

Fondamenti 2 di trasmissione dati

Questo capitolo costituisce un'introduzione alla tematica della trasmissione dati. Si fornisce dapprima un breve richiamo sui segnali, che fa riferimento per semplicità solamente a quelli periodici, così da evidenziare l'effetto dell'attraversamento di un canale di comunicazione a banda limitata. Questo è caratterizzato mediante le sue proprietà di trasferimento dei segnali, che consentono di valutare i limiti teorici di capacità; si fornisce altresì una descrizione dei principali mezzi trasmissivi utilizzati nelle reti di telecomunicazione. Vengono quindi descritte le tecniche di codifica adottate per la trasmissione di segnali numerici. Infine, dopo aver richiamato le principali tecniche di modulazione numerica, vengono descritti gli standard di modem per applicazioni in reti di fonia.

2.1 Segnali

Le informazioni possono essere trasferite a distanza per mezzo di segnali che, a seconda del mezzo trasmissivo, possono essere sia di tipo elettromagnetico, sia di tipo ottico. Un segnale generico viene rappresentato come una funzione del tempo $s(t)$; in funzione del tipo di variazione che questo mostra nel tempo, possiamo distinguere tra segnale analogico e segnale numerico. Nel primo caso il segnale può assumere valori arbitrari, mentre nel secondo sono ammessi solo alcuni valori. Per esempio un segnale numerico che trasporta informazioni binarie ammette solo due valori, corrispondenti ai due simboli trasportati, che indichiamo sempre con "0" e "1".

Un ruolo molto importante è svolto da quei segnali che si ripetono indefinitamente nel tempo con un periodo di ripetizione indicato con T . Un segnale periodico allora soddisfa la seguente relazione:

$$s(t + T) = s(t) \quad t \geq 0.$$

La Figura 2.1 mostra due segnali numerici periodici $s(t)$ di tipo binario, con ampiezza +1 e -1 associata ai simboli 1 e 0 rispettivamente, per un intervallo di durata 2 ms. Dato che in questo intervallo di tempo vengono emessi 16 bit, la frequenza di cifra del segnale è di 8 kbit/s. Il primo segnale rappresenta la sequenza di bit 1100 che si ripete indefinitamente nel tempo e quindi il suo periodo è di $T = 500 \mu\text{s}$, mentre la stringa periodica del secondo è 11000100, che quindi corrisponde a un periodo $T = 1 \text{ ms}$.

Un segnale che attraversa un sistema di comunicazione subirà delle degradazioni che sono legate alla non idealità di quest'ultimo; in particolare subirà una degradazione, come per esempio un'attenuazione, che dipende dalla frequenza del segnale stesso. Risulta quindi importante caratterizzare un segnale $s(t)$, di cui si fornisce una

Segnali periodici

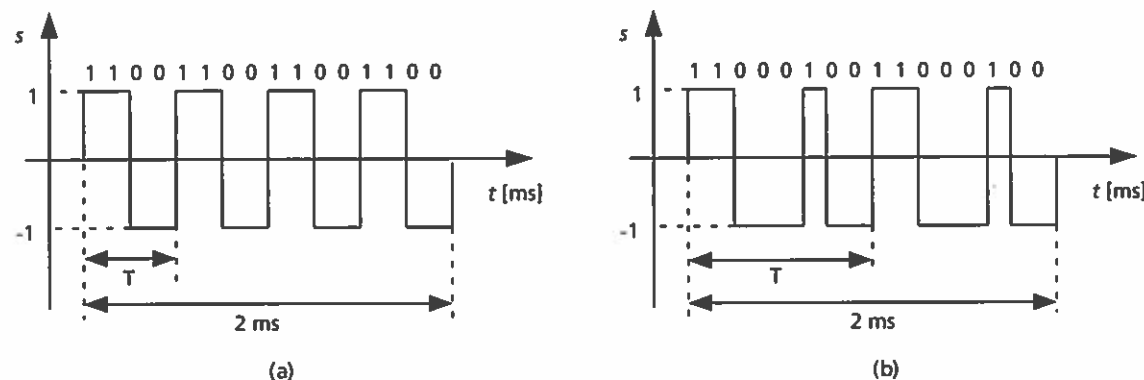


Figura 2.1
Segnali periodici.

rappresentazione nel dominio del tempo, anche per mezzo delle sue componenti di frequenza, fornendone quindi la sua rappresentazione spettrale $S(f)$.

Un segnale periodico $s(t)$ di periodo T può essere espresso per mezzo della somma di infinite componenti, detta "serie di Fourier",

$$s(t) = a_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(2\pi n f_0 t) + b_n \sin(2\pi n f_0 t) \quad (2.1)$$

in cui $f_0 = 1/T$ rappresenta la frequenza fondamentale. I coefficienti della serie vengono determinati moltiplicando i due membri dell'Equazione 2.1 per $\cos(2\pi n f_0 t)$ ottenendo:

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \cos(2\pi n f_0 t) dt \\ b_n &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \sin(2\pi n f_0 t) dt. \end{aligned} \quad (2.2)$$

Consideriamo ora un segnale periodico che alterna impulsi di ampiezza $+A$ e $-A$ di cui conosciamo il periodo T ; questo segnale nel dominio del tempo è naturalmente un'onda quadra. Si può mostrare che, utilizzando le Equazioni 2.1 e 2.2, questo segnale può essere rappresentato per mezzo della seguente espressione:

$$s(t) = \frac{4A}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots,\infty} \frac{\sin(2\pi n f_0 t)}{n}. \quad (2.3)$$

Dunque le componenti spettrali dell'onda quadra di periodo T sono l'armonica fondamentale di frequenza $f_0 = 1/T$ e tutte le armoniche dispari, quindi di frequenza $3f_0, 5f_0, 7f_0, \dots$

Esempio 2.1

Si vuole determinare lo spettro $S(f)$ del segnale mostrato in Figura 2.1a.

Data la frequenza di cifra di 8 kbit/s del segnale numerico, il tempo di trasmissione di ogni impulso sarà di 125 μ s. Poiché i bit 1 e 0 sono trasmessi a coppie, l'onda quadra risultante ha una frequenza di $f_0 = 2$ kHz, che quindi rappresenta l'armonica fondamentale. Le altre armoniche avranno dunque frequenza 6 kHz, 10 kHz, 14 kHz ecc., con ampiezza indicata dall'Equazione 2.3, come rappresentato in Figura 2.2.

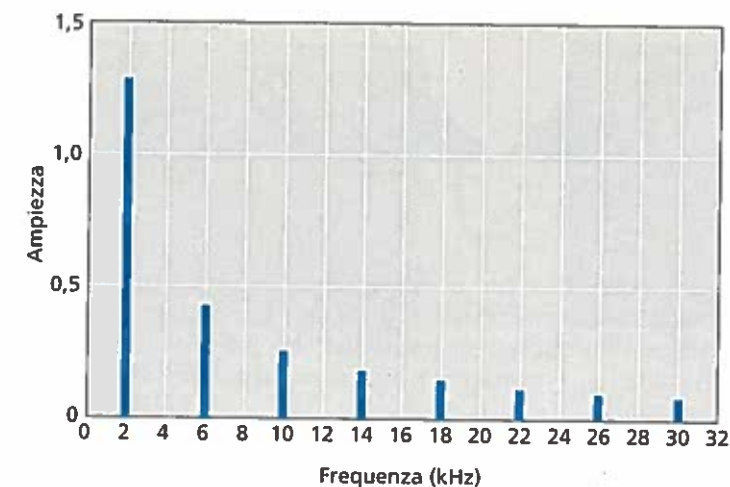


Figura 2.2
Spettro $S(f)$ del
segnale periodico
di Figura 2.1a.

La larghezza di banda utilizzabile su un canale di comunicazione per trasferire un segnale è sempre limitata. Ciò può essere dovuto alle caratteristiche intrinseche del mezzo trasmissivo, oppure alla scelta di utilizzare esclusivamente solo una porzione della larghezza di banda disponibile, così che più segnali che occupano porzioni di banda diverse possono essere trasmessi contemporaneamente (vedi il concetto di multiplexing nel Paragrafo 3.2). Un canale di larghezza di banda limitata consentirà la trasmissione di tutte le componenti spettrali del segnale che ricadono all'interno della banda in questione, mentre le altre, di cui dovesse essere eventualmente composto il segnale, verranno filtrate. In questo caso il segnale ricevuto sarà diverso da quello trasmesso e ciò rende più difficile la ricostruzione del flusso numerico trasmesso, anche nell'ipotesi che il canale di comunicazione sia di tipo ideale. Risulta quindi fondamentale comprendere quale effetto ha la trasmissione di un segnale attraverso un canale di larghezza di banda inferiore a quella del segnale stesso.

Per i nostri scopi faremo riferimento per semplicità a due soli tipi di canale dalle caratteristiche ideali e cioè canale passa-basso e canale passa-banda entrambi di larghezza di banda W . Il canale di comunicazione consentirà il passaggio senza alcuna alterazione di tutte le componenti del segnale con frequenza nell'intervallo $[0, W]$ nel primo caso, nell'intervallo $[f_1, f_2]$ con $f_2 - f_1 = W$ nel secondo (vedi Figura 2.3).

Si vuole determinare l'andamento del segnale ricevuto in uscita da un canale di comunicazione ideale passa-basso di larghezza di banda $[0, W]$ cui si offre in ingresso il flusso periodico rappresentato in Figura 2.1a con istante di inizio trasmissione a $t = 0$ nel caso di $W = 4, 8, 16, 32$ kHz.

Lo spettro del segnale in questione è stato già determinato nell'Esempio 2.1. I valori di larghezza di banda del canale sono stati scelti in modo da consentire il transito

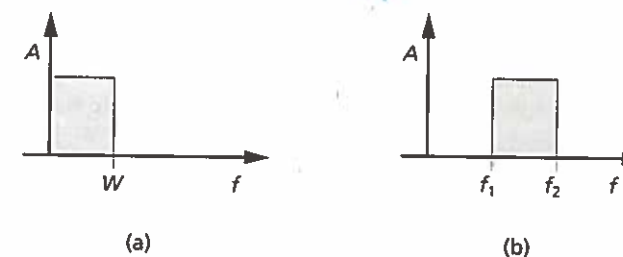


Figura 2.3
Canale di comunicazione pas-
sabo (a) e passa-
banda (b)

Banda di un car

Esempio 2.2

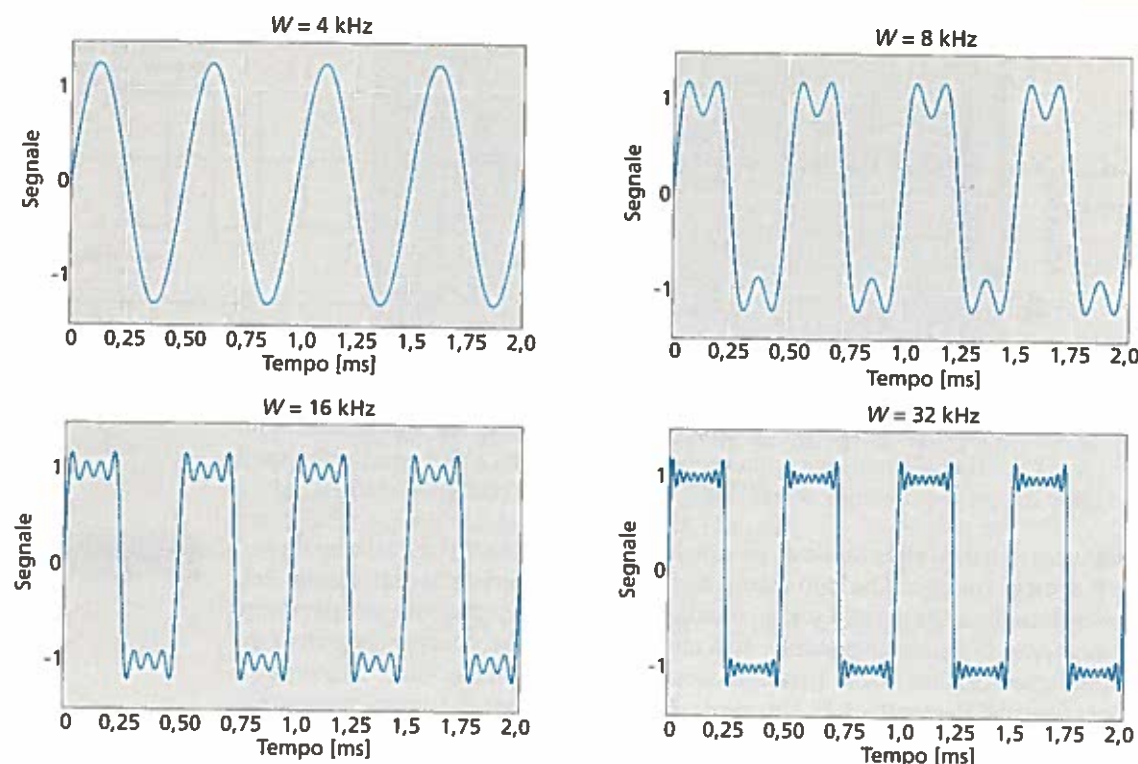


Figura 2.4
Segnale in uscita
da un canale di
larghezza di
banda W .

attraverso il canale della sola armonica fondamentale per $W = 4$ kHz, e delle prime 2, 4, 8 armoniche per $W = 8, 16, 32$ kHz, rispettivamente. Il corrispondente segnale in uscita dal canale, riportato in Figura 2.4, mostra che all'aumentare del numero delle armoniche trasmesse il segnale di uscita diventa sempre più simile all'onda quadra trasmessa in ingresso, rendendo quindi più semplice la ricostruzione del flusso numerico trasmesso.

2.1.1 Trasmissione di segnali analogici

Le reti di telecomunicazione nella maggior parte dei casi sono basate sulla trasmissione di tipo numerico di ogni tipo di informazione. Ne consegue che mentre le sorgenti numeriche, tipicamente quelle dati, possono essere "interfacciate" direttamente a una rete di comunicazione, lo stesso non vale per le sorgenti di tipo analogico, il cui esempio classico è la sorgente vocale. Uno dei problemi che ci si è dunque posto agli albori delle trasmissioni numeriche (negli anni '70) era come trasferire in forma numerica segnali originati in forma analogica che devono essere riprodotti a destinazione ancora in forma analogica, senza per questo avere un degrado della qualità del segnale trasferito in rete.

Il primo passo per poter trasmettere il segnale in questione su un mezzo trasmissivo numerico consiste nel farlo diventare un segnale tempo-discreto, che occupa cioè il canale solo per piccoli intervalli di tempo, tipicamente equispaziati. Ciò si realizza mediante un *processo di campionamento*, che consiste nel generare una sequenza di impulsi periodici ognuno di durata infinitesima e di ampiezza uguale a quella del segnale nel momento in cui l'impulso viene emesso; T_s indica l'intervallo di tempo tra due impulsi consecutivi (o *periodo di campionamento*), e quindi $f_s = 1/T_s$ rappresenta la *frequenza di campionamento* con cui gli impulsi vengono generati.

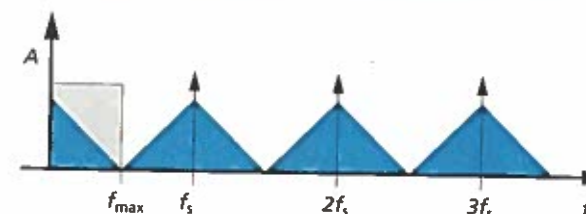


Figura 2.5
Spettro di un si-
gnale campionato.

Occorre ora mostrare che questo processo non comporta una degradazione del segnale ricevuto a destinazione. Uno dei concetti principali che ci viene in aiuto è il *teorema del campionamento*, che stabilisce quanto segue¹: se il segnale tempo-continuo $s(t)$ è limitato in banda con massima frequenza f_{\max} , allora il segnale campionato $s'(kT_s)$ con $k = 1, 2, \dots$ ottenuto da questo adottando una frequenza di campionamento

$$f_s \geq 2f_{\max} \quad (2.4)$$

consente la ricostruzione del segnale originario tempo-continuo senza alcuna perdita di informazione.

Per comprendere come si possa ricostruire il segnale tempo-continuo originario $s(t)$ occorre esaminare il segnale campionato per metterlo in relazione con il segnale originario tempo-continuo. La Figura 2.5 mostra il contenuto in frequenza $S'(f)$ del segnale campionato: esso è costituito dallo spettro $S(f)$ del segnale $s(t)$ cui si sono aggiunte infinite repliche $S(kf_s + f)$ e $S(kf_s - f)$ per $k = 1, 2, \dots$. L'Equazione 2.4 assicura allora che allo spettro originario $S(f)$ non si "sovrapponga" alcuna delle repliche a frequenze superiori. Quindi, considerando il mezzo trasmissivo ideale, la ricostruzione del segnale originario $s(t)$ richiede che le componenti in frequenza superiori rispetto a f_{\max} vengano eliminate con un'operazione di filtraggio passa-basso con frequenza di taglio f_{\max} . Si osservi che se la frequenza di campionamento non soddisfa l'Equazione 2.4, allora si ha una "sovrapposizione" tra lo spettro $S(f)$ del segnale originario e la sua replica $S(f_s - f)$ (banda laterale inferiore), che rende impossibile estrarre il solo spettro del segnale originale. Questa degradazione del segnale va sotto il nome di fenomeno di *aliasing* (foldover distortion).

Possiamo ora rappresentare l'intera sequenza di operazioni che consente di trasportare un segnale limitato in banda attraverso un canale ideale tempo-discreto. La Figura 2.6 mostra che preliminarmente si richiede il filtraggio passa-basso del segnale originario per garantire che lo spettro sia limitato alla frequenza f_{\max} . Il segnale, campionato con frequenza f_s che soddisfa l'Equazione 2.4, viene quindi trasmesso sul canale trasmissivo ideale. Una successiva operazione di filtraggio passa-basso con frequenza di taglio f_{\max} restituisce infine il segnale originario tempo-continuo $s(t)$.

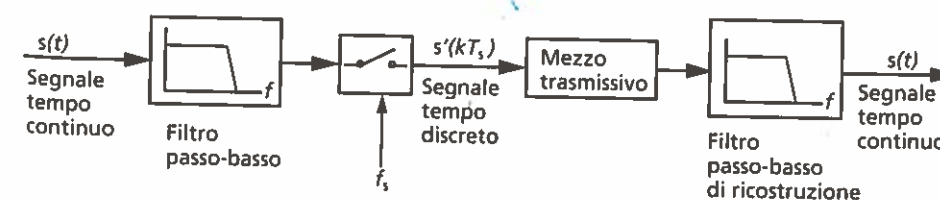


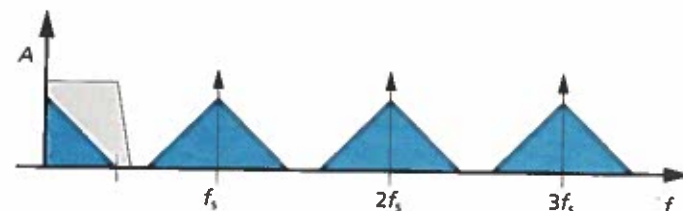
Figura 2.6
Trasmissione di un
segnale campionato.

¹ La relativa dimostrazione viene qui omessa.

Teorema del
campionamento

Aliasing

Figura 2.7
Spettro di un segnale
sovra-campionato.



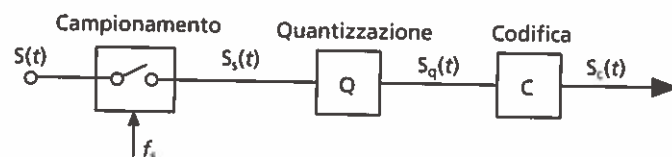
Si è ipotizzato finora che il processo di campionamento venga effettuato con un treno di impulsi a frequenza f_s , ognuno di durata infinitesima (*campionamento istantaneo*). Nella realtà la durata degli impulsi è finita e ciò risulta in una degradazione del segnale campionato $s'(kT_s)$, il cui spettro differisce nelle ampiezze da quello ottenuto con campionamento istantaneo. Tuttavia, se la durata τ di ogni impulso è sufficientemente piccola rispetto al periodo di campionamento, questa distorsione è minima, soprattutto nell'intervallo $[0, f_{\max}]$, e può quindi essere trascurata.

Un altro aspetto importante di cui occorre tenere conto nel processo di trasmissione di un segnale tempo-continuo attraverso un canale tempo-discreto è la non idealità dei filtri. In particolare, non è sicuramente realizzabile un filtro passa-basso che abbia attenuazione nulla per $f < f_{\max}$ e massima per $f > f_{\max}$, quindi con una caratteristica di guadagno a gradino nella transizione dalla banda passante alla banda opaca. Nei filtri reali questo gradino ha in realtà una certa "pendenza", richiedendo quindi un'intervallo di banda finito per effettuare la transizione tra banda passante e banda opaca. Dunque l'operazione reale di filtraggio passa-basso iniziale con frequenza di taglio f_{\max} non garantirebbe l'assenza di componenti spettrali per $f > f_{\max}$, che sarebbero dunque "ripiegate" sullo spettro del segnale originario dal processo di campionamento. Per tenere conto della non idealità dei filtri, si usa "sovra-campionare" il segnale di banda limitata f_{\max} utilizzando una frequenza di campionamento $f_s > 2f_{\max}$. L'esempio di Figura 2.7 mostra lo spettro risultante, evidenziando la maschera di filtraggio con caratteristiche reali da adottare sia in trasmissione, sia in ricezione.

Dato quindi un segnale analogico generico di larghezza di banda B , siamo in grado di ottenere da questo una sequenza di impulsi equispaziati le cui ampiezze consentono la completa ricostruzione del segnale originario, purché la frequenza di campionamento f_s soddisfi l'Equazione 2.4 con $f_{\max} = B$. I sistemi di trasmissione numerici consentono tuttavia solo il trasferimento di flussi di informazioni rappresentati da una sequenza di bit. Per questo motivo la sequenza di impulsi viene trasformata in una sequenza di bit mediante due funzioni aggiuntive rappresentate in Figura 2.8: la funzione di *quantizzazione* e quella di *codifica*.

Il processo di quantizzazione si basa nel suddividere l'intervallo delle possibili ampiezze del segnale in 2^b intervalli a ognuno dei quali sarà associata un'ampiezza convenzionale (per esempio quella media nell'intervallo stesso). La quantizzazione consiste nel sostituire a ogni campione del segnale $S_q(t)$ un nuovo campione con l'ampiezza convenzionale dell'intervallo di appartenenza, ottenendo così un nuovo segnale $S_q(t)$ ad "ampiezze discrete". È estremamente importante osservare che, a differenza del processo di campionamento che garantisce la perfetta ricostruibilità del segnale originario tempo continuo, l'operazione di quantizzazione introduce una

Figura 2.8
Modulazione di un
segnale analogico.



"distorsione" del segnale non più recuperabile. Questa degradazione va sotto il nome di *rumore di quantizzazione*.

L'adozione di 2^b intervalli di ampiezza del segnale implica che b bit possono essere utilizzati per identificare ognuno di questi. La scelta del numero b di bit per campione è estremamente critica, poiché da una parte determina direttamente la frequenza del segnale numerico generato, dall'altra determina indirettamente l'entità del rumore di quantizzazione. Infatti, dato che l'ampiezza massima del segnale sarà prestabilita, aumentare il numero b di bit implica aumentare il numero di intervalli, e quindi diminuirne la relativa ampiezza; si riduce così il rumore di quantizzazione, poiché ogni campione sarà approssimato con un valore più vicino a quello reale.

La tecnica di codifica consiste nell'associare in modo deterministico a ognuna delle 2^b possibili ampiezze del segnale $S_q(t)$ un determinata stringa di b bit dando così luogo al segnale numerico $S_c(t)$ di frequenza $f_s \cdot b$ bit/s.

Codifica

2.1.2 Segnale vocale

Il primo segnale analogico a essere digitalizzato per il suo trasporto in una rete numerica di telecomunicazione è stato quello vocale, il cui contenuto spettrale è superiore ai 10 kHz. L'esigenza di limitare la banda occupata dal segnale vocale quando viene trasferito in una rete di comunicazione ha portato sin dall'inizio a limitarne la banda a 3400 Hz. Nella realtà, per esigenze diverse, la banda del segnale effettivamente trasmessa in rete (*banda netta*) ha un'ampiezza di 3100 Hz e occupa l'intervallo [300, 3400] Hz.

La tecnica di codifica più diffusa per la trasmissione di segnali vocali in forma numerica è quella denominata *modulazione a codice di impulsi* (*Pulse Code Modulation*, PCM) [ITU-T G.711]. La frequenza di campionamento prescelta per questo tipo di segnale è $f_s = 8$ kHz ($T_s = 125$ μ s), che consente il trasferimento senza alcuna perdita di informazione di un segnale di banda 4 kHz (*banda lorda*). Essendo $b = 8$ il numero di bit selezionato nello standard per l'operazione di codifica, il segnale numerico PCM è caratterizzato da una frequenza $F_c = f_s \cdot b = 64$ kbit/s.

Una caratteristica peculiare del segnale vocale è che, una volta definito il massimo livello del segnale, le diverse ampiezze del segnale sono caratterizzate da diverse probabilità di occorrenza. In particolare le intensità più piccole del segnale vocale occorrono con maggiore probabilità delle intensità più grandi. Ciò ha suggerito di definire una caratteristica di quantizzazione con intervalli di diversa ampiezza al fine di ridurre il rumore di quantizzazione introdotto; a livelli più piccoli del segnale corrispondono intervalli di ampiezza più piccoli. Sono state definite due diverse caratteristiche di quantizzazione, e cioè la "legge A", adottata in Europa, e la "legge μ ", adottata nel Nord America e in Giappone; entrambe danno comunque luogo a un flusso PCM di 64 kbit/s per canale vocale. Questo valore rappresenta il valore di riferimento per i canali di comunicazione numerici messi a disposizione nelle reti a commutazione di circuito di tipo fisso.

Sono state successivamente definite nuove modalità di codifica del segnale vocale che, grazie a un'opportuna elaborazione del segnale vocale, possono dare luogo a segnali con frequenze di cifra inferiori, come per esempio ADPCM (Adaptive Differential PCM) [ITU-T G.721-726], che riduce la frequenza di cifra a 16-32 kbit/s, a seconda della qualità desiderata, e CELP (Code Excited Linear Predictive Coding) [ITU-T G.729], che riduce il flusso numerico anche al di sotto dei 10 kbit/s [Bellamy 2000]. Questi nuovi standard vengono utilizzati tipicamente in reti a commutazione di circuito radiomobili, nelle quali il canale di comunicazione utilizzato (etere) è una risorsa condivisa estremamente scarsa, il cui costo è quindi molto superiore che nelle reti fisse che utilizzano mezzi trasmissivi guidati.

2.1.3 Altri segnali

L'interesse delle telecomunicazioni è rivolto oggi a una pluralità di segnali analogici che interessa trasferire all'interno di una rete, in aggiunta al segnale vocale. Basti pensare ai segnali audio e a quelli video che vengono convertiti in forma numerica a partire dalla sorgente analogica utilizzando lo stesso processo di campionamento, quantizzazione e codifica descritto nel Paragrafo 2.1.1.

I segnali audio numerici di alta qualità, quali quelli che caratterizzano i CD audio, vengono ottenuti adottando una frequenza di campionamento $f_s = 44$ kHz, così da riprodurre fedelmente l'intera banda vocale (dell'ordine di 20 kHz), e un numero $b = 16$ di bit per campione. Considerando la presenza di due canali per la diffusione stereo, il flusso numerico ottenuto è di circa 1,4 Mbit/s. È tuttavia esperienza comune la grande diffusione di tecniche di elaborazione del segnale audio che consentono di "comprimere" il flusso di circa 10 volte, utilizzando per esempio la codifica MP3.

I segnali video numerici richiedono in generale maggiori capacità del canale che vanno da qualche Mbit/s richiesti per videoconferenze alle centinaia di Mbit/s che caratterizzano un segnale video di alta qualità. Anche in questo caso le tecniche di compressione del segnale permettono di ridurre i flussi numerici di almeno 10 volte, dando luogo a segnali video dalle centinaia di kbit/s a qualche Mbit/s.

2.2 Canali di comunicazione

Due sono le tipologie di canale di comunicazione attraverso cui fluiscono i segnali che trasportano informazioni: i mezzi trasmissivi guidati e lo spazio libero. Si vogliono qui riportare le principali caratteristiche dei primi, con riferimento a quelli principalmente utilizzati nelle reti di telecomunicazioni. Per quanto riguarda le comunicazioni via etere, si accennerà brevemente alla divisione in bande dello spettro elettromagnetico.

2.2.1 Mezzi trasmissivi guidati

I cavi possono essere classificati preliminarmente in due categorie a seconda del materiale base che essi adottano per il trasferimento dei segnali: cavi in rame e cavi in fibra. A loro volta i primi possono essere distinti in cavi coassiali e doppini.

Due sono i tipi di cavi coassiali utilizzati prevalentemente nelle reti locali: il cavo spesso (*thick*), denominato RG-213, e il cavo sottile (*thin*), denominato RG-58. Il cavo spesso ha diametro di circa 10 mm e ha molte schermature (fogli di alluminio e schermi in calza). Il cavo sottile ha diametro minore (circa 5 mm), è meno schermato, ed è quindi molto più flessibile del primo, risultando perciò molto più facile da installare. Ovviamente questo cavo molto piccolo comporta degli svantaggi: la sua attenuazione è circa il doppio di quella del cavo *thick*. Ciò significa che senza amplificazione del segnale la copertura consentita dal cavo *thin* è inferiore a quella possibile con il cavo *thick*; infatti nel primo caso il segnale si attenua maggiormente a parità di distanza e quindi possono essere coperte distanze più piccole.

Oggi i cavi più utilizzati nelle reti di accesso e nelle reti locali sono i doppini (*twisted pair*), ognuno dei quali si presenta come una coppia di fili in rame intrecciati. I cavi di tipo doppino possono essere suddivisi nelle seguenti tipologie:

- *doppino non schermato (Unshielded Twisted Pair, UTP)*: è costituito da due conduttori (coppia) in rame intrecciati; un cavo comprende generalmente una pluralità di coppie di tipo UTP (4 è il numero minimo di coppie di cui può essere costituito);

- *doppino non schermato con schermo esterno (Foiled Twisted Pair, FTP, oppure Shielded UTP, S-UTP)*: questo doppino ha uno schermo globale, che avvolge l'insieme dei doppini del cavo, costituito da un foglio di alluminio e da una calza in rame; la qualità di questo cavo è superiore a quella del cavo UTP;
- *doppino schermato (Shielded Twisted Pair, STP)*: in questo doppino, oltre a uno schermo globale, esiste una schermatura per ogni coppia.

La qualità dei doppini di tipo UTP viene identificata in base alla categoria del cavo:

- *Categoria 1*: sono i vecchi doppini per telefonia analogica;
- *Categoria 2*: sono i doppini per telefonia digitale a trasmissione dati a bassa velocità (linee seriali);
- *Categoria 3*: doppini con banda passante di circa 16 MHz; sono i primi tipi di doppini utilizzati nelle reti locali (vedi Capitolo 14) Ethernet a 10 Mbit/s e Token Ring a 4 Mbit/s;
- *Categoria 4*: doppini con banda passante di circa 20 MHz, utilizzati per reti locali Token Ring a 16 Mbit/s;
- *Categoria 5*: doppini con banda passante di circa 100 MHz; possono essere utilizzati per reti metropolitane FDDI e reti locali Ethernet 100Base-T a 100 Mbit/s;
- *Categoria 5E*: è una categoria 5 migliorata, con banda passante sempre di circa 100 MHz; doppini di questa categoria vengono utilizzati per reti locali Ethernet 1000Base-T a 1 Gbit/s;
- *Categoria 6*: doppini con banda passante dell'ordine dei 250 MHz;
- *Categoria 7*: doppini con banda passante dell'ordine dei 600 MHz.

Uno degli aspetti che più di altri consente di migliorare la qualità dei doppini è la modalità secondo cui i due conduttori sono intrecciati. Tipicamente all'aumentare del numero di spire per centimetro i doppini, che sono privi di schermo, vengono resi più immuni alle interferenze elettromagnetiche esterne. La Figura 2.9 mostra i tre tipi di cavi più utilizzati nel corso degli anni per la realizzazione di reti locali, e cioè RG-213, RG-58 e UTP Cat. 5.

Uno dei principali parametri che caratterizza un mezzo trasmissivo è la sua attenuazione, che è sempre funzione della frequenza del segnale. L'attenuazione è mi-

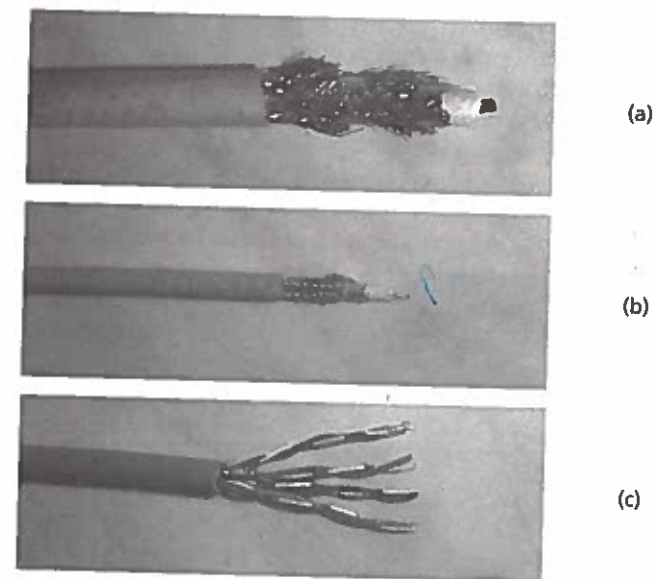


Figura 2.9
Cavi RG-213 (a), RG-58
(b), UTP Cat. 5 (c).

Cavi coassiali

Doppini

Fibre ottiche

nima a frequenze molto basse, per poi crescere all'aumentare della frequenza. Per quanto riguarda i cavi in rame questa è dell'ordine di 5-8 dB per 100 m per i cavi coassiali RG-213 a 50-100 MHz; questi valori raddoppiano per i cavi RG-58. I dop-pini UTP-5 hanno un'attenuazione più elevata, dell'ordine dei 20 dB per 100 m, e sono molto più soggetti a diafonia a causa della mancanza dello schermo che invece è presente nei cavi coassiali.

Le fibre ottiche sono costituite da due strati concentrici di materiale vetroso, il nucleo e il mantello, i cui indici di rifrazione sono tali che l'onda luminosa incidente a un'estremità della fibra si propaga all'interno del nucleo se l'angolo di incidenza è abbastanza piccolo. Esse possono essere distinte in due grandi categorie:

- *fibre multimodo*: mantello e nucleo hanno dimensioni dell'ordine di 125 micron e 50 micron (con il rivestimento esterno la fibra ha un diametro di circa 250 micron); nel nucleo le onde luminose si propagano seguendo diversi percorsi (vedi Figura 2.10a);
- *fibre monomodo*: hanno un nucleo molto più piccolo delle precedenti (dell'ordine di 10 micron) che consente un solo modo di propagazione delle onde nel nucleo (vedi Figura 2.10b).

I diversi modi di propagazione consentiti nelle fibre multimodo causano una dispersione temporale degli impulsi luminosi trasmessi che limita le distanze che possono essere coperte e le frequenze di cifra supportabili. Le fibre monomodo consentono di coprire distanze molto più grandi con maggiori frequenze di cifra grazie al singolo modo di propagazione consentito nel nucleo che limita la dispersione degli impulsi luminosi trasmessi.

Finestre

Una delle caratteristiche salienti che ha reso le fibre ottiche estremamente importanti come mezzo trasmissivo nelle telecomunicazioni è la loro attenuazione. La Figura 2.11 mostra la caratteristica di attenuazione di una fibra ottica in funzione della lunghezza d'onda del segnale ottico che l'attraversa. Si osserva che nell'ambito delle lunghezze d'onda prevalentemente utilizzate, e cioè da 800 nm a 1600 nm, l'attenuazione, pur variando a seconda della lunghezza d'onda utilizzata, è sempre inferiore a qualche dB/km. Le tecnologie sviluppate nel corso degli anni hanno determinato la realizzazione di fibre che si distinguono in base all'intervallo di lunghezze d'onda utilizzate, denominate finestre.

- *I finestra*: lunghezze d'onda centrate intorno a 850 nm, la cui attenuazione è dell'ordine di 1-2 dB/km;
- *II finestra*: lunghezze d'onda centrate intorno a 1300 nm, la cui attenuazione è dell'ordine di 0,4 dB/km;
- *III finestra*: lunghezze d'onda centrate intorno a 1550 nm, la cui attenuazione è dell'ordine di 0,2 dB/km.

Figura 2.10
Fibra ottica
multimodo (a) e
monomodo (b).

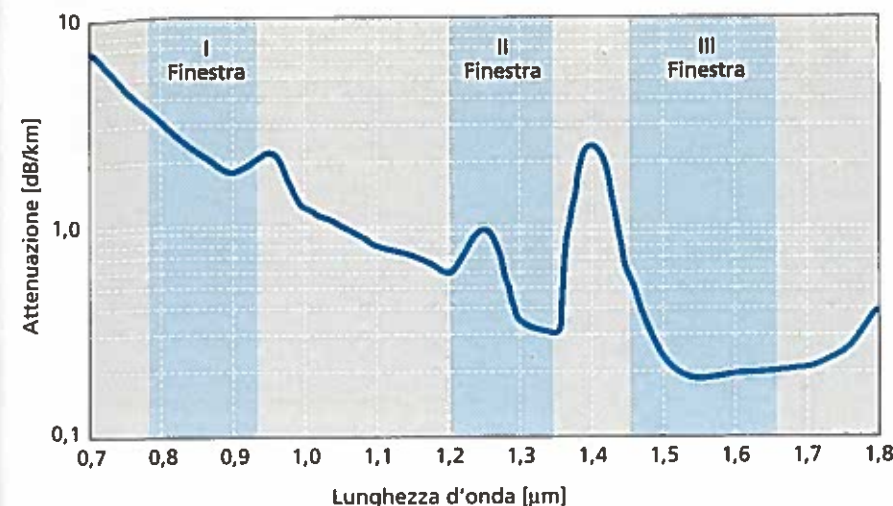
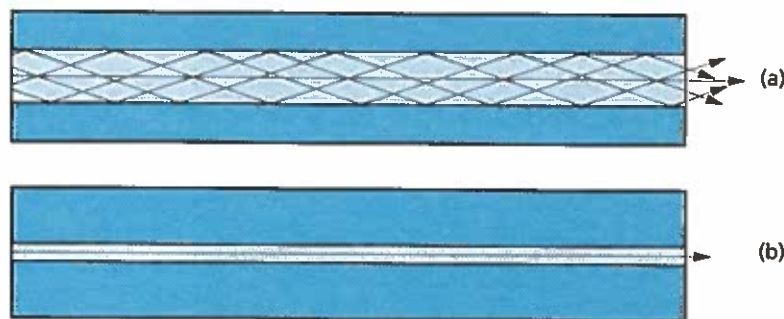


Figura 2.11
Attenuazione nelle
fibre ottiche.

Le fibre multimodo operano in I e II finestra, mentre quelle monomodo vengono utilizzate in II e III finestra.

I dispositivi terminali, cioè i trasmettitori e i rivelatori, per le fibre multimodo sono meno costosi dei dispositivi terminali utilizzati per le fibre monomodo: infatti nelle prime si trasmette con LED che sono più economici dei laser usati nelle seconde, anche se questi ultimi sono in grado di coprire distanze maggiori a velocità superiori. La tecnologia di connettività fisica dei dispositivi terminali alla fibra è molto più complessa nel caso di fibre monomodo.

2.2.2 Spettro elettromagnetico

In un mezzo trasmissivo in cui i segnali si propagano alla velocità v [m/s], la lunghezza d'onda λ [m] di un segnale è legata alla sua frequenza f [s⁻¹] dalla relazione:

$$\lambda = \frac{v}{f} \quad (2.5)$$

Per descrivere lo spettro elettromagnetico si fa riferimento alla propagazione della luce nel vuoto, che è caratterizzata da una velocità $v = c \approx 3 \cdot 10^8$ m/s. Questo valore è anche utilizzato per indicare la velocità di propagazione dei segnali nell'etere, mentre una buona approssimazione per la velocità dei segnali nei mezzi guidati di nostro interesse, e cioè cavi in rame e fibre, è $v \approx 2 \cdot 10^8$ m/s.

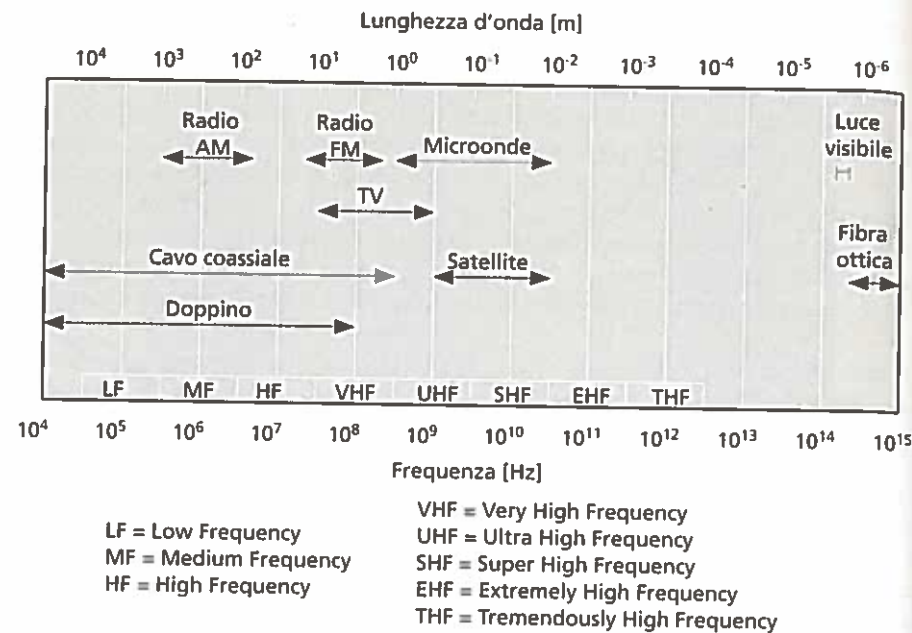
Ipotizzando di trasmettere un flusso binario alla frequenza di cifra di $C = 10$ Mbit/s su un cavo in rame RG-58, si vuole determinare la lunghezza l del cavo occupata dal segnale che rappresenta un bit.

Alla frequenza di cifra C corrisponde un tempo di trasmissione di bit $T = 1/C = 100$ ns. Data la velocità di propagazione sul cavo in rame $v \approx 2 \cdot 10^8$ m/s, durante il tempo di trasmissione di un bit il fronte del segnale avrà percorso una distanza $l = 20$ m; questo valore coincide con il tratto di cavo occupato dal segnale in questione.

La Figura 2.12 illustra lo spettro elettromagnetico evidenziando le bande di interesse dei mezzi trasmissivi guidati e quelle utilizzate da alcuni dei più comuni servizi

Esempio 2.3

Figura 2.12
Spettro
elettromagnetico.



di telecomunicazione. Si osserva che i mezzi trasmissivi in rame vengono utilizzati fino a frequenze dell'ordine di 100 MHz, mentre la banda di frequenza utilizzata dalle fibre ottiche è adiacente a quella della luce visibile, che si estende tra i 400 nm (colore violetto) e i 700 nm (colore rosso). L'etere è utilizzato sia per servizi di diffusione (broadcasting), cioè di tipo radio e TV, sia per servizi di telecomunicazioni punto-punto. In quest'ultimo caso vengono impiegate le bande UHF e SHF, quindi con frequenze nell'ordine delle centinaia di MHz, fino alle decine di GHz.

Esempio 2.4

Si vuole determinare la frequenza nell'etere dei segnali caratterizzati dalle due lunghezze d'onda che delimitano la banda dello spettro della luce visibile.

Applicando l'Equazione 2.5 con la velocità della luce c , si ottengono immediatamente le due frequenze richieste, e cioè $f_v = 750$ THz e $f_r = 428,6$ THz per le due lunghezze d'onda $\lambda_v = 400$ nm e $\lambda_r = 700$ nm, rispettivamente.

2.2.3 Configurazioni di linea

Indipendentemente dalla tecnica di trasmissione delle informazioni adottata su un canale di comunicazione (rame, fibra, etere), occorre distinguere tre diverse modalità di scambio di informazioni tra i due nodi posti alle estremità del collegamento stesso. La trasmissione si dice:

- *simplex* (o *unidirezionale*), se la trasmissione di informazioni è consentita solo in una direzione del collegamento, così che un nodo agisce sempre da sorgente di informazioni e l'altro da destinazione delle informazioni stesse;
- *half-duplex* (o *bidirezionale alternato*), quando il collegamento consente la trasmissione di informazioni in entrambe le direzioni, ma non contemporaneamente, così che entrambi i nodi agiscono da sorgente e destinazione di informazioni; quindi, nell'intervallo in cui un nodo agisce da sorgente di informazioni, l'altro nodo svolge solo la funzione di destinatario delle stesse;

- *full-duplex* (o *bidirezionale contemporaneo*), quando il collegamento consente la trasmissione di informazioni in entrambe le direzioni contemporaneamente, così da richiedere che entrambi i nodi svolgano nello stesso istante funzione di sorgente e destinazione di informazioni.

Possiamo dunque mettere in relazione la direzione di un servizio di comunicazione, così come definito nel Paragrafo 1.1.2, con la configurazione del collegamento che fornisce il servizio. Un servizio di comunicazione unidirezionale su un collegamento punto-punto può essere supportato da una tipologia qualunque di modalità trasmissiva (simplex, half-duplex o full-duplex), mentre un servizio di comunicazione bidirezionale non può essere supportato da un collegamento trasmissivo di tipo simplex.

Il trasferimento di un segnale lungo un mezzo trasmissivo guidato richiede che alle due estremità siano posizionati i dispositivi di trasmissione e di ricezione dei segnali stessi. Nel caso di trasmissione simplex si utilizza un solo cavo (coassiale, doppino o fibra) lungo il quale il segnale fluisce in una sola direzione. Anche con una trasmissione bidirezionale alternata sarà sufficiente un solo mezzo trasmissivo alle cui estremità sono connessi alternativamente i due dispositivi di trasmissione e di ricezione. Se invece la trasmissione è di tipo bidirezionale simultanea saranno necessari in linea di principio due supporti trasmissivi distinti, ognuno equipaggiato con i propri dispositivi terminali. Tuttavia in situazioni particolari è possibile utilizzare un unico mezzo trasmissivo, come per esempio un doppino o un cavo coassiale, per il trasferimento bidirezionale dei segnali. Distinguiamo dunque tra due tipologie di linee per la trasmissione full-duplex:

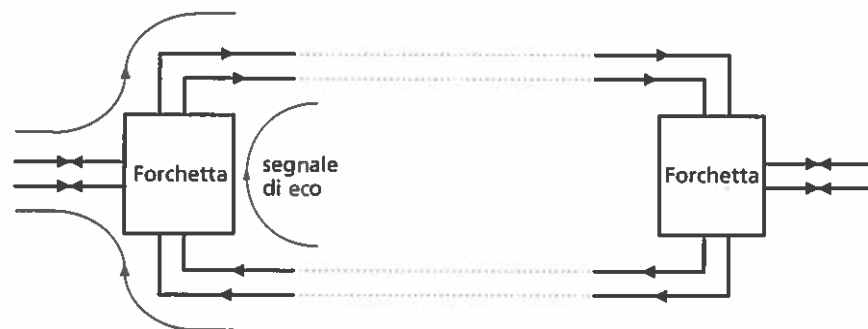
- *linee a quattro fili*, in cui i segnali nelle due direzioni utilizzano mezzi trasmissivi distinti;
- *linee a due fili*, in cui i segnali nelle due direzioni condividono lo stesso supporto trasmissivo.

Si noti che una linea trasmissiva a due fili in cui nelle due direzioni si utilizza la trasmissione a divisione di tempo (la trasmissione nelle due direzioni non avviene mai contemporaneamente) o a divisione di frequenza (i segnali nelle due direzioni utilizzano bande di frequenza che non si sovrappongono) si comporta come una linea a quattro fili.

Le linee a due fili per la trasmissione full-duplex sono utilizzate prevalentemente nelle reti di accesso; un esempio emblematico è la rete per telefonia in cui la grande maggioranza dei collegamenti tra le apparecchiature di utente e nodi delle rete avviene utilizzando un cavo UTP (doppino). I collegamenti della rete di trasporto sono sempre configurati come linee a quattro fili. Il dispositivo che consente di interfacciare una linea a due fili con una a quattro fili prende il nome di "forchetta" (*hybrid* in lingua inglese) e si trova nel nodo di commutazione locale. Questo circuito, realizzato tipicamente con componenti passivi (trasformatori) e mostrato nella Figura 2.13, interfaccia il doppino di utente da un lato (due fili) e due coppie dal lato rete (quattro fili), ognuna delle quali trasmette segnali in una sola direzione; chiameremo queste due coppie "linea entrante" e "linea uscente".

Il compito della forchetta è quello di inviare il segnale trasmesso dall'apparecchio locale lungo la linea uscente e inviare il segnale ricevuto dall'apparecchio remoto attraverso la linea entrante esclusivamente sul doppino di utente. La non idealità di questo dispositivo passivo fa sì che una parte di quest'ultimo segnale sia anche ritrasmesso sulla linea uscente per essere ricevuto dall'apparecchio remoto dopo un tempo uguale al cosiddetto "round-trip delay", cioè il doppio del tempo di

Figura 2.13
Interfacciamento di
circuiti a due fili e a
quattro fili.



propagazione del segnale tra i due nodi locali. Ciò produce un fenomeno di eco, il cui effetto di disturbo dipende dal round-trip delay. Per ritardi inferiori ai 40 ms, che corrisponde a un circuito dell'ordine di 4000 km, il disturbo dovuto all'eco si considera accettabile, mentre per ritardi superiori si rende necessario adottare azioni di limitazione del segnale di eco.

Eliminazione dell'eco

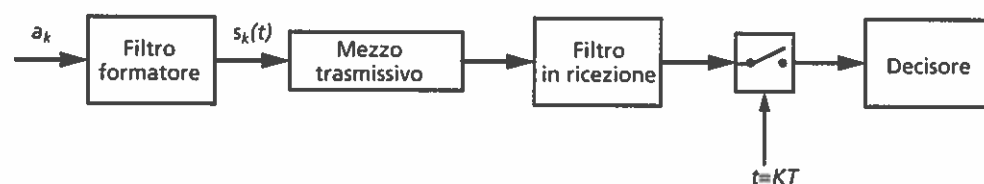
L'eco può essere controllato mediante l'utilizzazione di uno tra due dispositivi attivi: soppressore di eco e cancellatore di eco. Il *soppressore di eco* è un dispositivo che inserisce un'attenuazione molto elevata (35 dB) sulla linea uscente (entrante) se viene rilevato un segnale sulla linea entrante (uscente) del circuito a quattro fili. In questo modo si evita che l'eco giunga all'apparecchio remoto (con l'attenuazione sulla linea uscente) e anche che venga ricevuto dall'apparecchio locale (con l'attenuazione sulla linea entrante). Il problema che presenta il soppressore d'eco è che se uno degli utenti inizia a parlare mentre l'altro non ha ancora terminato, il dispositivo non è in grado di commutare la posizione dell'attenuazione, così che vengono perse le prime sillabe del tratto vocale emesso dall'utente (una buona prestazione del dispositivo prevede una commutazione in un intervallo di tempo di 5 ms). Questo problema non si presenta con il *cancellatore d'eco*, il cui compito è quello di sottrarre algebricamente sulla linea uscente una replica del segnale ricevuto sulla linea entrante opportunamente ritardata e attenuata, così da eliminare il segnale d'eco.

2.3 Trasmissione di segnali numerici

In condizioni ideali si vorrebbe che la trasmissione di un segnale $x(t)$ attraverso un canale di comunicazione non alteri il segnale stesso e che quindi in uscita si ottenga un segnale $y(t) = x(t)$. Nella realtà il canale di comunicazione altera il segnale sia nella sua ampiezza, sia nella sua caratteristica di fase; nella maggior parte dei casi questa degradazione è funzione della specifica componente di frequenza del segnale stesso.

Un modello generale di sistema trasmissivo numerico è mostrato in Figura 2.14. La sequenza di simboli numerici da trasmettere è offerta a un canale di comunicazione come una sequenza di impulsi a_k di durata infinitesima a frequenza R (simboli/s) e ampiezza opportuna. Questi impulsi distanziati di $T = 1/R$ (s) vengono ricevuti dal filtro formatore che genera la sequenza dei segnali $s_k(t)$ associata ai singoli im-

Figura 2.14
Sistema di
trasmissione.



pulsi. Questi attraversano il mezzo trasmissivo lungo il quale al segnale si aggiungerà del rumore. Questo verrà ridotto per quanto possibile con un filtro in ricezione, il cui compito è quello di eliminare le componenti spettrali che sono esterne alla banda del segnale trasmesso. Infine viene svolta una funzione di campionamento del segnale ricevuto con frequenza $1/T$: l'ampiezza del segnale rilevato consentirà infine di decidere quale è stato il simbolo emesso. Occorre osservare che la determinazione degli istanti di campionamento gioca un ruolo molto importante nel processo di ricostruzione della sequenza trasmessa a partire dal segnale ricevuto. Il canale di comunicazione può essere quindi considerato come la cascata di tre blocchi: filtro formatore, mezzo trasmissivo e filtro in ricezione.

Facciamo ora riferimento a un segnale $s_k(t)$ costituito da un tono a frequenza f , che quindi può essere rappresentato dalla funzione $x(t) = A_x \sin(2\pi f t)$. Allora $y(t) = A_y \sin(2\pi f(t - \tau))$ rappresenta il segnale di uscita dal canale che risulta attenuato con un fattore $A = A_y/A_x$ e ritardato nel tempo di una quantità τ , essendo A e τ in generale funzioni della frequenza f . Dunque una caratterizzazione nel dominio delle frequenze del canale è espressa dalle due funzioni $A(f)$ e $\phi(f)$ che indicano la risposta del canale ai segnali di ingresso sull'ampiezza e sulla fase del segnale.

Indichiamo con W [Hz] la larghezza di banda "utile" del canale che indica l'ampiezza dello spettro del segnale di ingresso che viene trasferita in uscita. In funzione della dislocazione della banda W nello spettro delle frequenze distinguiamo tra trasmissione sul canale di comunicazioni in banda base oppure in banda passante. Nel primo caso la larghezza di banda B coincide con l'intervallo $[0, W]$ e quindi include la componente continua. Nel secondo invece la banda utilizzabile del canale è nell'intervallo $[f_1, f_2]$ con $W = f_2 - f_1$. Quindi in generale il canale di comunicazione può essere visto come un filtro (passa-basso o passa-banda) che agisce sul segnale di ingresso per restituirlo in uscita modificato. Il caso ideale è rappresentato da un canale caratterizzato da una risposta in ampiezza costante $A(f) = C$ e una risposta di fase lineare $\phi(f) = 2\pi f t_c$ che, a fronte di un segnale di ingresso $s(t)$, darebbe luogo a un segnale in uscita $s_u(t) = C s(t - t_c)$. Questo è semplicemente una versione attenuata e ritardata del segnale di ingresso.

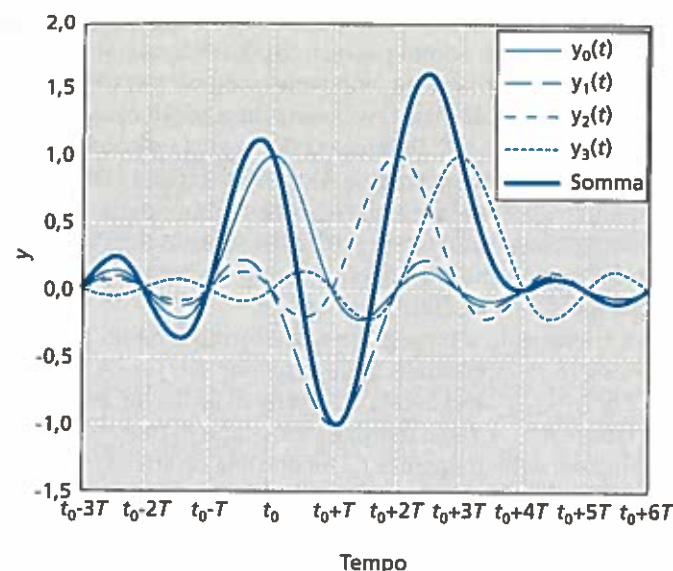
Per caratterizzare al meglio un canale risulta utile esprimere come esso si comporta quando riceve in ingresso un segnale rappresentato da una sequenza di impulsi. Si consideri il caso elementare di un singolo impulso di durata infinitesima emesso al tempo $t = 0$ che viene trasmesso su un canale di comunicazione che si comporta come un filtro passa-basso ideale di larghezza di banda W . Il segnale $y(t)$ in uscita dal canale

$$y(t) = \frac{\sin(2\pi W t)}{2\pi W t}$$

presenta il suo massimo in $t = 0$ e si annulla in tutti gli istanti di tempo $t = \pm n/2W$. Quindi in generale i segnali corrispondenti a impulsi emessi in istanti diversi si sovrappongono dando luogo a quella che si chiama *interferenza intersimbolica*. Questa interferenza diminuisce all'aumentare della distanza tra impulsi emessi e si annulla se gli impulsi di opportuna ampiezza (per esempio positiva e negativa per rappresentare i due simboli 1 e 0) sono trasmessi ogni $T = 1/2W$ secondi.

Supponiamo ora di avere un canale di comunicazione di larghezza di banda W con risposta di ampiezza unitaria e risposta di fase lineare $\phi(f) = 2\pi f t_0$. La Figura 2.15 mostra la risposta $y_i(t)$ del canale ai 4 impulsi di ampiezza unitaria (positiva o negativa) emessi agli istanti iT ($i = 0, 1, 2, 3$) e corrispondenti alla sequenza 1011, nonché il segnale complessivo. Quest'ultimo presenta ampiezza unitaria (positiva o

Figura 2.15
Spettro $S(f)$ del
segnale periodico $s(t)$.



negativa) in corrispondenza degli istanti $t_0, t_0 + T, t_0 + 2T, t_0 + 3T$, rendendo quindi possibile una ricezione senza errore se il segnale viene rilevato ("campionato") in questi istanti. Tutto ciò corrisponde ad affermare che la massima frequenza R di trasmissione di informazione su un canale di banda W è di

$$R_{\max} = 2W \quad (2.6)$$

impulsi al secondo, la cui unità di misura è il *baud*. Questa condizione è nota come *criterio di Nyquist*.

In realtà un filtro passa-basso ideale non è fisicamente realizzabile e quindi il risultato ottenuto è puramente teorico. Tuttavia lo stesso Nyquist ha mostrato che esistono altre funzioni che rappresentano la risposta di un canale di comunicazione e possono dare una interferenza intersimbolica nulla, pur essendo fisicamente realizzabili. Per esempio i filtri con "spettro a coseno rialzato" dipendono da un parametro α , detto *fattore di roll-off*, che indica l'ampiezza di banda richiesta per fare decadere la risposta di ampiezza dal valore unitario allo zero; in particolare W indica ora il valore di frequenza in cui la risposta di ampiezza è la metà di quella a frequenza 0. Il parametro α varia nell'intervallo $[0,1]$ e la larghezza di banda richiesta risulta essere:

$$W_{\alpha} = W(1 + \alpha) = \frac{1 + \alpha}{2T}.$$

Quindi l'estremo inferiore dell'intervallo corrisponde al filtro passa-basso ideale (con risposta di ampiezza nulla per $f > W$), mentre quello superiore indica un filtro con una risposta in ampiezza che decresce a partire da $f = 0$ fino ad annullarsi per $f > 2W$. Indipendentemente dal valore del parametro α , questo filtro dà luogo a risposte impulsive nulle negli istanti $t = \pm n/W$. Quindi nel caso peggiore la massima frequenza R di trasmissione di informazione su un canale reale di banda W è di:

$$R_{\max} = W. \quad (2.7)$$

Finora si è fatto riferimento a una trasmissione di tipo binario, in cui cioè a un impulso positivo o negativo corrisponde un simbolo (binario) 1 o 0. Si può tuttavia pensare di trasmettere un segnale a più livelli per codificare in un impulso una pluralità di bit. Se la massima ampiezza del segnale è $\pm A$ e si utilizzano M livelli, allora la differenza in ampiezza tra livelli adiacenti del segnale, che rappresentano simboli diversi, sarà $2A/(M-1)$. A partire dall'Equazione 2.6 e ipotizzando che il numero di livelli del segnale sia una potenza di 2, possiamo esprimere la massima frequenza di trasmissione di informazione su un canale di larghezza di banda W (capacità del canale), espressa in bit/s, come:

$$C_{\max} = 2W \log_2 M. \quad (2.8)$$

Da quanto detto si potrebbe desumere che la capacità può essere aumentata a dismisura semplicemente aumentando il numero di livelli. In realtà ciò non è vero in quanto occorre tenere conto della non idealità del canale che trasferisce i segnali in ingresso restituendoli in uscita insieme a segnali indesiderati, che identifichiamo genericamente con il termine "rumore". L'effetto di ciò è un'alterazione del livello del segnale che, se eccede una data soglia, dà luogo a un'interpretazione errata del simbolo trasmesso, cioè a errore. Naturalmente, dato un livello A del segnale, la probabilità di errore cresce all'aumentare del numero M dei livelli. Un risultato fondamentale nella teoria dell'informazione è dovuto a Claude Shannon: egli ha mostrato che, qualunque sia la tecnica di codifica del flusso numerico nel segnale da trasmettere, il limite teorico della capacità del canale è data da

$$C = W \log_2(1 + SNR) \quad (2.9)$$

dove SNR indica il rapporto tra la potenza del segnale ricevuto e quella del rumore che si è aggiunto al segnale stesso.

Si vuole determinare la massima capacità C di un canale telefonico di larghezza di banda $W = 3100$ Hz ipotizzando un rapporto segnale rumore $SNR_{dB} = 40$ dB, che corrisponde a un canale di ottima qualità.

Al rapporto segnale rumore $SNR_{dB} = 40$ dB corrisponde $SNR = 10\,000$, da cui ricaviamo immediatamente dall'Equazione 2.9 la capacità del canale:

$$C = 3100 \cdot \log_2(10001) = 41,2 \text{ kbit/s}.$$

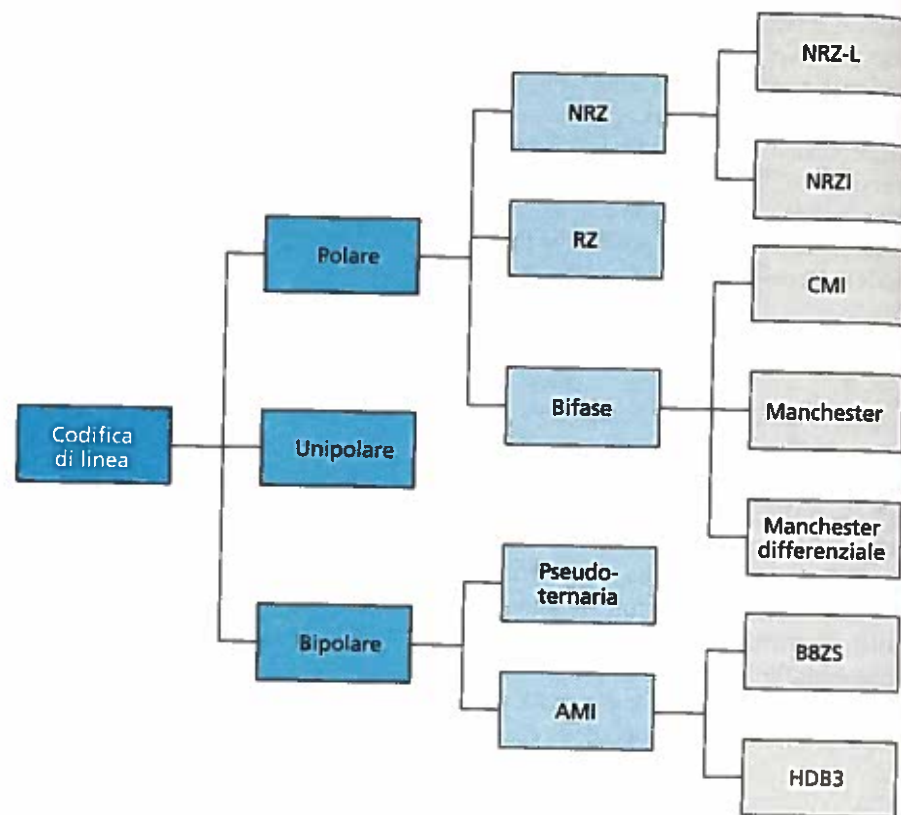
Esempio 2.5

2.4 Tecniche di codifica

La codifica di linea si prefigge di raggiungere diversi obiettivi nell'ambito del sistema trasmissivo ove è impiegata, tra i quali ricordiamo:

- determinare uno spettro di densità di potenza del segnale adatto al mezzo trasmissivo utilizzato, consentendo quindi di eliminare le componenti ad alta frequenza che il mezzo non consente di trasferire e anche le componenti continue o a frequenza molto bassa che alcuni sottosistemi non accettano,
- facilitare in ricezione l'estrazione del cronosegnale utilizzato in trasmissione così da poter rivelare i simboli ricevuti nel modo migliore possibile²,

Figura 2.16
Tassonomia delle
tecniche di codifica di
linea.



- realizzare funzioni di rivelazione di errore a livello del segnale in aggiunta a quelle che vengono comunque adottate a livello di trasferimento di trama (vedi Paragrafo 4.5.3).

2.4.1 Codici di base

Per le codifiche di linea maggiormente utilizzate la Figura 2.16 fornisce una tassonomia di tipo gerarchico. Preliminarmente si possono distinguere tre tipologie di codifica di linea a seconda del numero di livelli del segnale³ che vengono utilizzati per trasmettere i simboli binari 0 e 1:

- *codifica unipolare*, in cui si utilizza un solo livello del segnale, che codifica il simbolo 1, mentre l'assenza del segnale sta a indicare il simbolo 0; questo tipo di codifica è ormai obsoleta per la trasmissione su mezzi in rame, ma è ampiamente utilizzata per la codifica dei segnali su fibra ottica;
- *codifica polare*, in cui si utilizzano due livelli del segnale, che codificano opportunamente i simboli 0 e 1, oltre eventualmente a utilizzare lo stato di "assenza di segnale"; questi due livelli vengono indicati come "+" e "-";
- *codifica bipolare*, in cui si utilizzano tre livelli del segnale, il cui uso combinato serve a rappresentare la sequenza dei simboli 0 e 1; questi tre livelli vengono indicati come "+", "-" e "0".

² Questo approccio è meno costoso del trasferimento del segnale di sincronismo su un mezzo separato.

³ Lo specifico valore che assume il livello, per esempio il numero di volt, non ha importanza, essendo un fattore meramente realizzativo.

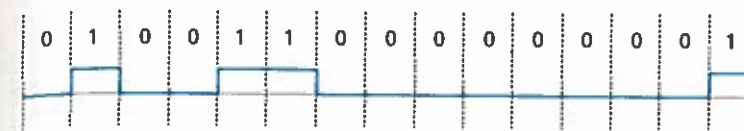


Figura 2.17
Esempio di codifica di
linea unipolare.

Due sono i principali difetti della codifica unipolare, come risulta evidente dall'esempio di Figura 2.17 che mostra il segnale generato dalla stringa numerica 010011000000001: la presenza di una componente continua e possibili problemi di sincronizzazione in ricezione. Il primo problema sorge perché il valore medio della tensione del segnale è sicuramente diverso da zero; supponendo che i simboli 0 e 1 abbiano la stessa probabilità di essere trasmessi, il valore medio del segnale in linea sarà la metà del valore del segnale associato al simbolo 1. Componenti continue o comunque di bassa frequenza sono generalmente da evitare, poiché non possono attraversare alcuni sistemi. Per quanto riguarda il secondo problema, il sistema di destinazione che non riceve direttamente l'informazione di sincronizzazione dall'apparato trasmettente riesce a "ricostruire" il cronosegnale utilizzato dal trasmettitore per generare il segnale tanto meglio quanto maggiori sono le alternanze tra i simboli 0 e 1 sul segnale di linea ricevuto. È evidente che una lunga stringa di simboli 0 o di simboli 1 nella codifica unipolare rende difficile la ricostruzione del cronosegnale in ricezione. Le codifiche polare e bipolare sono state definite per risolvere questi due problemi.

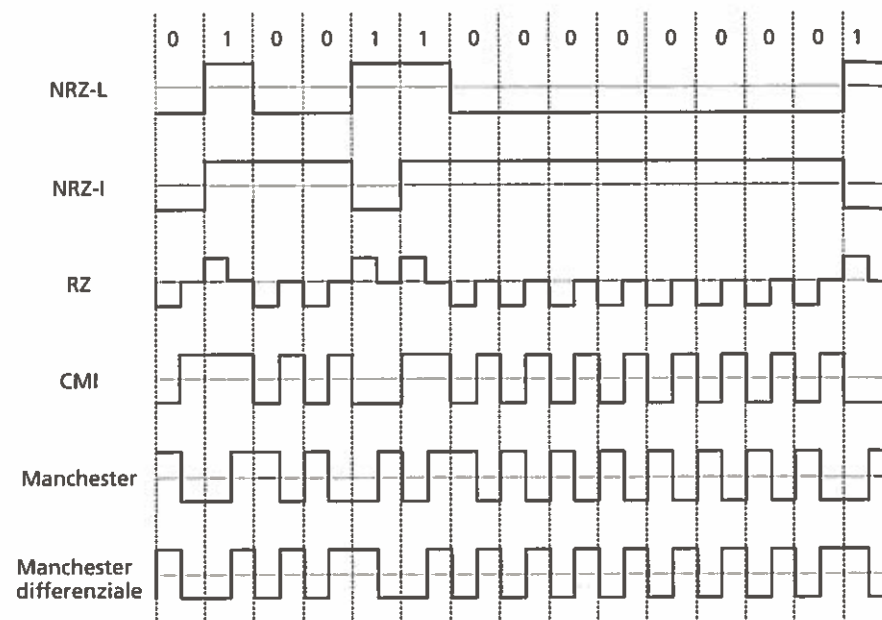
Nell'ambito della codifica di tipo polare, che utilizza i livelli positivo e negativo del segnale, sono quattro i codici prevalentemente usati oggi nel campo delle telecomunicazioni:

- *Non Return to Zero (NRZ)*, in cui il segnale non torna mai allo stato 0, poiché ogni occorrenza di simbolo 0 e 1 è opportunamente codificata con un segnale positivo (+) o negativo (-); si distinguono due tipi di codifica NRZ:
 - *Non Return to Zero-Level (NRZ-L)*, in cui i simboli 0 e 1 sono codificati, rispettivamente, da un segnale negativo (-) e da un segnale positivo (+), così che il livello del segnale indica univocamente il simbolo ricevuto;
 - *Non Return to Zero-Inverted (NRZ-I)*, in cui il simbolo 0 è codificato mantenendo il segnale del simbolo precedente, sia esso positivo o negativo, mentre il simbolo 1 viene codificato invertendo il segnale emesso con il simbolo precedente; evidentemente in questo caso conta la sequenza dei segnali ricevuti, piuttosto che il loro valore istantaneo;
- *Return to Zero (RZ)*, che utilizza una codifica simile a quella NRZ-L, codificando cioè i simboli 0 e 1 con un segnale negativo e positivo, rispettivamente; ora tuttavia il segnale resta al livello "+" o "-" solo per la metà del tempo di bit per tornare sempre a "0" nella restante metà;
- *Bifase*, in cui uno solo o entrambi i simboli binari sono codificati con una sequenza di due segnali, introducendo quindi una transizione di stato della linea a metà del tempo di simbolo, senza tuttavia fare mai tornare il segnale allo stato "0"; questo codice rappresenta dunque quanto di meglio si possa realizzare per estrarre la sincronizzazione in ricezione; i codici bifase maggiormente utilizzati sono:
 - *Coded Mark Inversion (CMI)*, in cui il simbolo binario 0 viene codificato come sequenza di due segnali, uno negativo (-) e uno positivo (+), mentre il simbolo binario 1 viene codificato alternativamente con la sequenza di due segnali negativi e positivi; questo codice dunque presenta sempre un'inversione di stato della linea per ogni simbolo binario 0 emesso, facilitando così la sincronizzazione in ricezione;
 - *Manchester*, in cui entrambi i simboli binari 0 e 1 sono codificati con una sequenza di due segnali alternati: una transizione negativo-positivo rappresenta

Codifica unipolare

Codifica polare

Figura 2.18
Esempio di codifica di
linea polare.



il simbolo binario 1, mentre una transizione positivo-negativo indica il simbolo binario 0⁴;

- *Manchester Differenziale*, in cui una transizione positivo-negativo è sempre presente a metà del tempo di bit e l'assenza o la presenza di una transizione di stato del segnale all'inizio del tempo di bit indica il simbolo binario emesso; in particolare se una transizione è presente il simbolo binario emesso è 0, mentre l'assenza di transizione indica il simbolo binario 1; a differenza del codice Manchester, ora la transizione a metà tempo di bit è utile solo per estrarre la sincronizzazione, senza indicare nulla del simbolo trasmesso.

Esempio 2.6

Si vuole rappresentare il segnale generato per la stringa numerica 01001100000001 con i codici polari NRZ, RZ e bifase (si ipotizzi che nel codice CMI l'ultimo simbolo binario 1 precedente è stato codificato con un segnale negativo che è anche l'ultimo livello del segnale che precede la stringa data nel codice NRZ-I e Manchester differenziale).

Il segnale generato per la stringa assegnata è riportato in Figura 2.18. Si nota come i codici NRZ presentano la stessa difficoltà di estrazione del cronosegno del codice unipolare in presenza di lunghe stringhe di simboli 0 o 1, anche se in questo caso vi è naturalmente un miglior bilanciamento del segnale dovuto all'utilizzazione di livelli positivi e negativi. I codici bifase invece garantiscono almeno una transizione di livello ogni 2 simboli trasmessi e quindi eliminano il problema dell'estrazione del cronosegno, annullando al contempo la componente continua.

L'esempio appena descritto mette in evidenza come, a eccezione dei codici NRZ, tutti gli altri codici polari alternano segnali positivi e negativi con frequenza R_s minima uguale a quella C di simbolo binario, che tuttavia può anche raggiungere il va-

⁴ L'associazione dei segnali ai bit qui adottata non è l'unica possibile. Infatti viene anche realizzato un codice di Manchester in cui le transizioni negativo-positivo e positivo-negativo sono associate ai simboli 0 e 1, rispettivamente.

lore $R_s = 2C$ (è questo il caso del codice Manchester con tutti simboli uguali a 0 oppure a 1 e del codice Manchester differenziale con tutti simboli 0). Ciò implica che la larghezza di banda richiesta per trasferire questi segnali con la dovuta qualità è maggiore che nelle codifiche NRZ. Infatti un segnale a frequenza di alternanza di livello $R_s = 2C$, che rappresenta dunque un'onda quadra di periodo $T/2$, richiede una larghezza di banda doppia di quella richiesta da un codice RZ o NRZ per garantire interferenza intersimbolica nulla (vedi Equazione 2.7).

La codifica bipolare, che utilizza tre livelli del segnale in linea di cui quello centrale è l'assenza di segnale, sfrutta parzialmente il principio della codifica differenziale. Un simbolo binario è codificato con livello centrale, mentre l'altro simbolo usa alternativamen-

Codifica bipolare

- *Alternate Mark Inversion (AMI)*, in cui il simbolo binario 0 viene codificato con il livello "0", cioè assenza di segnale, mentre il simbolo binario 1 viene codificato alternativamente con un segnale positivo (+) e uno negativo (-); una lunga sequenza di simboli binari 0 potrebbe creare problemi di sincronizzazione in ricezione; per questo motivo sono state definite due variazioni del codice AMI, che consistono nell'applicare una funzione di *scrambling* (mescolamento) sulla stringa emessa; a seconda del tipo di scrambling sono definiti due codici, entrambi basati sull'introduzione di una violazione del codice AMI:
 - *Bipolar 8-Zero Substitution (B8ZS)*, in cui ogni occorrenza di 8 simboli 0 consecutivi viene codificata con la sequenza 000+0-+, oppure 000-+0+- a seconda che l'ultimo segnale non-nullo emesso fosse positivo, o negativo, rispettivamente; vengono quindi introdotte due violazioni di codice consecutive a media di segnale nullo⁵;
 - *High-Density Bipolar 3 (HDB3)*, in cui la violazione di codice viene introdotta a ogni occorrenza di 4 simboli binari 0 consecutivi; in particolare il quarto simbolo 0 viene codificato con un segnale (positivo o negativo a seconda dell'ultimo segnale emesso) che costituisce una violazione del codice AMI; poiché questa violazione da sola non garantirebbe una media nulla del segnale, si seguono le regole di sostituzione specificate nella Tabella 2.1, in cui si prevede in alcuni casi di introdurre una violazione anche sul primo simbolo binario 0; queste regole implicano l'alternanza nel tipo di violazioni consecutive del codice;
- *Pseudoternario*, che usa la stessa codifica AMI con i simboli binari scambiati; quindi il simbolo binario 1 viene codificato con assenza di segnale, mentre il simbolo binario 0 è codificato alternativamente con i segnali positivo e negativo.

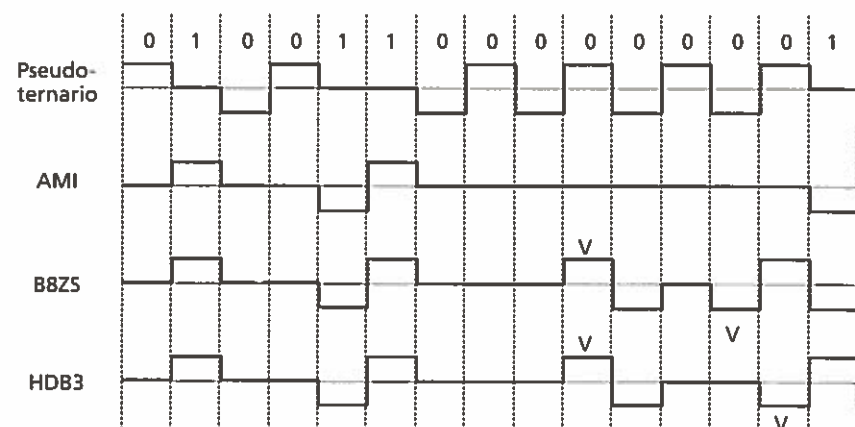
Il codice di tipo Manchester viene utilizzato nelle reti in area locale Ethernet e Token ring a bassa velocità (vedi Paragrafi 14.5 e 14.6), i codici AMI e pseudoternario nelle reti di accesso ISDN (vedi Paragrafo 12.3).

Tabella 2.1 Regola di sostituzione nel codice HDB3.

Polarità dell'ultimo simbolo binario 1	Numero di simboli binari 1 dopo l'ultima violazione	
	Dispari	Pari
+	000+	-00-
-	000-	+00+

⁵ + e - indicano la trasmissione di un simbolo "1 positivo" e "1 negativo", rispettivamente.

Figura 2.19
Esempio di codifica di
linea bipolare.



Esempio 2.7

Si vuole rappresentare il segnale generato per la stringa numerica 010011000000001 con i codici bipolari pseudoternario, AMI senza scrambling, B8ZS e HDB3 (si ipotizzi che un segnale negativo abbia codificato l'ultimo simbolo binario 0 e 1 precedente la stringa dati nei codici pseudoternario e AMI, rispettivamente).

Il segnale generato per la stringa assegnata è riportato in Figura 2.19. La componente continua è qui assente per definizione del codice; inoltre si nota che nonostante la codifica del simbolo 0 con assenza di segnale, la tecnica dello scrambling consente di evitare l'assenza di segnale per un periodo superiore a 3 tempi di bit.

Si vuole qui accennare al codice MLT-3 che rientra tra i codici bipolari, che usano cioè tre livelli del segnale in uscita. Con questo codice il simbolo binario 1 viene emesso con un segnale scelto sequenzialmente nell'insieme $\{+0-0\}$, mentre il simbolo binario 0 viene codificato mantenendo il livello del segnale del bit precedente. Questo codice viene utilizzato nelle reti locali Ethernet a 100 Mbit/s (vedi Paragrafo 14.5.4) con un mezzo trasmissivo in rame (UTP Cat. 5), allo scopo di limitare la banda occupata dal segnale trasmesso.

Esempio 2.8

Per la stringa numerica 110011101101001 si vuole rappresentare il segnale generato con il codice MLT-3 ipotizzando che l'ultimo simbolo binario 1 precedente sia stato codificato con un segnale positivo.

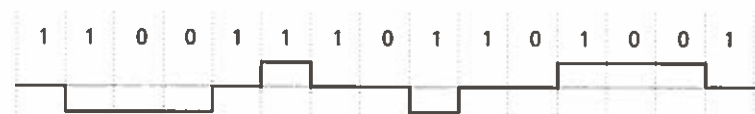
Il segnale risultante è mostrato in Figura 2.20.

2.4.2 Codici a blocchi

Tecniche di codifica più sofisticate prevedono di effettuare la codifica non più bit per bit ma basandosi su blocchi di bit. Inoltre si può anche prevedere di utilizzare una molteplicità di livelli del segnale da trasmettere in sostituzione della stringa binaria da inviare allo scopo di ridurre la banda richiesta sul canale.

In generale possiamo dire che, a fronte di un gruppo di m bit da inviare, il segnale di linea di un codice multilivello sarà costituito da n simboli multilivello. Nel caso

Figura 2.20
Esempio di codifica di
linea MLT-3.



di segnale a tre livelli (codice ternario) il codice prende il nome di $mBnT$, mentre se i livelli sono quattro (codice quaternario) la classe di codici viene denominata $mBnQ$.⁶

Se indichiamo con b il numero generico di livelli del segnale di linea, la condizione affinché la codifica sia consistente è che i valori di m e n siano tali da soddisfare la seguente relazione:

$$2^m \leq b^n.$$

In altre parole l'alfabeto di ingresso non può comprendere più simboli di quello di uscita. In tutti i casi in cui $b > 2$, quindi comprendendo i codici a tre e quattro livelli appena introdotti, risulta ovviamente $m > n$.

Un codice di linea multilivello determina una frequenza di segnalazione in linea (espressa in baud) diversa da quella del segnale originario da trasmettere, che indichiamo con F_i (la cui unità di misura è ovviamente bit/s). La trasmissione di n simboli (con opportuno alfabeto) in sostituzione di m bit implica una frequenza di segnalazione:

$$F_o = \frac{n}{m} F_i.$$

Risulta quindi evidente che i codici di tipo ternario e quaternario determinano una riduzione della frequenza di segnalazione sul canale rispetto a una trasmissione a due soli livelli (per esempio NRZ-I o AMI) e quindi una minore larghezza di banda richiesta sul canale. Ciò risulta di ausilio nel caso di canale trasmissivo di banda limitata, come nei mezzi in rame (per esempio i doppini). Tuttavia un codice multilivello presenta lo svantaggio di rendere più delicata la fase di rivelazione in ricezione a parità di massimo livello del segnale. Infatti segnali che rappresentano simboli diversi sono codificati con ampiezze del segnale più ravvicinate e quindi il rumore aggiunto al segnale stesso potrebbe causare un maggior numero di errori di rivelazione.

Uno dei codici ternari più semplici è quello 4B3T la cui tabella di corrispondenza tra blocchi di 4 bit in ingresso e blocchi di tre simboli (ternari) in uscita è riportata in Tabella 2.2. Un codice ternario (a tre livelli in uscita) può dare luogo a codici a media

Tabella 2.2 Codifica 4B3T.

In	Out Stato +	Out Stato -	In	Out Stato +	Out Stato -
0000	0+-	0+-	1000	+0-	+0-
0001	-0+	-0+	1001	0+0	0-0
0010	+0-	+0-	1010	00+	00-
0011	-+0	-+0	1011	0++	0--
0100	0-+	0-+	1100	++-	--+
0101	+00	-00	1101	++0	--0
0110	++-	+-	1110	+++	---
0111	+0+	-0-	1111	+++	---

⁶ A titolo di esempio si nota che un codice ternario potrebbe utilizzare i tre livelli del segnale $+1V$, $0V$ e $-1V$, mentre un codice quaternario potrebbe usare i livelli $+3V$, $+1V$, $-1V$, $-3V$.

di segnale non nulla. Allo scopo di eliminare la componente continua dal segnale generato, è stata definita una doppia codifica ("stato +" e "stato -") per alcuni dei simboli in ingresso in modo che, alternando i due codici per occorrenze consecutive dello stesso simbolo, la media complessiva sia nulla. Per esempio alla stringa in ingresso 1101 corrispondono i due codici in uscita ++0 e --0. Naturalmente il doppio codice non viene definito per le sei combinazioni di ingresso associate a codici a media nulla (per esempio 0010 associato al codice +-0). Dei 27 simboli dell'alfabeto di uscita non viene utilizzato solo quello costituito da 3 segnali nulli (000).

Codici mBnB

Sono stati anche definiti codici a blocchi del tipo mBnB, in cui cioè a gruppi di m bit in ingresso vengono fatti corrispondere gruppi di n bit con $m < n$. Quindi in questo caso il codice determina un aumento della frequenza di segnalazione in linea, rendendo questi codici adatti a essere utilizzati su mezzi trasmissivi in fibra dove non sussistono problemi di limitazioni di banda utilizzabile. Tuttavia la scelta opportuna delle 2^m configurazioni da utilizzare tra le 2^n rese disponibili dal codice consente di realizzare alcuni importanti obiettivi per il sistema di trasmissione. Tale scelta deve privilegiare per esempio sequenze con molte alternanze di simboli 0 e 1 (per facilitare l'estrazione del cronosegno) e sequenze in cui vi sia parità di simboli 0 e 1 trasmessi (per eliminare le componenti a bassa frequenza). In alcuni codici con grande numero di combinazioni selezionabili quest'ultimo obiettivo viene garantito direttamente scegliendo combinazioni in ognuna delle quali il numero di simboli 0 uguaglia il numero di simboli 1; questo è il caso del codice 6B8B in cui tutte le $2^6 = 64$ combinazioni scelte contengono 4 simboli 0 e 4 simboli 1. Naturalmente questa proprietà non si applica per codici in cui n è dispari, come per esempio nel caso del codice 4B5B. Le funzioni di controllo di errore sfruttano la scelta delle combinazioni da utilizzare che escludono il verificarsi di determinate sequenze. Si riporta a titolo di esempio in Tabella 2.3 la corrispondenza tra alfabeto in ingresso e alfabeto in uscita per il codice 4B5B, che viene utilizzato nelle reti in area locale.

Alcuni dei codici a blocchi di comune utilizzazione nelle reti di telecomunicazione sono 4B3T e 2B1Q nelle reti di accesso ISDN (vedi Paragrafo 12.3), i codici 8B6T, 4B5B, 8B10B e 64B66B nell'ambito delle reti in area locale (vedi Paragrafo 14.5).

Esempio 2.9

Poiché alcuni dei codici di base rientrano anche tra quelli a blocchi, si vuole individuare il codice della classe mBnB che realizza la codifica CMI ricavando anche la tabella di corrispondenza tra bit in ingresso e bit in uscita.

Si tratta chiaramente del codice 1B2B, essendo previsti due soli livelli in uscita. Dato che al simbolo binario 1 sono associati due distinti segnali che si alternano, la descrizione della corrispondenza tra codice in ingresso e codice in uscita richiede di

Tabella 2.3 Codifica 4B5B.

In	Out	In	Out
0000	11110	1000	10010
0001	01001	1001	10011
0010	10100	1010	10110
0011	10101	1011	10111
0100	01010	1100	11010
0101	01011	1101	11011
0110	01110	1110	11100
0111	01111	1111	11101

Tabella 2.4 Tabella di codifica nel codice CMI.

In	Out Stato 0	Out Stato 1
0	01	01
1	00	11

distinguere due stati che si alternano per ogni simbolo binario 1 da trasmettere. Quindi la corrispondenza tra simboli in ingresso e in uscita è riportata in Tabella 2.4.

Si vuole rappresentare il segnale generato per la stringa numerica 0101111001010000 generata a una frequenza di cifra di 1 Mbit/s con i codici a blocchi 4B5B e 4B3T ipotizzando per quest'ultimo che l'ultimo stato assunto per tutti i simboli trasmessi sia quello negativo (stato -).

Il segnale generato per la stringa assegnata è riportato in Figura 2.21. Si nota anche visivamente come i due codici diano luogo a una diversa frequenza di segnalazione in linea; infatti per il codice 4B5B si ha una frequenza $F_s = 1,25$ Mbaud, mentre per quello 4B3T si ha $F_s = 750$ kbaud.

Esempio 2.10

2.5 Trasmissione numerica in banda passante

Consideriamo ora il caso in cui il canale di comunicazione disponibile, sempre di larghezza di banda W , consenta di trasmettere segnali nell'intervallo di frequenze $[f_1, f_2]$, con frequenza centrale f_c . Il canale può dunque essere idealizzato come un filtro passa-banda. Trasportare informazioni numeriche attraverso un canale di questo genere richiede l'adozione di una tecnica di modulazione che generi un segnale che possa occupare la banda a disposizione.

2.5.1 Tecniche di modulazione numerica

Sono tre le tecniche di modulazione che si possono adottare; esse consistono nel variare uno dei parametri del segnale portante di frequenza f_c , rappresentato dalla funzione $A \cos(2\pi f_c t)$, in funzione del simbolo che si vuole trasmettere:

- *modulazione di ampiezza (Amplitude Shift Keying, ASK)* in cui la trasmissione dei simboli 1 e 0 consiste nell'utilizzare un'ampiezza unitaria ($A = 1$) o nulla ($A = 0$), rispettivamente;
- *modulazione di frequenza (Frequency Shift Keying, FSK)*, in cui il parametro che si varia è la frequenza della portante, trasmettendo per esempio a frequenza f_2 oppure f_1 per inviare i simboli 1 e 0, rispettivamente;

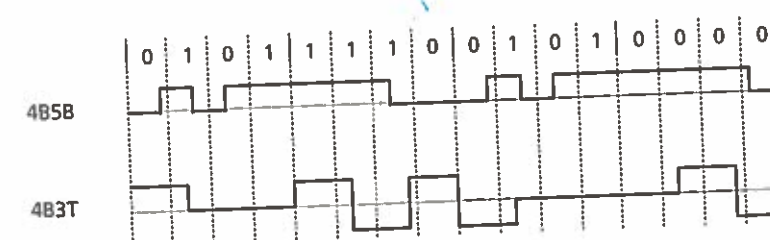
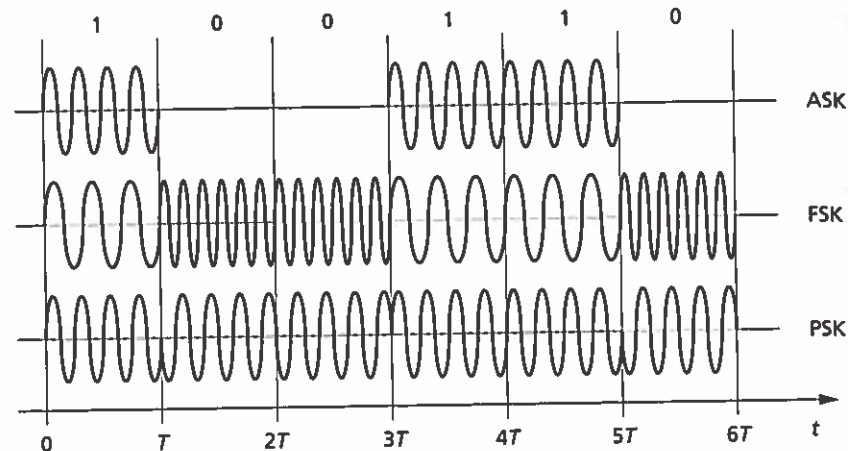


Figura 2.21 Esempio di codifi line a blocchi.

Figura 2.22
Tecniche di
modulazione
numerica.



- *modulazione di fase (Phase Shift Keying, PSK)*, in cui la fase del segnale sta a indicare il simbolo numerico trasmesso, trasmettendo per esempio i segnali $A\cos(2\pi f_c t)$ e $A\cos(2\pi f_c t + \pi)$ per i simboli 1 e 0 rispettivamente.

La Figura 2.22 mostra un esempio di modulazione con le tre tecniche ASK, FSK, PSK per la trasmissione della stringa numerica 100110 in cui ogni bit viene trasmesso per un tempo T . Si noti che nel caso PSK a una sequenza di simboli alternati, 10 oppure 01, corrisponde un salto della fase del segnale di π poiché $\cos(2\pi f_c t + \pi) = -\cos(2\pi f_c t)$.

Dopo l'attraversamento del canale il segnale ricevuto deve essere demodulato per estrarne la stringa trasmessa. Nel caso ASK e FSK occorre semplicemente rilevare l'ampiezza e la frequenza del segnale, mentre nel caso PSK la situazione è apparentemente più complessa in quanto occorre rilevare i salti di fase del segnale ricevuto. Tuttavia per mezzo di opportune operazioni di elaborazione e filtraggio del segnale ricevuto si riesce facilmente a estrarre la stringa numerica trasmessa. È sufficiente infatti moltiplicare il segnale ricevuto per $2\cos(2\pi f_c t)$ e operare un filtraggio passa-basso con larghezza di banda W per estrarre la stringa binaria trasmessa.

Una tecnica di modulazione numerica molto importante è quella conosciuta come modulazione di ampiezza in quadratura (*Quadrature Amplitude Modulation, QAM*). Questa tecnica si basa sul suddividere la stringa numerica a frequenza R da trasmettere in due sequenze a frequenza $R/2$ di simboli pari e dispari, a_k e b_k , ognuna delle quali modula in ampiezza una di due distinte portanti $\cos(2\pi f_c t)$ e $\sin(2\pi f_c t)$. Queste due portanti in quadratura vengono poi sommate per ottenere il segnale complessivo

$$x(t) = a_k \cos(2\pi f_c t) + b_k \sin(2\pi f_c t)$$

che viene trasmesso sul canale passa-banda.

La demodulazione di un segnale QAM ricevuto viene effettuata analogamente alla tecnica adottata con segnali PSK, utilizzando questa volta i due segnali $2\cos(2\pi f_c t)$ e $2\sin(2\pi f_c t)$ per estrarre le due stringhe numeriche trasmesse.

Si osservi che utilizzando un canale di larghezza di banda W si è ottenuta una frequenza di trasmissione di informazione:

$$R_{\max} = 2W.$$

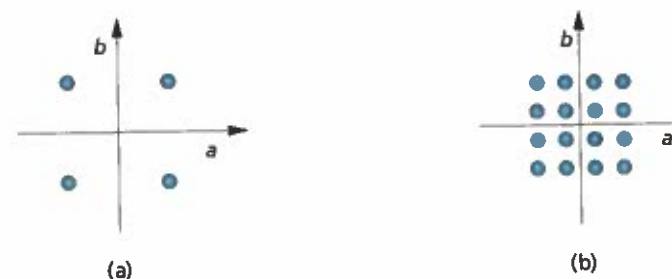


Figura 2.23
Costellazioni di
modulazioni QAM: 4-
QAM (a) e 16-QAM
(b).

Poiché sono sempre due ($+A$ e $-A$) i livelli possibili dei due segnali in fase e in quadratura, si usa rappresentare la modulazione QAM mediante una "costellazione" di 4 punti su un piano cartesiano equidistanti dal centro (vedi Figura 2.23a). Ognuno di questi punti sta a rappresentare la sequenza di due bit adiacenti che modulano le due portanti in fase e in quadratura. Quindi questo tipo di modulazione è anche conosciuta come 4-QAM.

Analogamente a quanto avviene nella trasmissione in banda base, anche la trasmissione in banda passante consente di inviare più di un bit in ogni simbolo trasmesso, anche se la soluzione tecnica dipende dalla tecnica di modulazione utilizzata.

Con la modulazione QAM è sufficiente adottare diversi livelli per ognuna delle due componenti in fase e in quadratura per aumentare la frequenza di bit per simbolo trasmesso. Se si adottano quattro diversi livelli di ampiezza (per esempio $-3A$, $-A$, A , $3A$) è allora possibile codificare due bit in ogni simbolo a_k o b_k trasmesso, così che 4 bit vengono trasmessi ogni T secondi, raddoppiando quindi la frequenza di simbolo in linea rispetto alla modulazione 4-QAM. La rappresentazione sul piano cartesiano di questa costellazione a 16 punti, conosciuta come 16-QAM, è riportata in Figura 2.23b. L'adozione di un numero maggiore di livelli dà luogo alle più complesse modulazioni 64-QAM e 256-QAM. In aggiunta a queste modulazioni ne vengono comunemente utilizzate anche altre rappresentate da costellazioni non più "rettangolari". Naturalmente l'adozione di queste tecniche rende più complessa l'operazione di estrazione della stringa trasmessa dal segnale ricevuto.

Con la modulazione PSK la codifica multilivello può essere semplicemente ottenuta associando un salto di fase più piccolo di $\pi/2$ utilizzato nella modulazione PSK base, detta anche BPSK (*Binary PSK*). A titolo di esempio si citano le modulazioni 4-PSK, detta anche QPSK (*Quaternary PSK*), e 8-PSK, caratterizzate da salti di fase di $\pi/4$ e $\pi/8$ rispettivamente, rappresentate nella Figura 2.24.

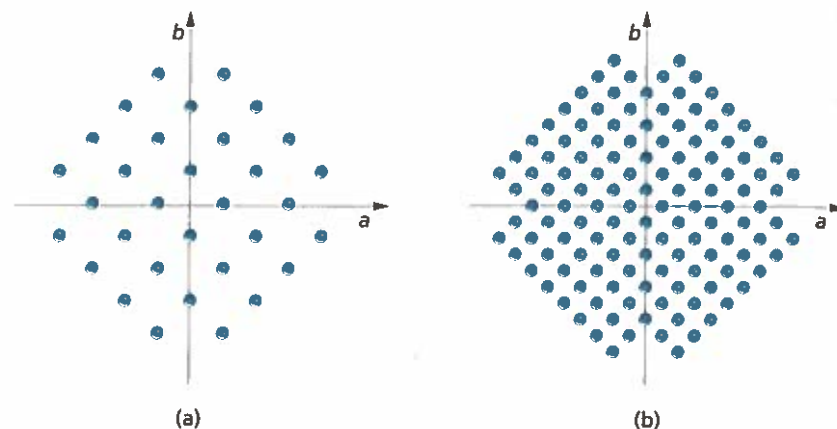
2.5.2 Standard dei modem per fonia

Le tecniche di modulazione per la trasmissione numerica in banda passante trovano la loro applicazione anche nelle apparecchiature (modem) che consentono la tra-



Figura 2.24
Costellazioni di
modulazioni PSK: 4-
PSK (a) e 8-PSK (b).

Figura 2.25
Costellazioni di
modulazioni 32-QAM
(a) e 128-QAM (b).



missione dati lungo i doppini che connettono gli utenti alle centrali locali. Queste apparecchiature sono realizzate secondo uno standard definito dalla ITU-T nella serie V. Si riportano di seguito i principali standard per configurazioni di linea a 2 fili.

V.32

Il modem V.32 utilizza la banda [600, 3000] Hz, con frequenza centrale $f_c = 1800$ Hz, che quindi è all'interno della banda fonica netta. Si nota quindi che la trasmissione dei dati è alternativa a quella della voce e che il segnale trasmesso è udibile. Viene utilizzata una modulazione 32-QAM in cui ogni punto della costellazione codifica 5 bit dei quali 4 sono dati e uno viene utilizzato per fornire una protezione dall'errore (vedi Figura 2.25a). Questo tipo di modulazione è detta "a traliccio" (*Trellis Code Modulation*, TCM). Poiché dunque la larghezza di banda è $W = 2400$ Hz, ne consegue che la frequenza di cifra in linea ottenuta sarà di $B = 4W = 9600$ bit/s. Lo standard prevede anche la possibilità di trasmissione a 4800 bit/s, utilizzando un sottoinsieme di 4 punti della costellazione a 32 punti, che quindi degenera in una modulazione 4-QAM.

V.32bis

Lo standard V.32bis estende quello precedente introducendo una modulazione più complessa, sempre di tipo a traliccio, che consente di raggiungere maggiori frequenze di cifra. La modulazione adottata è ora 128-QAM, in cui ogni punto della costellazione codifica 6 bit, essendo il settimo riservato per svolgere la funzione di protezione da errori (vedi Figura 2.25b). Quindi la frequenza di cifra in linea che può essere ottenuta è ora $B = 6W = 14\,400$ bit/s.

V.34

Il successivo standard V.34 migliora ulteriormente il precedente V.32bis, consentendo trasmissioni fino a 33 600 bit/s. Il modem può in realtà operare a differenti frequenze di simbolo, e cioè 2400, 2743, 2880, 3000, 3200, 3429 baud, tra le quali quella effettivamente utilizzata viene scelta dopo una fase di testing sulla linea, le cui caratteristiche fisiche di trasmissione cambiano da una linea all'altra. Una volta selezionata la frequenza di simbolo, per la trasmissione dei dati può essere utilizzata una frequenza di cifra da 2400 bit/s a 33 600 bit/s, in funzione della qualità rilevata sulla linea. La modulazione è sempre di tipo a traliccio con una costellazione di 1664 punti tra i quali vengono scelti quelli effettivamente utilizzati in dipendenza della frequenza di cifra che si vuole ottenere.

Occorre osservare che la massima frequenza di cifra prevista dal modem V.34 è molto vicina al limite teorico di capacità di canale di Shannon (vedi Esempio 2.5), anche considerando che il modem non utilizza l'intera banda netta del canale di fonìa.

V.90

Lo standard V.90 ha ulteriormente esteso le caratteristiche del modem V.34 per fornire una capacità ancora maggiore anche se limitatamente a una sola delle due direzioni del collegamento. La Figura 2.26 mostra la configurazione di riferimento in cui



Figura 2.26
Configurazione di
connessione del
modem V.90.

una stazione terminale interagisce con un centro di servizio (host) attraverso una rete telefonica digitale. La stazione si collega con un doppino alla centrale locale (LE) la quale a sua volta si interfaccia con la rete numerica attraverso un collegamento a quattro fili. Dall'altra parte invece l'host accede direttamente a quattro fili alla rete numerica di trasporto, per esempio con interfaccia BRI (vedi Paragrafo 12.3.1) o E1 (vedi Paragrafo 8.2.1). Lo standard V.90 prevede dunque l'interazione tra due modem diversi, uno analogico associato al terminale e uno numerico associato all'host.

L'utilizzazione di una rete numerica di trasporto richiede che nella centrale locale (LE) si operi in direzione "upstream" (dalla stazione verso l'host) una conversione analogico-numerica che, come descritto nel Paragrafo 2.1.1, comprende anche un'operazione che introduce rumore, cioè la quantizzazione. La peculiarità del modem V.90, rispetto a tutti i precedenti, è che in direzione "downstream" (dall'host verso la stazione) la quantizzazione non viene effettuata in quanto il flusso dati viene generato direttamente in forma numerica. La centrale locale convertirà il flusso dati downstream in una sequenza di simboli multilivello, e cioè un segnale PAM (vedi Paragrafo 8.1.1), riconvertito in dati dal modem ricevente. La mancanza del processo di quantizzazione in direzione downstream fa sì che si possano raggiungere capacità trasmissive superiori, anche in eccesso rispetto al limite di Shannon calcolato nell'Esempio 2.5. Infatti lo standard prevede che mentre in direzione upstream la massima capacità è limitata a $C_u = 33\,600$ bit/s, in direzione downstream si può trasmettere fino alla frequenza $C_d = 56$ kbit/s.

2.6 Esercizi

Esercizio 2.1 Determinare lo spettro $S(f)$ del segnale mostrato in Figura 2.1b.

Esercizio 2.2 Si determini l'andamento del segnale ricevuto in uscita da un canale di comunicazione ideale di larghezza di banda $[0, W]$ cui si offre in ingresso il flusso periodico rappresentato in Figura 2.1b con istante di inizio trasmissione a $t = 0$ nel caso di $W = 1,5, 3,5, 7,5, 15,5, 31,5$ kHz.

Esercizio 2.3 Si determini lo spettro $S(f)$ del segnale periodico $s(t)$ mostrato in Figura 2.27 nonché l'andamento del segnale ricevuto in uscita da un canale di co-

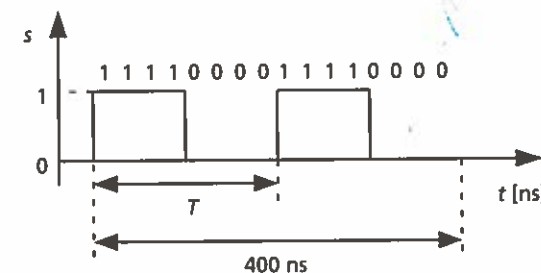


Figura 2.27
Segnale periodico.