottimizzati per ottenere uno sfruttamento ottimale dello spettro compatibilmente con le condizioni di disturbo nello spettro occupato. La misura delle condizioni di rumore di ciascuna sottobanda è effettuata attraverso l'invio di segnali pilota sul canale *upstream* di ritorno: le informazioni ricavate dai toni pilota permettono di comandare l'adeguamento del numero di livelli QAM di modulazione da associare a una particolare sottobanda. Il sistema di modulazione DMT provvede, perciò, automaticamente a ridistribuire, in modo ottimale, la capacità di trasmissione del sistema sullo spettro disponibile.

Nello standard ADSL, la modulazione DMT porta ad un'eccezionale resistenza ai disturbi di qualunque tipo, conservando, tuttavia, un'ottima efficienza spettrale.

quali modulazioni codificate multidimensionali adattative e C-OFDM (Coded-OFDM).

5. CONCLUSIONI

Il concetto introdotto da Shannon di limite di velocità massima per un canale di trasmissione - che successivamente ha assunto la denominazione di "limite di Shannon" - e la relativa formulazione matematica non sono più da considerarsi una pura speculazione teorica (come per molti anni si è ritenuto) ma hanno rappresentato un faro di riferimento nello sviluppo ottimale dei sistemi di trasmissione. In particolare, dopo aver posto le basi del problema e accennato allo sviluppo teorico dei codici a controllo di errore, in questo articolo ci si è posti l'obiettivo di illustrare, esaminando una serie di sistemi di comunicazione reali, come gli apparati industriali si siano progressivamente avvicinati al limite teorico, ottenendo oggi efficienze prossime al valore predetto da Shannon fin dal 1948. Oltre che una riprova dell'importanza della

teoria nello sviluppo dei sistemi, è giusto evidenziare il ruolo fondamentale giocato dalla componentistica microelettronica nel realizzare economicamente codici di alta complessità e quello che, sempre di più, sta giocando il software nella implementazione di vari codici. La metodologia software ha permesso - senza effettuare modifiche hardware e superando i problemi di compatibilità tra ricevitore e trasmettitore - di migliorare le prestazioni di molti impianti durante la loro vita commerciale o di quei sistemi che, per loro natura, non avrebbero potuto consentire in alcun modo modifiche hardware (per esempio, sonde spaziali).

Bibliografia

- [1] Biglieri E.: Digital transmission in the 21st century: Conflating modulation and coding. *IEEE Communications Magazine*, 50th-Anniversary Issue, May 2002, p. 128-137.
- [2] Verdú S., McLaughlin S.W.: Information Theory: 50 Years of Discovery. *IEEE Press*, 2000.

EZIO BIGLIERI si è laureato in Ingegneria Elettronica al Politecnico di Torino. Dal 1975 è Professore Ordinario, attualmente presso il Politecnico di Torino, in precedenza all'Università di Napoli e all'Università della California di Los Angeles (UCLA). Ha tenuto corsi in numerose Università estere, tra cui l'Università di Princeton (USA), l'Università di Sydney (Australia), il Politecnico di Poznań (Polonia), la Pontificia Universidade do Rio (Brasile), l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications (Parigi) e l'Università Nazionale di Yokohama (Giappone). Ha pubblicato circa 300 lavori scientifici e 5 libri dedicati alla teoria dei sistemi di telecomunicazione. Nel 1999, è stato presidente della "IEEE Information Theory Society". È "Fellow" dell'Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). Di recente, ha ricevuto il "IEEE Donald G. Fink Prize Paper Award" (2000), la medaglia IEEE del Terzo Millennio per contributi alla Teoria dell'Informazione (2000), e il premio alla carriera "IEEE Edwin Howard Armstrong Achievement Award" (2001).
Biglieri@polito.it

GUIDO VANNUCCHI, laureato in Ingegneria Industriale all'Università di Bologna nel 1958, "Master Science" in "Electrical Engineering" alla Stanford University nel 1963, Libera Docenza in Comunicazioni Elettriche nel 1971. Dal 1960 in Telettra SpA (oggi Alcatel Italia), come Direttore Generale dal 1983 al 1990. "Senior Consultant" prima di Italtel e poi di Olivetti Telemedia nonché coordinatore del progetto MxM ("Milano per la Multimedialità"). Vice Direttore Generale della RAI dal 1996 al 1998. Docente al Politecnico di Milano di "Sistemi e Tecnologie della Comunicazione". Laurea "ad honorem" in Ingegneria delle Telecomunicazioni, conferita dall'Università di Padova nel 1998 per i contributi scientifici e manageriali apportati al campo della trasmissione dei segnali e per gli studi e le realizzazioni pionieristiche nel campo della televisione digitale.
redazione@mondodigitale.net