

Sistemi di trasmissione digitale su canale passa basso

In questo capitolo si analizzano gli aspetti trasmissivi relativi ai sistemi di telecomunicazione digitali che utilizzano canali di tipo passa basso. In particolare si illustrano i concetti di base relativi alla trasmissione digitale su canale passa basso, i principali tipi di codice di linea sia per trasmissione su linee metalliche sia per trasmissione su fibra ottica, i vantaggi e le problematiche della trasmissione digitale.

Lo studio di questa Unità consente di:

- Illustrare i principali vantaggi offerti dall'applicazione delle tecniche digitali ai sistemi di telecomunicazione.
- Illustrare lo schema a blocchi di un generico sistema di telecomunicazione digitale.
- Comprendere la necessità dell'impiego di un codice di linea nel caso di trasmissioni su canale passa basso.
- Descrivere i seguenti codici a due livelli: NRZ, RZ, bifase differenziale, Manchester.
- Descrivere i seguenti codici pseudoternari: AMI, HDB-3.
- Descrivere il codice multilivello 2B-1Q.
- Comprendere i vantaggi connessi con la rigenerazione dei segnali digitali.
- Comprendere le problematiche relative a jitter e interferenza intersimbolica.
- Illustrare le caratteristiche principali di un diagramma a occhio.

7.1 Trasmissione di segnali digitali su canale passa basso

Nella figura 6.1 dell'Unità precedente si è presentato lo schema a blocchi di un generico sistema di telecomunicazione digitale. In esso si è indicato con il termine "modulatore" l'apparato di trasmissione che ha il compito di emettere e inviare sul canale il segnale elettrico che trasporta i messaggi digitali generati dalla sorgente. Si è inoltre visto che prima di giungere al modulatore il messaggio può subire o meno una codifica di canale per la protezione contro gli errori.

Il segnale emesso dal modulatore deve avere caratteristiche tali da consentirgli di viaggiare sul canale senza eccessive distorsioni. Per questo motivo le tecniche di realizzazione del modulatore e il tipo di segnale che esso genera sono diversi a seconda del canale di comunicazione che si impiega.

Come noto, su un mezzo trasmissivo è possibile realizzare un canale di tipo passa basso oppure uno o più canali di tipo passa banda e in generale si può affermare che:

- a) su un canale passa basso si può effettuare la trasmissione di un segnale digitale *in banda base*; per il segnale da trasmettere è però necessario adottare un formato (codice di linea) che minimizzi le distorsioni e quindi la probabilità di errore;
- b) su un canale passa banda si deve trasmettere un segnale il cui spettro rientri nella banda a disposizione; è quindi necessario adottare un'opportuna modulazione che manipoli e trasli lo spettro del segnale digitale da trasferire, facendolo rientrare nella banda del canale. Tale problematica sarà affrontata nell'Unità 8.

In termini generali per poter trasmettere su un canale il messaggio emesso da una sorgente digitale si deve effettuare un'operazione nota come *codifica di linea*, che può essere definita nel seguente modo.

La codifica di linea è l'operazione che trasforma un messaggio digitale, costituito da una successione di "1" e "0" logici, in un segnale costituito da una sequenza di impulsi elettrici o ottici.

Un codice di linea definisce perciò il formato che assume il segnale elettrico presente all'interfaccia tra due quadripoli. Per questo motivo alle volte, nella pratica, si distingue tra *codice di linea* vero e proprio, adottato per inviare un segnale su un mezzo trasmissivo, e *codice di interfaccia*, adottato per inviare un segnale da un quadripolo a un altro quadripolo, all'interno di uno stesso sistema o sottosistema.

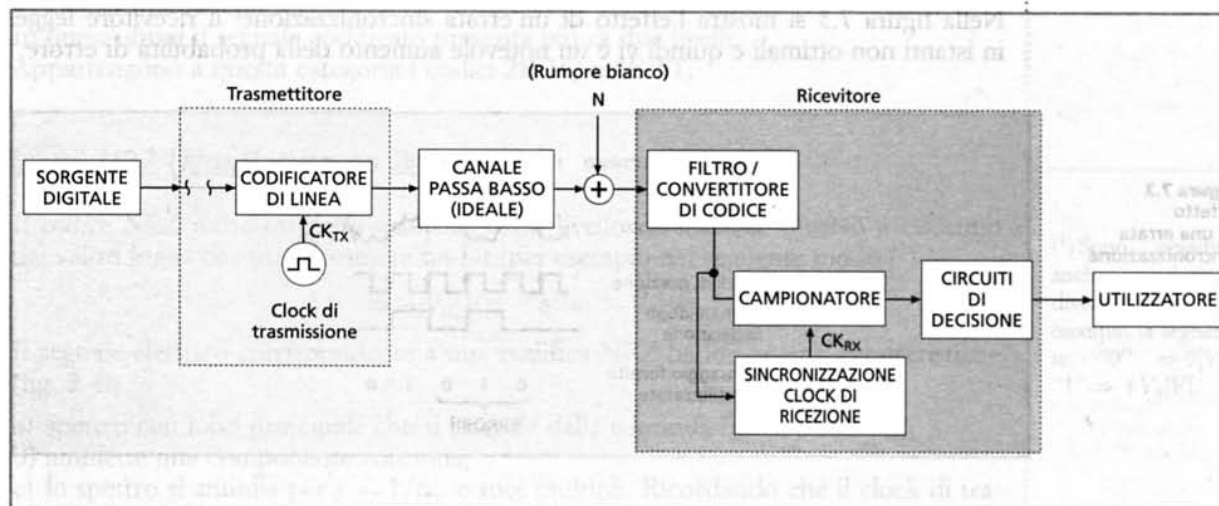
Omettendo per semplicità gli aspetti relativi alla codifica di canale per la protezione contro gli errori, la trasmissione di un segnale digitale in banda base su un canale di tipo passa basso può essere schematizzata come in figura 7.1, nella quale è stato modellato il rumore, supposto bianco, come energia che si somma al segnale utile all'ingresso del ricevitore.

I blocchi presenti nello schema di figura 7.1 hanno essenzialmente i seguenti compiti:

- a) il codificatore di linea presente nel trasmettitore trasforma il messaggio digitale in una sequenza di impulsi, il cui formato è determinato dal codice di linea che si adotta; il segnale digitale viene trasmesso sul canale con il ritmo imposto dal clock di trasmissione; si può anche effettuare una sagomatura degli impulsi da trasmettere, con un opportuno filtro, oppure una conversione di codice (di interfaccia), se il codice utilizzato all'interno del trasmettitore è diverso da quello adottato in linea;

- b) il ricevitore preleva dal canale il segnale utile (codificato) a cui si è sommato il rumore. Se il canale non è ideale, il segnale ricevuto è affetto da distorsioni;
- c) dopo aver filtrato il segnale ed eventualmente effettuato una conversione di codice⁽¹⁾, il ricevitore "legge" il contenuto informativo del segnale, andando a verificare se nell'istante di lettura ottimale, posto tipicamente a metà del tempo di bit, esso supera o meno una soglia di decisione, di solito posta a metà dell'ampiezza di bit.

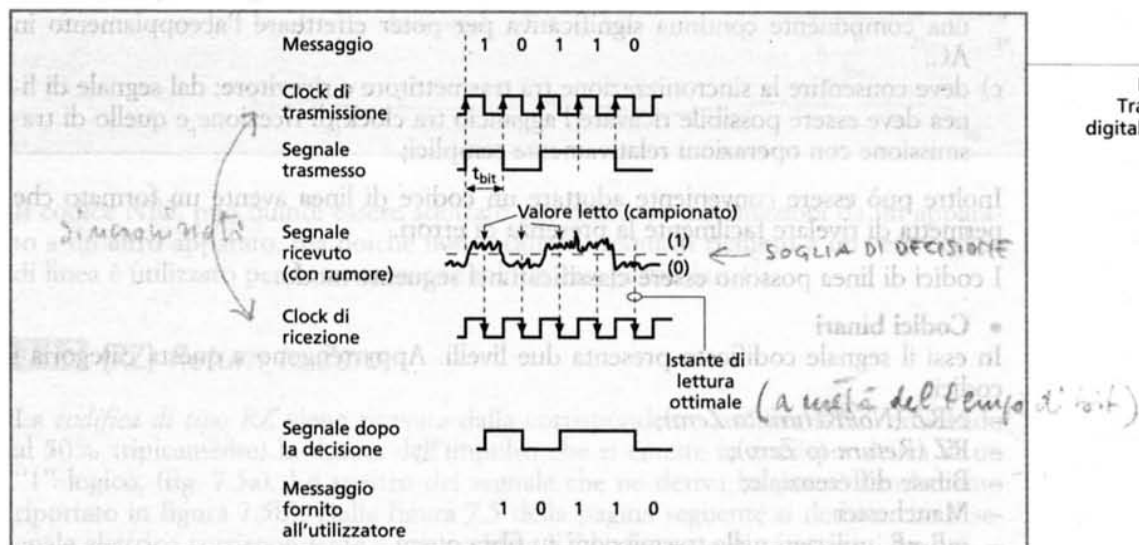
⁽¹⁾ Il codice di linea effettivamente utilizzato sul canale può essere diverso da quello utilizzato entro il ricevitore.



Per effettuare la lettura il ricevitore campiona il segnale che giunge dalla linea tramite un clock sincronizzato con la trasmissione⁽²⁾ e compara quindi ogni singolo campione con la soglia prefissata: esso è così in grado di dedurre se il trasmettitore ha inviato un "1" oppure uno "0" e può fornire l'informazione corrispondente. Nelle trasmissioni digitali è perciò indispensabile **sincronizzare il clock di trasmissione con quello di ricezione**. Come mostrato in figura 7.1, l'informazione di sincronizzazione viene spesso estratta dal segnale che giunge al ricevitore. In questo caso è necessario che il segnale presente in linea abbia un formato tale da consentire l'estrazione del clock di ricezione, cioè la sincronizzazione, senza eccessive difficoltà. La figura 7.2 evidenzia i segnali che si hanno nei vari punti del collegamento.

■ **Figura 7.1**
Modello di un sistema di trasmissione digitale

⁽²⁾ Legge in corrispondenza del fronte di discesa del clock.

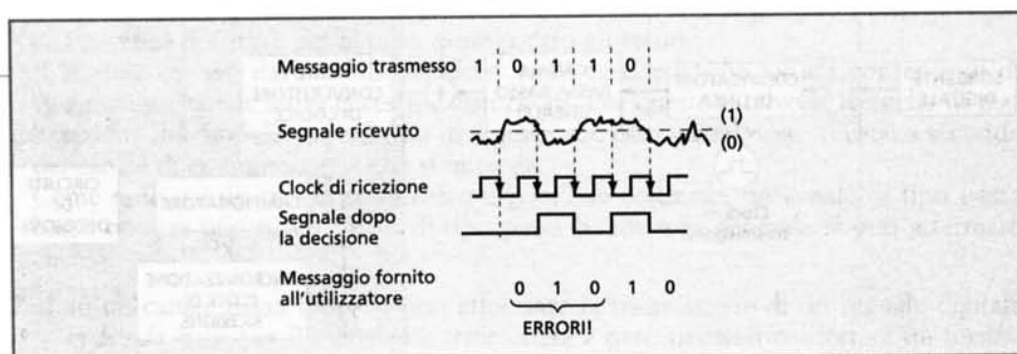


■ **Figura 7.2**
Trasmissione digitale e forme d'onda

Da essa si rileva che se il trasmettitore e il ricevitore sono correttamente sincronizzati e il rumore non è eccessivo (S/N adeguato), la presenza di rumore e distorsioni sul segnale utile non ne altera il contenuto informativo. È questo il motivo per cui la digitalizzazione di un segnale analogico e la sua trasmissione in modo digitale consentono di ottenere una minore sensibilità a rumore e distorsioni, rispetto alla trasmissione in analogico del segnale di partenza, e consentono di fornire all'utilizzatore un segnale di qualità più elevata.

Nella figura 7.3 si mostra l'effetto di un'errata sincronizzazione: il ricevitore legge in istanti non ottimali e quindi vi è un notevole aumento della probabilità di errore.

Figura 7.3
Effetto
di una errata
sincronizzazione



7.2 Codici di linea

Dal punto di vista trasmissivo la codifica di linea ha il compito di generare un segnale adatto a viaggiare su un canale passa basso. Nel caso di trasmissione su linee metalliche, tale segnale deve avere le seguenti caratteristiche:

- a) spettro che rientra il più possibile entro la banda del canale, in modo tale da poter effettuare la trasmissione sul canale stesso senza eccessive distorsioni;
- b) valor medio nullo. Normalmente si richiede l'isolamento galvanico fra trasmettitore e linea⁽¹⁾; in questo caso è necessario che il segnale codificato non presenti una componente continua significativa per poter effettuare l'accoppiamento in AC;
- c) deve consentire la sincronizzazione tra trasmettitore e ricevitore; dal segnale di linea deve essere possibile ricavare l'aggancio tra clock di ricezione e quello di trasmissione con operazioni relativamente semplici;

Inoltre può essere conveniente adottare un codice di linea avente un formato che permetta di rivelare facilmente la presenza di errori.

I codici di linea possono essere classificati nel seguente modo:

• Codici binari

In essi il segnale codificato presenta due livelli. Appartengono a questa categoria i codici:

- NRZ (*NonReturn to Zero*);
- RZ (*Return to Zero*);
- Bifase differenziale;
- Manchester
- $mB-nB$, utilizzati nelle trasmissioni su fibra ottica.

⁽¹⁾ Gli apparati posti lungo la linea (tipicamente i rigeneratori intermedi) vengono telealimentati in continua. Risulta quindi necessario trasmettere un segnale digitale a valor medio nullo, in quanto in caso contrario si avrebbe un valor medio variabile nel tempo, poiché la sequenza trasmessa varia continuamente, che andrebbe a interferire con la tensione di alimentazione.

• Codici pseudoternari

Sono quelli in cui il segnale codificato presenta tre livelli ($+V_o$, 0 , $-V_o$) ma ogni livello porta l'informazione relativa a un solo bit. Appartengono a questa categoria i seguenti codici:

- AMI (*Alternate Mark Inversion*);
- HDB-3 (*High Density Bipolar -3*).

• Codici multilivello

In quest'ultimi il segnale codificato presenta più di due livelli. Appartengono a questa categoria i codici 2B-1Q e 4B-3T.

7.2.1 NRZ (*NonReturn to Zero*)

Il codice NRZ viene ottenuto associando un livello di tensione diverso a ciascuno dei valori logici che può assumere un bit, per esempio nel seguente modo:⁽¹⁾

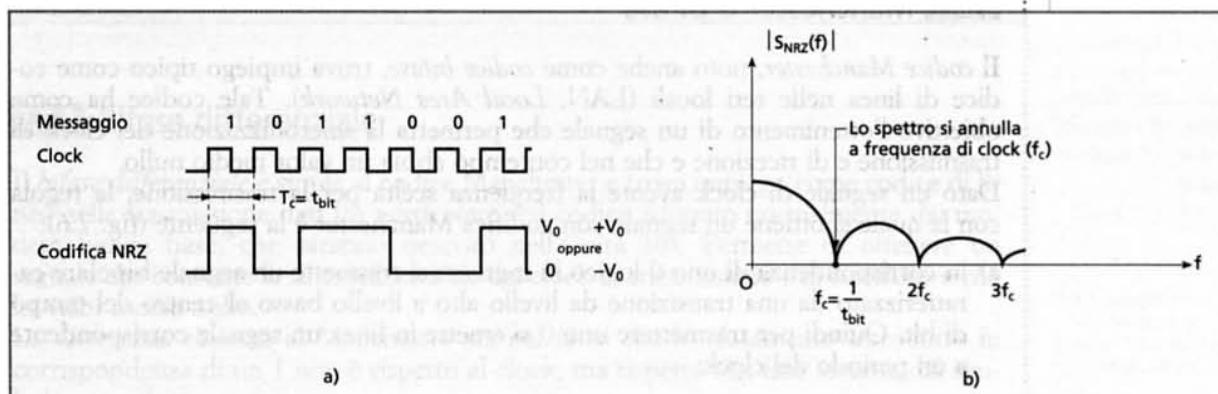
$$\text{"0"} \Rightarrow +V_o[V]; \quad \text{"1"} \Rightarrow -V_o[V].$$

Il segnale elettrico corrispondente a una codifica NRZ ha le seguenti caratteristiche (fig. 7.4):

- a) spettro con lobo principale che si estende dalla continua fino a $f = 1/t_{bit}$;
- b) ammette una componente continua;
- c) lo spettro si annulla per $f = 1/t_{bit}$ e suoi multipli. Ricordando che il clock di trasmissione può essere considerato come un segnale a onda quadra avente periodo uguale al tempo di bit, $T_c = t_{bit} \Rightarrow f_c = 1/t_{bit}$, ne deriva che il segnale NRZ non contiene una componente a frequenza di clock da impiegarsi per la sincronizzazione dei clock di trasmissione e ricezione.

⁽¹⁾ Sono possibili anche associazioni diverse come per esempio la seguente: "0" $\Rightarrow 0[V]$; "1" $\Rightarrow +V_o[V]$.

Figura 7.4
a) Segnale NRZ;
b) Suo spettro



Il codice NRZ può quindi essere adottato per trasferire informazioni da un apparato a un altro apparato, ma poiché non soddisfa i requisiti richiesti a un vero codice di linea è utilizzato per la trasmissione solo in casi particolari.⁽²⁾

7.2.2 (RZ) *Return to Zero*

La codifica di tipo RZ viene ricavata dalla corrispondente codifica NRZ riducendo al 50% (tipicamente) la durata dell'impulso che si emette in corrispondenza di un "1" logico, (fig. 7.5a). Lo spettro del segnale che ne deriva ha perciò l'andamento riportato in figura 7.5b). Dalla figura 7.5 della pagina seguente si deduce che il segnale elettrico corrispondente a una codifica RZ ha le seguenti caratteristiche:

⁽²⁾ Tipicamente nel caso di collegamenti su fibra ottica.

- a) spettro con lobo principale che si estende dalla continua fino a $f = 2/t_{bit}$;
- b) ammette una componente continua;
- c) lo spettro presenta una componente spettrale a frequenza di clock, $f_c = 1/t_{bit}$, la quale può essere estratta e impiegata per l'aggancio (sincronizzazione) dei clock di trasmissione e ricezione.

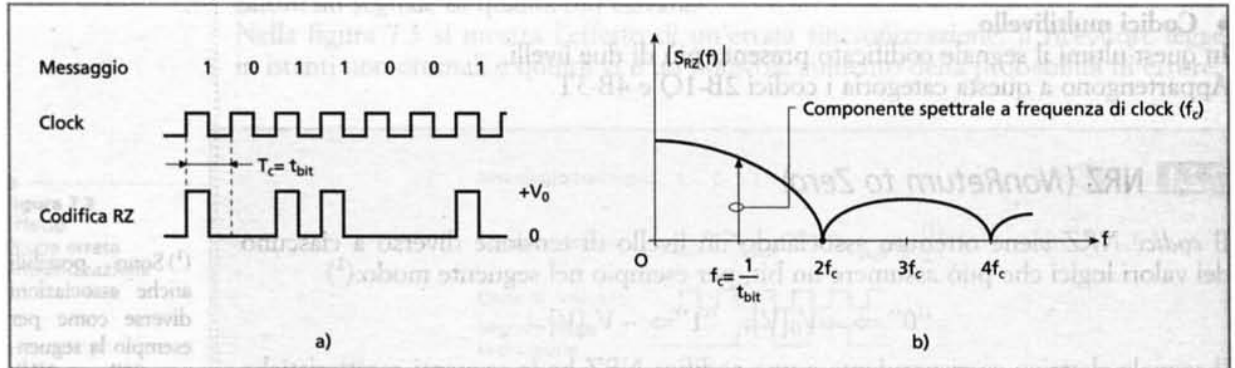


Figura 7.5
a) Segnale RZ;
b) Suo spettro

Perciò un segnale RZ ha l'importante proprietà di consentire la sincronizzazione tra trasmettitore e ricevitore. Poiché, però, ha una banda doppia rispetto al corrispondente segnale NRZ e ammette componente continua, esso non viene di norma utilizzato su un mezzo trasmissivo metallico, ma può venire ricavato dal codice effettivamente utilizzato in linea, tramite una conversione del medesimo, ed essere fornito ai circuiti che hanno il compito di sincronizzare i clock di trasmissione e ricezione.

7.2.3 Manchester o bifase

Il *codice Manchester*, noto anche come *codice bifase*, trova impiego tipico come codice di linea nelle reti locali (LAN, *Local Area Network*). Tale codice ha come obiettivo l'ottenimento di un segnale che permetta la sincronizzazione dei clock di trasmissione e di ricezione e che nel contempo abbia un valor medio nullo.

Dato un segnale di clock avente la frequenza scelta per la trasmissione, la regola con la quale si ottiene un segnale con codifica Manchester è la seguente (fig. 7.6):

- a) in corrispondenza di uno 0 logico in ingresso si trasmette un segnale bipolare caratterizzato da una transizione da livello alto a livello basso al centro del tempo di bit. Quindi per trasmettere uno 0 si emette in linea un segnale corrispondente a un periodo del clock;

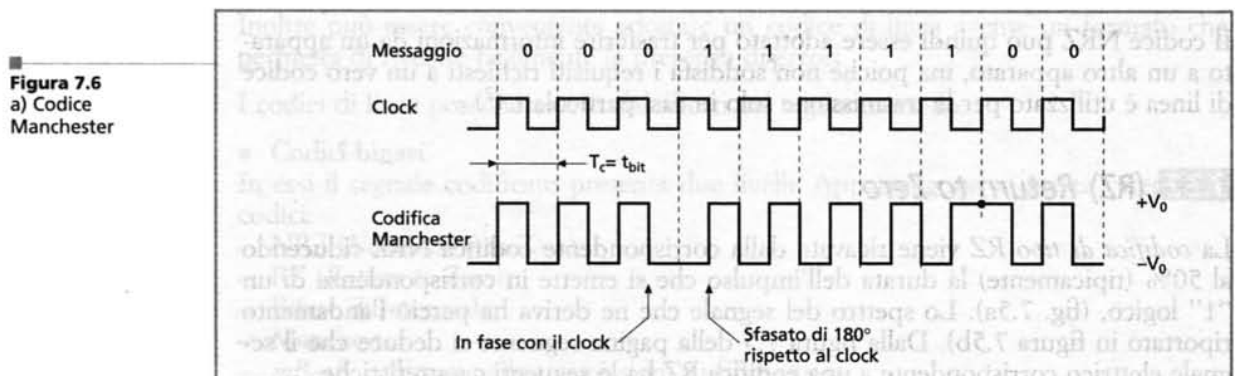


Figura 7.6
a) Codice Manchester

- b) in corrispondenza di un 1 logico in ingresso si trasmette in uscita un segnale caratterizzato da una transizione da livello basso a livello alto al centro del tempo di bit. Quindi per trasmettere uno 1 si emette in linea un segnale corrispondente a un periodo del clock sfasato di 180° .

In questo modo a una sequenza di tutti 0 o tutti 1 corrisponde l'emissione in linea di un segnale avente la stessa frequenza del clock, in fase con esso (zero) oppure sfasato di 180° (uno), mentre alla sequenza 101010.. corrisponde l'emissione in linea di un segnale avente frequenza metà di quella di clock (periodo doppio). Quindi il codice Manchester presenta sempre delle transizioni al centro del tempo di bit e questo da un lato semplifica l'estrazione del clock poiché nello spettro compare una riga a frequenza di clock (fig. 7.6b), e dall'altro agevola la lettura dei bit, in quanto è sufficiente andare a determinare che transizione interviene per ottenere il valore del bit.

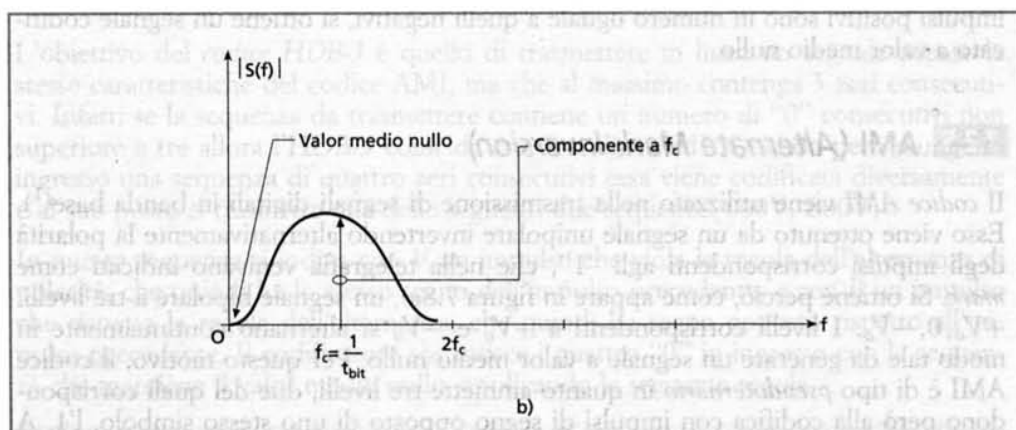


Figura 7.6
b) Spettro del
segnale
codificato

7.2.4 Bifase differenziale

Il *bifase differenziale* è simile al codice Manchester e trova impiego come codice di linea nella trasmissione dati (in particolare è il codice adottato normalmente dai modem banda base, che saranno descritti nell'Unità 10). Permette di ottenere un segnale che consente la sincronizzazione dei clock di trasmissione e di ricezione e che ha valor medio nullo.

La differenza rispetto al Manchester sta nel fatto che lo sfasamento introdotto in corrispondenza di un 1 non è rispetto al clock, ma rispetto alla fase assunta dal simbolo precedente.

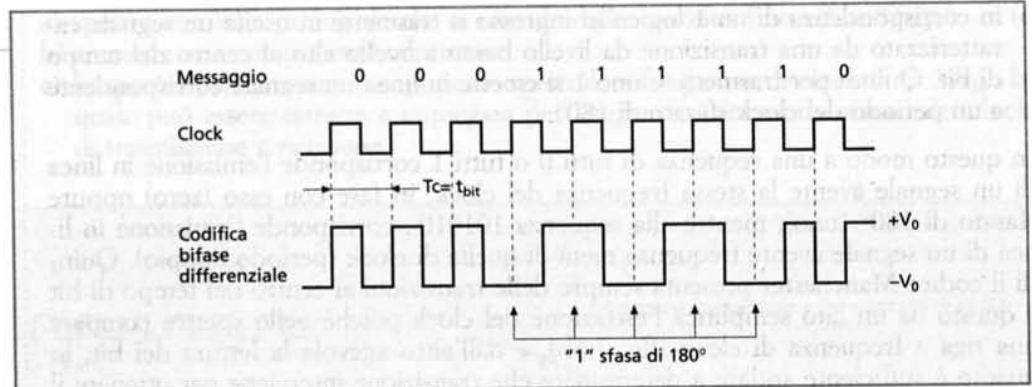
Dato un segnale di clock avente la frequenza scelta per la trasmissione, cioè il cui periodo è pari al tempo di bit, la regola con la quale si ottiene un segnale con codifica bifase differenziale è quindi normalmente la seguente⁽¹⁾ (fig. 7.7):

- in corrispondenza di uno "0" in ingresso si trasmette un segnale bipolare ($+V_o$, $-V_o$) con continuità di fase rispetto al simbolo precedente;
- in corrispondenza di un "1" in ingresso si introduce uno sfasamento di 180° rispetto alla fase determinata dal simbolo precedente.

In questo modo a una sequenza di tutti "0" corrisponde la trasmissione del clock, mentre a una sequenza di tutti "1" corrisponde un segnale avente frequenza pari alla metà di quella di clock. Risulta perciò evidente che in ricezione è possibile estrarre dal segnale ricevuto l'informazione di sincronizzazione tra i clock senza eccessive difficoltà.

⁽¹⁾ Si può utilizzare anche l'associazione opposta rispetto a quella qui indicata.

Figura 7.7
Codifica bifase differenziale



⁽¹⁾ Il codice AMI è utilizzato per esempio nei collegamenti dedicati (Circuiti Diretti Numerici, CDN), nella trasmissione di segnali digitali PCM (negli USA) ecc.

⁽²⁾ Infatti se si suppone di trasmettere una sequenza di tutti 1 si ottiene in linea un segnale periodico con periodo $T = 2t_{bit}$, che presenta un'armonica fondamentale (dove si concentra gran parte della potenza di segnale) avente frequenza pari a:
 $f_o = 1/T = f_{bit}/2$.

Inoltre, poiché si impiega un segnale bipolare ($+V_o, -V_o$) in cui mediamente gli impulsi positivi sono in numero uguale a quelli negativi, si ottiene un segnale codificato a valor medio nullo.

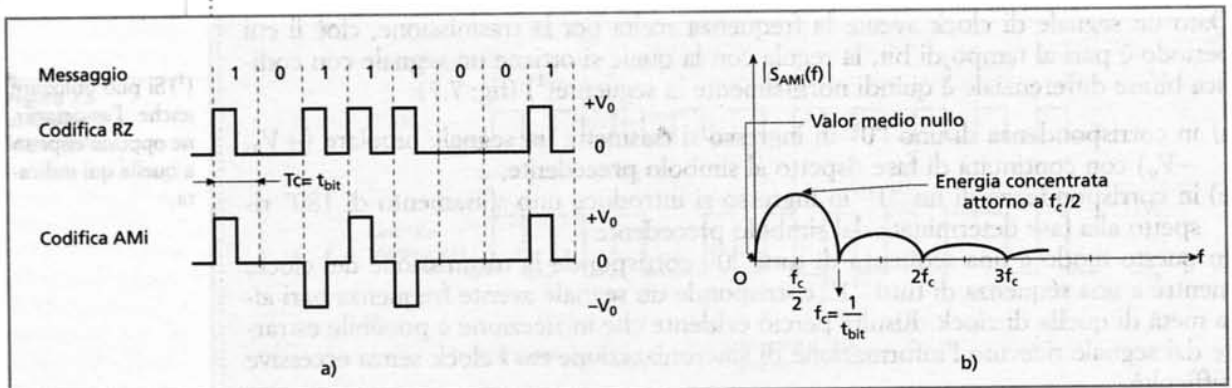
7.2.5 AMI (Alternate Mark Inversion)

Il codice AMI viene utilizzato nella trasmissione di segnali digitali in banda base⁽¹⁾. Esso viene ottenuto da un segnale unipolare invertendo alternativamente la polarità degli impulsi corrispondenti agli "1", che nella telegrafia venivano indicati come *mark*. Si ottiene perciò, come appare in figura 7.8a), un segnale bipolare a tre livelli: $+V_o, 0, -V_o$. I livelli corrispondenti a $+V_o$ e $-V_o$ si alternano continuamente in modo tale da generare un segnale a valor medio nullo. Per questo motivo, il codice AMI è di tipo *pseudoternario* in quanto ammette tre livelli, due dei quali corrispondono però alla codifica con impulsi di segno opposto di uno stesso simbolo, l'1. A seconda che il segnale di partenza sia di tipo NRZ (in cui gli impulsi hanno durata pari al 100% del tempo di bit) o RZ (in cui gli impulsi hanno durata pari al 50% del tempo di bit) si ottiene il codice AMI 100% o AMI 50%.

Un segnale con codifica AMI presenta le seguenti caratteristiche:

- valor medio nullo;
- spettro con energia concentrata a metà della frequenza di bit⁽²⁾ (fig. 7.8b). Poiché l'attenuazione dei mezzi trasmissivi aumenta con la frequenza risulta utile contenere l'estensione in frequenza dello spettro in modo tale da limitare le distorsioni;
- nel caso di AMI 50% in ricezione è possibile ricavare il corrispondente segnale RZ tramite un raddrizzamento a onda intera; il segnale RZ così ottenuto permette di sincronizzare i clock di trasmissione e ricezione;

Figura 7.8
a) Segnale con codifica AMI 50%;
b) Suo spettro



d) permette una certa rivelazione degli errori, andando a controllare se la regola dell'alternanza viene rispettata.

Il codice AMI ha però un inconveniente: se in ingresso giunge una lunga sequenza di "0" non si trasmette nulla in linea ed è quindi possibile che il ricevitore perda la sincronizzazione, con conseguente aumento della probabilità di errore. Per evitare questo inconveniente è possibile operare in due modi.

- Inserire nel trasmettitore, prima del codificatore, un dispositivo noto come *scrambler*⁽¹⁾ il quale ha il compito di "rimiscolare" la sequenza di bit che si deve trasmettere per renderla pseudocasuale.
- Utilizzare una variante del codice AMI nota come HDB-3, che vedremo analizzata nel prossimo paragrafo.

7.2.6 High Density Bipolar – 3 (HDB-3)

L'obiettivo del *codice HDB-3* è quello di trasmettere in linea un segnale avente le stesse caratteristiche del codice AMI, ma che al massimo contenga 3 zeri consecutivi. Infatti se la sequenza da trasmettere contiene un numero di "0" consecutivi non superiore a tre allora l'HDB-3 coincide con il codice AMI. Quando però giunge in ingresso una sequenza di quattro zeri consecutivi essa viene codificata diversamente e al suo posto si trasmette una delle seguenti due sequenze: 000V; B00V.

In queste sequenze si indica con *V* un impulso che viola la regola dell'alternanza di polarità, che quindi ha lo stesso segno dell'impulso precedente, e con *B* un impulso che rispetta la regola dell'alternanza, che quindi ha segno opposto rispetto all'impulso precedente. Il codificatore sostituisce i quattro "0" in ingresso con la sequenza che mantiene il valor medio nullo, applicando la seguente regola.

Se a partire dall'ultima violazione (*V*) si conta un numero di "1" dispari si trasmette la sequenza 000V.

Se a partire dall'ultima violazione (*V*) si conta un numero di "1" pari si trasmette la sequenza B00V.

Il codice HDB-3 è adottato come codice di linea nei sistemi di trasmissione digitali PCM (*Pulse Code Modulation*) europei. Esistono anche altre varianti del codice AMI che operano in modo analogo all'HDB-3, come per esempio il B6ZS (*Bipolar with 6-zero substitution*), in cui a una sequenza in ingresso di 6 zeri consecutivi viene sostituita la sequenza B0VB0V, oppure il CHDB-4 (*Compatible High Density Bipolar*), in cui una sequenza di 5 zeri viene sostituita con una delle due sequenze seguenti (quella che mantiene il valor medio nullo): 0000V o 00B0V.

7.2.7 Codici multilivello

Quando vi sono stringenti requisiti di banda, risulta utile ridurre la velocità di trasmissione in linea (o velocità di modulazione), rispetto a quella del flusso di bit in ingresso, adottando un'opportuna codifica multilivello. Normalmente un codice di questo tipo genera un segnale a più livelli, ciascuno dei quali "porta" un certo numero di bit. Un esempio di codice multilivello è il 2B-1Q (*2Binary-1Quaternary*).

Un codificatore 2B-1Q (fig. 7.10) preleva dal flusso di bit in ingresso 2 simboli binari alla volta e li codifica rappresentandoli con un codice a 4 livelli. Il 2B-1Q consente perciò di dimezzare la velocità di trasmissione in linea, o velocità di

⁽¹⁾ Uno *scrambler* è in pratica un registro a scorrimento, formato da un certo numero di celle, retroazionato con delle porte logiche *ex-or* (o esclusivo). Nella pratica lo *scrambler* trova largo impiego come dispositivo che rende pseudocasuale la sequenza di bit da trasmettere, favorendo così l'estrazione della sincronizzazione di bit.

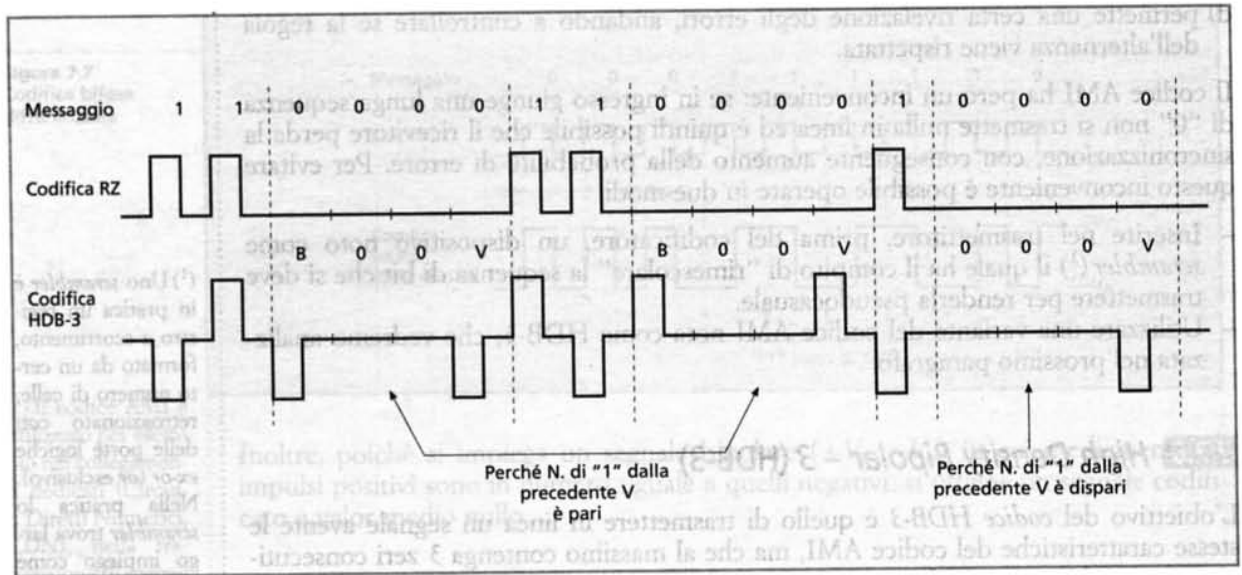
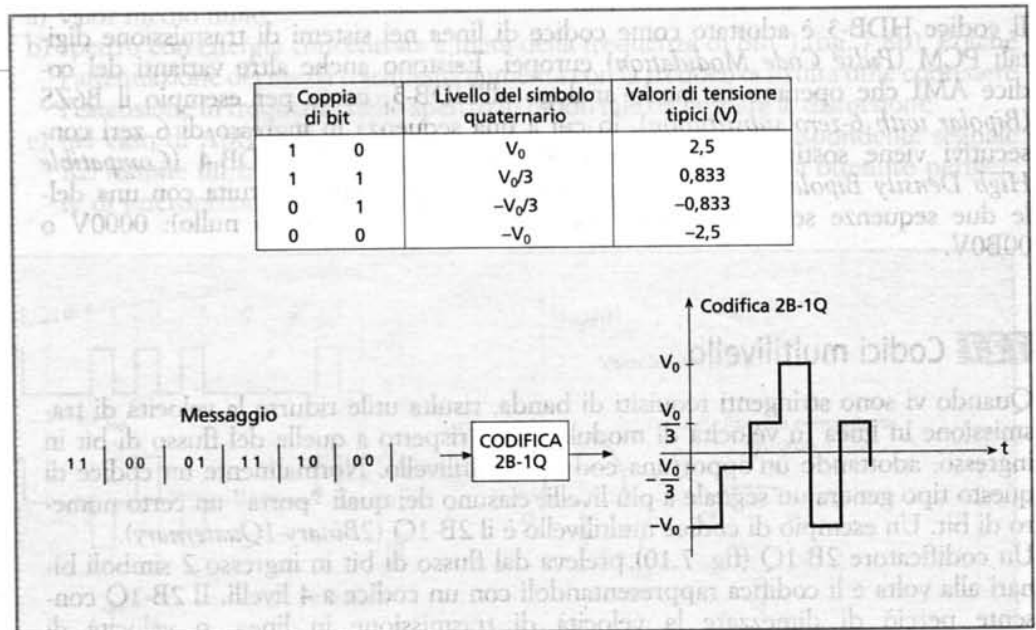


Figura 7.9
Codice HDB-3

modulazione, espressa usualmente in *baud* = simboli/s, rispetto alla velocità del flusso di bit in ingresso. Per esempio un segnale binario a 160 [kbit/s] può essere codificato in 2B-1Q per dare origine a un segnale a 4 livelli, avente una velocità di trasmissione in linea pari a 80 [kbaud]. Il 2B-1Q è il codice di linea adottato in ambito ISDN (*Integrated Services Digital Network*) per trasmettere sul collegamento utente-centrale ISDN.

Citiamo, infine, un codice ternario puro, il codice 4B-3T (*4Binary-3Ternary*), che codifica ogni gruppo di 4 simboli binari in ingresso (4B) in tre simboli ternari (3T), così denominati in quanto un simbolo può assumere 3 ampiezze diverse ($+V_0$, 0, $-V_0$). Il 4B-3T consente di ridurre la velocità di trasmissione in linea ai $3/4$ della velocità del flusso di bit in ingresso. Viene tipicamente utilizzato nei sistemi PCM ad alta velocità.

Figura 7.10
Codifica 2B-1Q



7.2.8 Codifica di linea per trasmissioni su fibra ottica

Nei sistemi di trasmissione digitali su fibra ottica si invia in linea un segnale ottico di tipo binario, in cui si associa al valore 1 o 0 la presenza o l'assenza di un impulso ottico. È quindi possibile operare con un normale codice binario, come l'NRZ, ma può anche risultare conveniente introdurre una codifica di linea che faciliti l'estrazione del clock e consenta di rivelare la presenza di errori. Per le fibre ottiche si adottano codici di linea a blocchi indicati come *codici $mB-nB$* , in cui a un blocco di m bit in ingresso (2^m configurazioni possibili) viene fatto corrispondere un blocco di n bit in uscita, tali per cui si abbia un numero uguale di 1 e 0 anche in sequenze non molto lunghe. Ciò può essere ottenuto imponendo che il numero di 1 e 0 in ciascun blocco di n bit inviato in linea sia sempre uguale, come nel *codice 1B-2B* (in cui le possibili uscite sono 10 e 01) e nel *codice 6B-8B* in cui a ciascun blocco di 6 bit in ingresso viene fatto corrispondere un blocco di 8 bit in uscita, composto da quattro 1 e quattro 0. L'aumento del numero di bit in uscita rispetto a quelli in ingresso causa ovviamente un aumento della velocità di trasmissione e della ridondanza. Questo inconveniente può essere ridotto se si utilizzano codici del tipo $mB - (m+1)B$, in cui però è necessario adottare opportune regole di scelta dei blocchi in uscita che prevedono l'utilizzo di due tabelle di conversione. I blocchi in uscita non sono sempre composti dallo stesso numero di 1 e 0, ma la loro successione deve fornire sequenze in cui il numero di 1 e 0 sia uguale. Per esempio nel codice 5B-6B a un blocco di 5 bit in ingresso viene fatto corrispondere un blocco di 6 bit in uscita, scelto in modo opportuno tra due tabelle così composte:

- a) tabella A composta da 18 configurazioni di tre 1 e tre 0 e da 15 configurazioni di quattro 1 e due 0;
- b) tabella B composta da 18 configurazioni di tre 1 e tre 0 e da 15 configurazioni di quattro 0 e due 1.

Le configurazioni di quattro 0 e due 1 della tabella B sono ottenute negando le configurazioni duali della tabella A.

7.3 Vantaggi e problematiche della trasmissione digitale

La trasmissione digitale presenta il vantaggio di poter rigenerare il segnale trasmesso sulla linea, ma presenta anche due problemi che non si hanno nel caso di trasmissione analogica:

- a) jitter, fenomeno correlato principalmente con la rigenerazione intermedia;
- b) interferenza Intersimbolica (ISI, *InterSymbol Interference*).

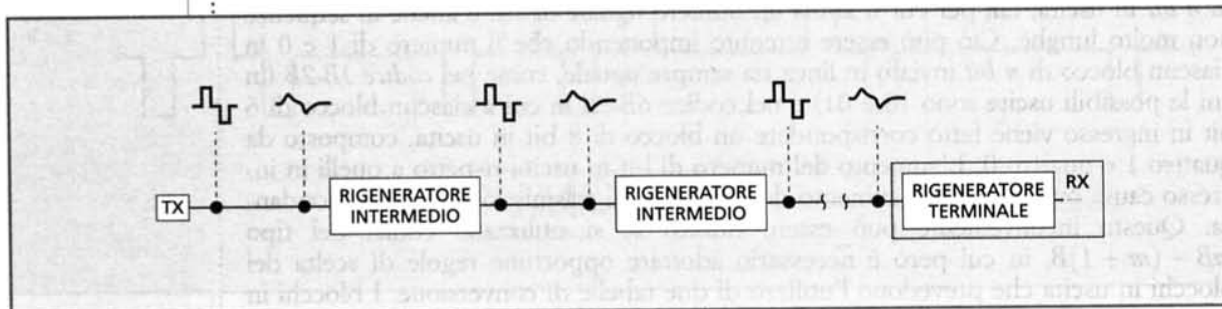
7.3.1 Rigenerazione

Come nelle trasmissioni analogiche, anche nelle trasmissioni digitali quando la lunghezza del collegamento diviene rilevante è indispensabile introdurre lungo il mezzo trasmissivo, a distanze regolari, degli apparati che consentano al segnale emesso dal trasmettitore di giungere al ricevitore con qualità accettabile. Però, al contrario delle trasmissioni analogiche, in cui è possibile solamente amplificare il segnale utile e

con esso anche il rumore sovrapposto, nelle trasmissioni digitali è possibile effettuare la *rigenerazione* del segnale. La rigenerazione, illustrata in figura 7.11, può essere così definita.

Nel processo di rigenerazione si "legge" il contenuto informativo del segnale che giunge all'ingresso del rigeneratore e si fornisce in uscita un segnale avente, in prima approssimazione, le stesse caratteristiche di quello emesso dal trasmettitore (a meno ovviamente di errori nella lettura).

Figura 7.11 ■
Rigenerazione
intermedia



(¹) Ciò può essere ottenuto inviando il segnale in ingresso a un flip/flop (F/F) di tipo D; se nell'istante di decisione (fronte del clock) l'ingresso è alto (supera la soglia di decisione) allora il F/F fornisce in uscita un livello alto di valore prefissato e viceversa per un ingresso basso.

La rigenerazione è resa possibile dal fatto che il segnale in linea, essendo digitale, ha un contenuto informativo che non è associato rigidamente alla forma degli impulsi, che è nota, ma solamente al riconoscimento corretto di un bit "1" o di uno "0". In altri termini, invece di amplificare il segnale in ingresso se ne legge(¹) il contenuto informativo e si fornisce in uscita un segnale nuovo (rigenerato) avente, a meno di errori, lo stesso contenuto informativo di quello in ingresso ma ripulito da rumore e distorsioni, fig. 7.12

Il risultato finale è che nei collegamenti a lunga distanza, grazie alla rigenerazione, il rumore e le distorsioni non si accumulano più di tratta in tratta (al contrario delle trasmissioni analogiche) e ciò consente un notevole miglioramento nell'S/N in ricezione, il che si traduce quindi in una minore probabilità di errore e quindi in una migliore qualità del segnale fornito all'utilizzatore.

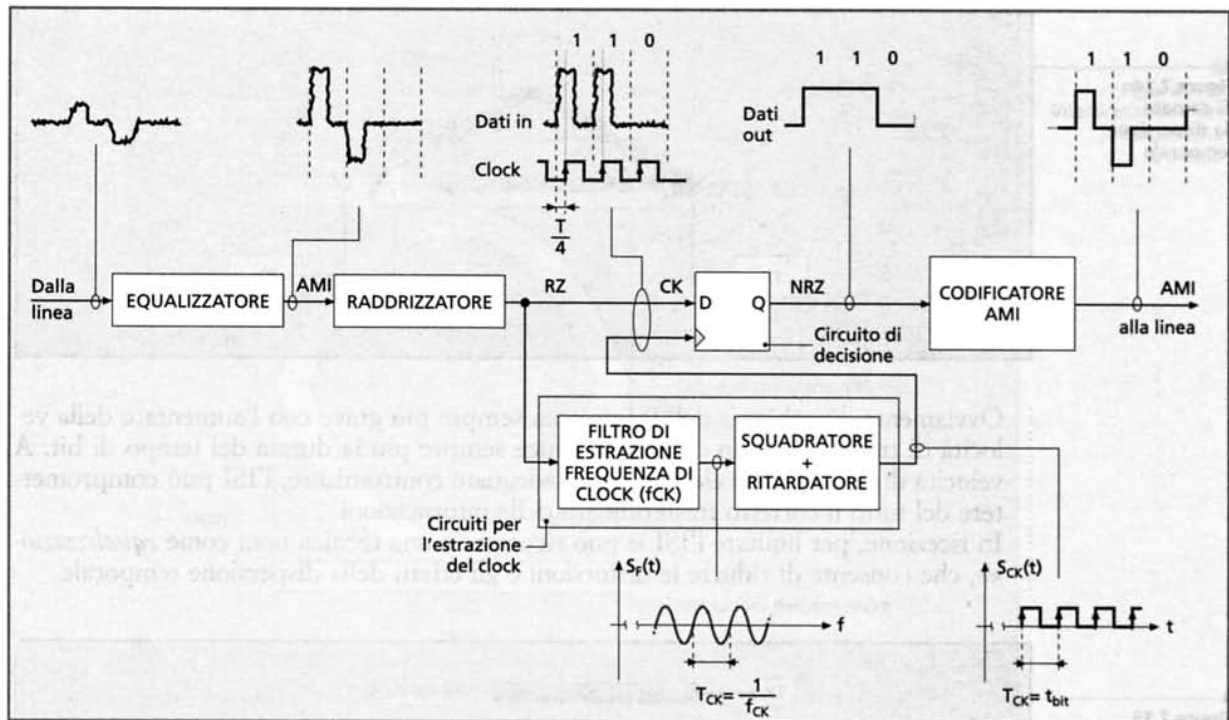
7.3.2 Jitter

Gli apparati che effettuano la rigenerazione di un segnale digitale sono noti come rigeneratori. Essi vengono posti a distanze regolari lungo il mezzo trasmissivo (*rigeneratori intermedi*) e in ingresso al ricevitore (*rigeneratore terminale*).

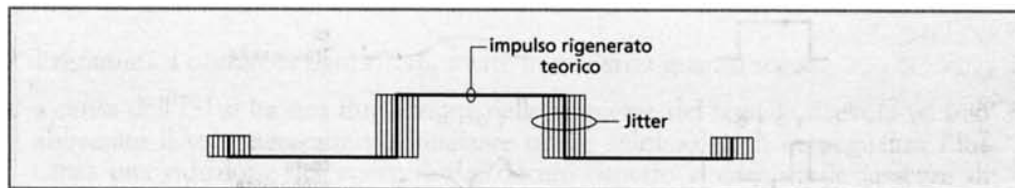
Per operare correttamente il rigeneratore deve sincronizzare il proprio clock di lettura con il clock di trasmissione.

Esso, quindi, deve estrarre dal segnale in ingresso una componente spettrale alla frequenza di clock e agganciarvisi per eseguire in modo sincronizzato la lettura dei bit e la loro ritrasmissione. Se l'operazione di aggancio non è eseguita perfettamente si introducono delle variazioni casuali, più o meno grandi, nella durata dei bit ritrasmessi. Evidenziate all'oscilloscopio, tali variazioni appaiono con la forma di un "tremolio" (*jitter*) degli impulsi corrispondenti ai bit stessi (fig. 7.13). Per questo motivo il fenomeno in questione è stato denominato *jitter*. Il jitter è una modulazione di fase indesiderata e casuale, che può appunto avere altre cause oltre a quella sopra citata.

In un collegamento a lunga distanza il jitter si accumula di tratta in tratta e deve essere opportunamente controllato per evitare che possa causare un aumento della probabilità di errore.



■ **Figura 7.12**
Schema a blocchi
di un rigeneratore



■ **Figura 7.13**
Jitter

7.3.3 Interferenza Intersimbolica (ISI, *InterSymbol Interference*)

L'*Interferenza Intersimbolica*, o *ISI*, è quel fenomeno che si verifica quando al ricevitore giungono sovrapposte, parzialmente o totalmente, le forme d'onda di segnali elettrici emessi in tempi diversi e corrispondenti a bit successivi. L'ISI causa un aumento della probabilità di errore. A seconda del mezzo trasmissivo che si impiega vi possono essere cause diverse di ISI.

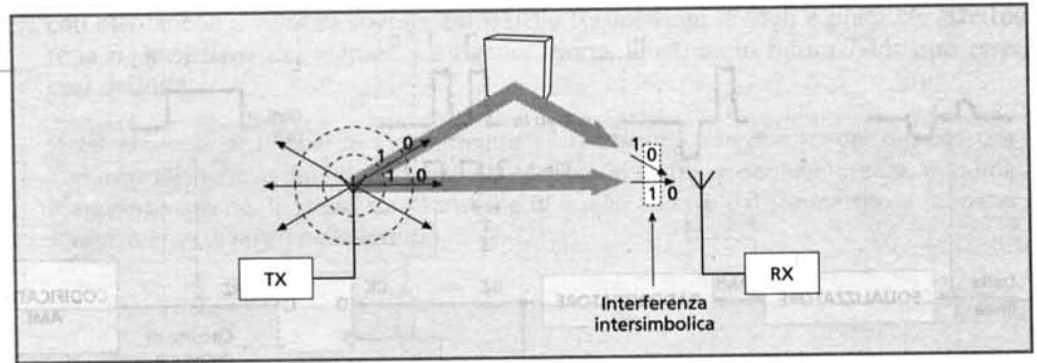
- **ISI causata da percorsi multipli**

Nelle trasmissioni radio è possibile che il segnale (modulato) trasmesso subisca delle riflessioni per cui vi sia, per esempio, un percorso diretto e uno o più percorsi dovuti a riflessioni. I segnali riflessi giungono al ricevitore in ritardo rispetto a quelli diretti (questo fenomeno è noto come *dispersione temporale*) ed essi possono sovrapporsi a segnali diretti che trasportano bit successivi, causando così un'interferenza tra simboli adiacenti, come mostra la figura 7.14 nella pagina successiva.

- **ISI causata da distorsioni**

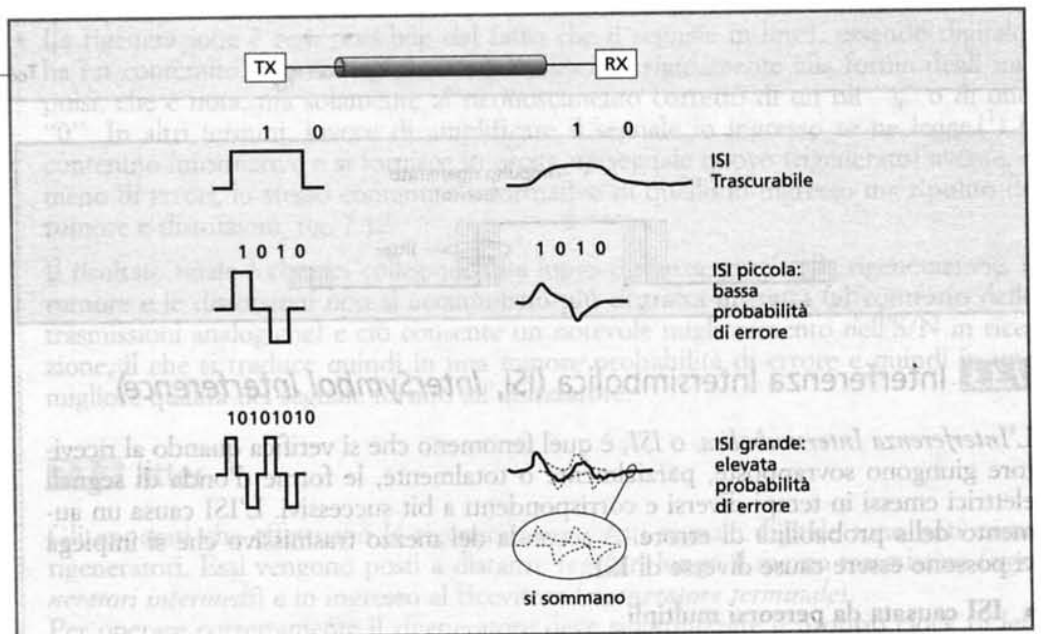
Nelle trasmissioni su portante fisico (linee) il mezzo trasmissivo introduce una distorsione, più o meno grande, sul segnale che lo attraversa. In particolare, supponendo che il trasmettitore emetta un segnale digitale a impulsi rettangolari, questi ultimi, a causa delle distorsioni, subiscono un allargamento durante la propagazione sul mezzo trasmissivo. Se il tempo di bit è molto piccolo può quindi succedere che la "coda" di un bit interferisca con uno o più bit successivi (fig. 7.15).

Figura 7.14
ISI causata da dispersione temporale



Ovviamente il problema dell'ISI diventa sempre più grave con l'aumentare della velocità di trasmissione, in quanto si riduce sempre più la durata del tempo di bit. A velocità di trasmissione elevate, senza adeguate contromisure, l'ISI può compromettere del tutto il corretto trasferimento delle informazioni. In ricezione, per limitare l'ISI si può ricorrere a una tecnica nota come *equalizzazione*, che consente di ridurre le distorsioni e gli effetti della dispersione temporale.

Figura 7.15
ISI causata da distorsioni



7.3.4 Diagramma a occhio

Un metodo che permette di valutare visivamente la qualità di un segnale è la visualizzazione all'oscilloscopio del segnale ricevuto nota come *diagramma a occhio* (*eye patter*). Per visualizzare un diagramma a occhio con un oscilloscopio si deve immettere su un canale il segnale che giunge dalla linea e utilizzare il trigger esterno al quale si invia il clock di ricezione, per sincronizzare l'oscilloscopio con il flusso di bit in arrivo.

Il diagramma a occhio è in pratica la rappresentazione visiva che si ottiene dalla sovrapposizione delle forme d'onda associate ai bit che giungono al ricevitore e che si susseguono nel tempo. Il risultato della sovrapposizione è una figura che assomiglia a un occhio e che si ripete (più o meno uguale) a ogni tempo di bit.

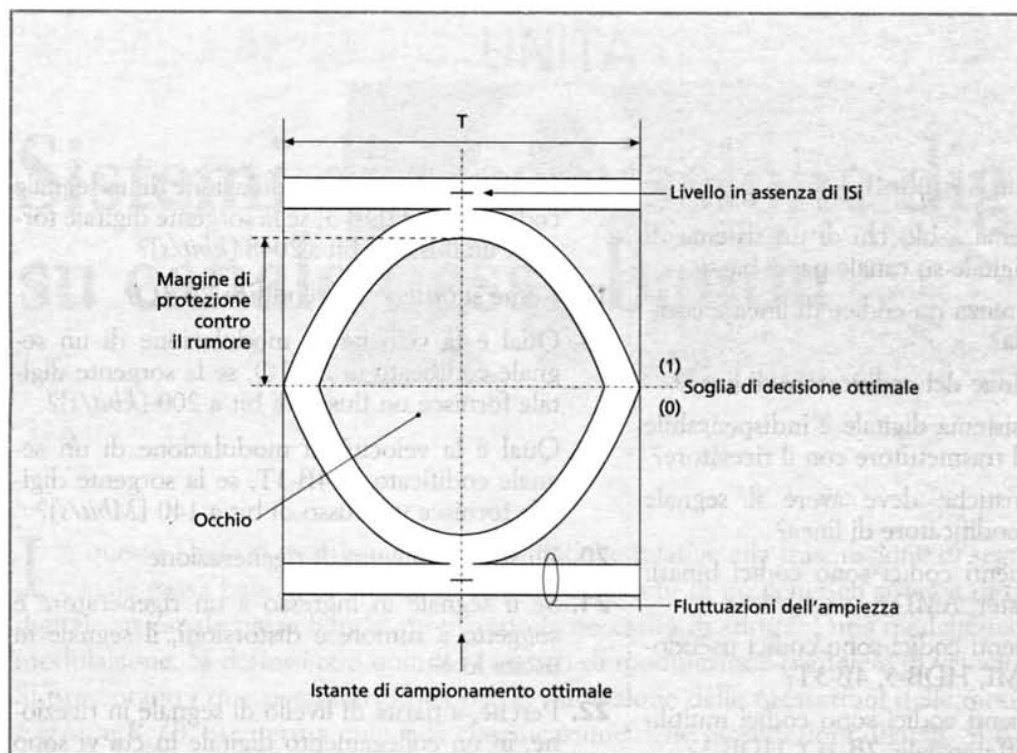


Figura 7.16
Interpretazione del
diagramma
a occhio

Il diagramma a occhio di figura 7.16. mette in evidenza quanto segue:

- a) a causa dell'ISI si ha una fluttuazione delle ampiezze del segnale ricevuto (si può abbassare il valore massimo e innalzare quello minimo) e di conseguenza l'ISI causa una riduzione dell'apertura dell'occhio rispetto al caso ideale (assenza di ISI); ciò comporta una diminuzione del margine di protezione contro gli errori. Il rumore tende infatti a "chiudere" ulteriormente l'occhio e può provocare più facilmente un errato riconoscimento dei simboli ricevuti;
- b) il punto di decisione ottimale per il riconoscimento dei simboli si trova al centro dell'occhio; ciò significa che:
 - l'istante di campionamento (lettura) ottimale è posto a metà del tempo di bit, dove l'apertura dell'occhio è massima;
 - la soglia di decisione ottimale si trova a metà ampiezza.

In definitiva in un diagramma a occhio:

- a) un "occhio aperto" sta a indicare una buona qualità del segnale ricevuto (ISI piccola e S/N elevato) e quindi una bassa probabilità di errore;
- b) un "occhio chiuso" sta a indicare una qualità scadente del segnale ricevuto (ISI elevata e/o S/N insufficiente) e ciò comporta una probabilità di errore elevata.

Sistemi di trasmissione digitale su canale passa banda

In questa Unità si esaminano le problematiche relative alla trasmissione di segnali digitali su canale passa banda. Si illustra lo schema a blocchi di un generico sistema di trasmissione digitale su canale passa banda, motivando la necessità di adottare una qualche tecnica di modulazione. Si definiscono quindi i concetti di modulazione digitale e di velocità di modulazione. Si presentano i due parametri tipici per la valutazione delle prestazioni delle modulazioni digitali: E_b/N_o e R_s/B . Si effettua quindi la classificazione delle modulazioni digitali. Si illustrano poi le diverse tecniche di modulazione, definendone i campi di applicazione e presentando gli schemi a blocchi, di principio, di modulatori e demodulatori.

Lo studio di questa Unità consente di:

- Descrivere lo schema a blocchi di un sistema digitale su canale passa banda.
- Comprendere la necessità dell'adozione di una modulazione.
- Comprendere perché le modulazioni adottate vengono definite digitali.
- Definire i parametri che consentono una valutazione delle prestazioni delle modulazioni digitali.
- Classificare le modulazioni digitali.
- Comprendere la differenza tra modulazioni efficienti in potenza e modulazioni spettralmente efficienti.
- Descrivere come si ottengono le modulazioni di ampiezza OOK e ASK.
- Illustrare come si ottengono le modulazioni di fase PSK e DPSK.
- Comprendere come si possono ottenere modulazioni di fase multistato, 4-PSK e 8 PSK.
- Comprendere come si può generare un segnale multistato utilizzando due portanti in quadratura.
- Descrivere come si ottengono le modulazioni miste M-QAM.
- Comprendere come si ottiene una modulazione TCM.
- Illustrare come si ottiene una modulazione FSK.

8.1 Trasmissione di segnali digitali su canale passa banda

Un canale di tipo passa banda non permette la trasmissione di segnali digitali in banda base. È quindi necessario introdurre una qualche modulazione, per manipolare e traslare in frequenza il segnale digitale da trasferire, di modo che la banda del segnale modulato, effettivamente trasmesso, rientri in quella messa a disposizione dal canale.

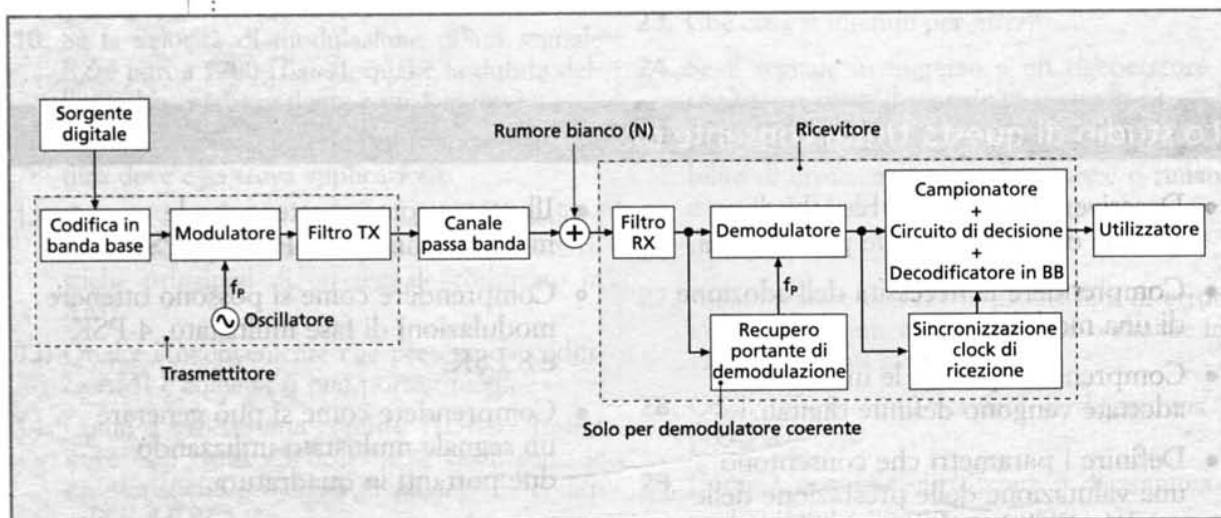
In sostanza la necessità della modulazione deriva dal fatto che su un canale passa banda possono viaggiare in modo efficiente solo **sinusoidi modulate**. I metodi di modulazione adottati nell'ambito dei sistemi digitali vanno sotto il nome di **modulazioni digitali**.

(¹) Lo schema è derivato da quello della figura 7.1 aggiungendo la parte di modulazione e demodulazione.

Lo schema a blocchi (¹) di un sistema digitale su canale passa banda viene riportato in figura 8.1. In esso si indica con il termine "codificatore in banda base" il blocco funzionale, equivalente al codificatore di linea di figura 8.1, avente il compito di generare il segnale elettrico impulsivo, binario o multilivello, a cui è associato il messaggio digitale da trasferire. In alcuni sistemi può anche venire effettuata una codifica di canale per la protezione contro gli errori, non evidenziata per semplicità nella figura.

Si noti inoltre che qualora si adotti uno schema di demodulazione di tipo coerente è necessario ricostruire in ricezione una portante coerente, cioè agganciata in frequenza e fase a quella di trasmissione, da utilizzarsi per la demodulazione.

Figura 8.1
Schema a blocchi di un sistema di trasmissione digitale su canale passa banda



Tipiche applicazioni in cui è presente un canale passa banda sono due.

- **Trasmissione dati su rete telefonica analogica**

Si utilizzano canali aventi una larghezza di banda pari all'incirca a 4 [kHz].

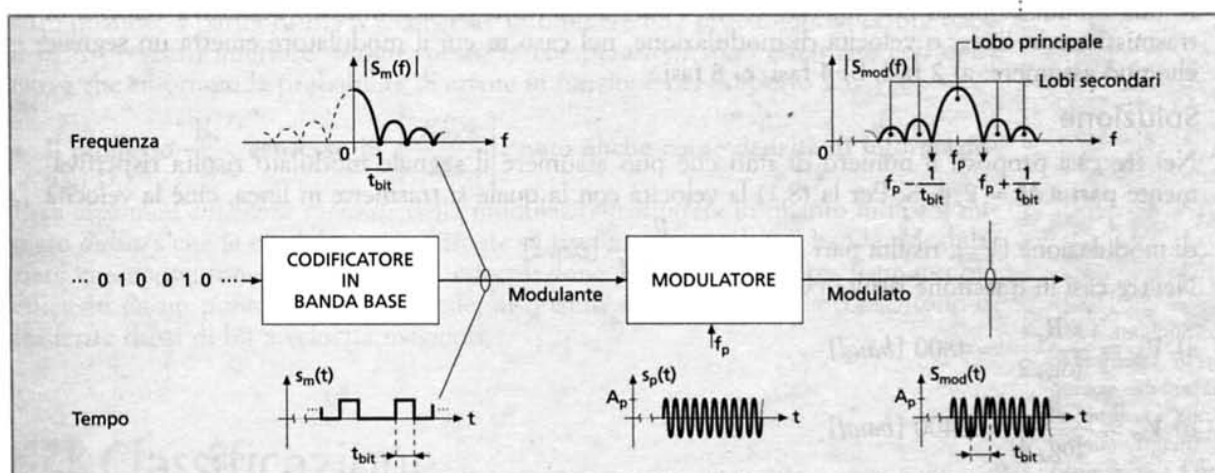
- **Sistemi di trasmissione digitali via radio**

Ponti radio digitali, sistemi cellulari (GSM), sistemi per la comunicazione via satellite. In tutti questi casi la comunicazione avviene utilizzando una certa banda di frequenza allocata attorno a una frequenza portante.

8.2 Modulazioni digitali

Si definiscono modulazioni digitali i metodi di modulazione nei quali un segnale modulante digitale modula una **portante sinusoidale** dando origine a un segnale **modulato analogico** (sinusoide modulata appunto).

Queste modulazioni vengono definite “digitali” in quanto il parametro (o i parametri) di modulazione (ampiezza, frequenza, fase) non varia in modo continuo, come avviene nelle modulazioni analogiche, ma può assumere solo un numero discreto di valori, ciascuno dei quali costituisce uno *stato di modulazione* in cui si può trovare il segnale (fig. 8.2). Per questo motivo l'emissione da parte del modulatore di un segnale modulato, posto in un certo stato, viene considerata come la trasmissione sul canale di un *simbolo*.



■ **Figura 8.2**
Concetto di
modulazione
digitale

A differenza delle modulazioni analogiche, nelle modulazioni digitali è possibile combinare i parametri della portante da variare, nonché codificare ed eventualmente pre-filtrare il segnale modulante stesso, al fine di ottenere determinate prestazioni. In altri termini, mentre nel caso analogico si deve mantenere una proporzionalità diretta tra il parametro della portante che si varia e il modulante, in modo tale da consentire il recupero in ricezione di un segnale demodulato il più possibile simile al primo, nel caso delle modulazioni digitali tale vincolo viene a cadere in quanto in fase di ricezione, per demodulare, è sufficiente riconoscere la presenza degli 1 e 0 logici associati ai simboli ricevuti e fornire in uscita il segnale elettrico a essi corrispondente.

Oltre che dal parametro della portante su cui si agisce, una modulazione digitale è caratterizzata anche dal numero di stati di modulazione che ammette. Vi sono così modulazioni in cui il segnale può assumere solamente due stati (due ampiezze, due frequenze, due fasi), associabili al valore logico (0 o 1) di un bit, accanto ad altre in cui il segnale può assumere M stati, a ognuno dei quali è associabile un numero di bit pari a $N = \log_2 M$.

La velocità del flusso di bit generato dalla sorgente, R_s [bit/s], può così essere maggiore della velocità di modulazione, data dal numero di simboli (stati) al secondo emessi dal modulatore e usualmente espressa in *baud* \equiv simboli/s. Indicando con V_m [baud] la velocità di modulazione e con M il numero di stati che può assumere il segnale modulato, il legame tra la velocità di informazione, o bit rate, della sor-

gente digitale (R_s) e la velocità di modulazione è il seguente:

$$R_s = V_m \cdot \log_2 M \text{ [bit/s]} \quad (8.1)$$

Con le modulazioni digitali, perciò, aumentando il numero di stati, è possibile aumentare il bit rate a pari velocità di modulazione e quindi a parità di banda. Il prezzo che si deve pagare è un aumento della probabilità di errore, dato che gli stati di modulazione diventano sempre più vicini e quindi sono più difficilmente distinguibili in presenza di rumore.

Come nei sistemi analogici, anche nelle trasmissioni digitali bidirezionali si indica con il termine *modem* (modulatore-demodulatore) il dispositivo che lato trasmissione effettua la modulazione, mentre lato ricezione effettua la demodulazione.

Esempio 8.1

Una sorgente digitale genera un flusso di bit alla velocità di 4800 [bit/s]. Supponendo di adottare una modulazione di fase digitale (PSK, *Phase Shift Keying*), determinare l'effettiva velocità di trasmissione in linea, o velocità di modulazione, nel caso in cui il modulatore emetta un segnale che può assumere: a) 2 fasi, b) 4 fasi, c) 8 fasi.

Soluzione

Nei tre casi proposti il numero di stati che può assumere il segnale modulato risulta rispettivamente pari a $M = 2, 4, 8$. Per la (8.1) la velocità con la quale si trasmette in linea, cioè la velocità

di modulazione (V_m), risulta pari a: $V_m = \frac{R_s}{\log_2 M} \text{ [baud]}$

Nei tre casi in questione risulta perciò:

$$\text{a) } V_m = \frac{R_s}{\log_2 2} = 4800 \text{ [baud]}$$

$$\text{b) } V_m = \frac{R_s}{\log_2 4} = 2400 \text{ [baud]}$$

$$\text{c) } V_m = \frac{R_s}{\log_2 8} = 1600 \text{ [baud]}$$

Aumentando il numero di stati di modulazione si riduce la velocità in linea a pari velocità del flusso di bit in ingresso (oppure a pari velocità di modulazione si può aumentare la velocità del flusso di bit in ingresso al modulatore).

8.3 Parametri tipici delle trasmissioni digitali su canale passa banda

Nella valutazione delle caratteristiche delle modulazioni digitali, e più in generale nei collegamenti digitali su canale passa banda, è spesso utile non impiegare l' S/N come parametro di valutazione dell'incidenza del rumore, ma derivare da esso dei parametri che, da un lato, esprimano la resistenza al rumore che offre una certa modulazione e, dall'altro, l'efficienza spettrale che si riesce a ottenere con essa.

Tali parametri vengono derivati dal rapporto S/N con le seguenti osservazioni:

a) la potenza (S) di un segnale digitale può venire espressa come il prodotto tra l'e-

nergia associata alla trasmissione di 1 bit, E_b , e il bit rate da trasmettere, R_s [bit/s] $\Rightarrow S = E_b \cdot R_s$;

- b) la potenza di rumore (N) nella banda (B) a disposizione può essere espressa come il prodotto tra la densità spettrale di potenza (N_o) del rumore, supposto bianco, e la banda stessa $\Rightarrow N = N_o \cdot B$.

Ne consegue che l' S/N può essere così riscritto:

$$\frac{S}{N} = \frac{E_b}{N_o} \cdot \frac{R_s}{B} \quad (8.2)$$

Nella (8.2) sono evidenziati i seguenti parametri:

- Il rapporto $\frac{E_b}{N_o}$, usualmente espresso in dB

Tale rapporto esprime una quantità normalizzata indipendente dalla banda utilizzata; è un parametro utile per comparare le prestazioni nei riguardi del rumore dei diversi metodi di modulazione. Un metodo di modulazione risulta migliore di un altro quando, a parità di E_b/N_o , consente di ottenere una probabilità di errore (cioè il BER previsto) inferiore. Molto spesso le comparazioni sono effettuate con delle curve che riportano la probabilità di errore in funzione del rapporto E_b/N_o .

- Il rapporto $\frac{R_s}{B}$, espresso in $\left[\frac{\text{Bit/s}}{\text{Hz}} \right]$, noto anche come densità di informazione (D_i)

Esso esprime l'efficienza spettrale della modulazione adottata in quanto indica il numero di bit/s che la modulazione consente di trasferire per unità di banda. Modulazioni che consentono una densità di informazione più elevata di altre risultano più efficienti da un punto di vista spettrale, in quanto a parità di banda consentono di trasferire flussi di bit a velocità maggiori.

8.4 Classificazione delle modulazioni digitali

Nelle modulazioni digitali si ha un segnale modulante di tipo digitale e un segnale portante, $s_p(t)$, sinusoidale:

$$s_p(t) = A_p \cos(\omega_p t + \theta_p).$$

In linea di principio è possibile classificare le modulazioni digitali in modo simile a quelle analogiche, andando a esplicitare quali sono i parametri della portante che vengono variati in modo dipendente dal segnale modulante al fine di generare il segnale modulato. Da questo punto di vista le modulazioni digitali sono classificabili nel seguente modo⁽¹⁾:

• Modulazioni di ampiezza

L'informazione da trasmettere (data dal modulante) è contenuta nell'ampiezza del segnale modulato. Ne sono esempi le modulazioni ASK (*Amplitude Shift Keying*) e OOK (*On Off Keying*).

• Modulazioni di frequenza

L'informazione da trasmettere è contenuta nella frequenza del segnale modulato. Ne sono esempi le modulazioni FSK (*Frequency Shift Keying*) e MSK (*Minimum Shift Keying*).

⁽¹⁾ Le modulazioni di ampiezza, di frequenza e di fase sono indicate con i termini *Amplitude*, *Frequency*, *Phase Shift Keying* per ricordare il fatto che nella loro forma più semplice ammettono due soli stati associati al valore logico che può assumere un bit (0 o 1). Il termine *shift keying* deriva da una analogia con il funzionamento delle macchine da scrivere, in cui è presente il "tasto delle maiuscole", o *shift key* per l'appunto, il quale permette di porre un altro tasto in una tra due possibili condizioni: lettera minuscola (tasto *shift* rilasciato) o maiuscola (tasto *shift* premuto).

- **Modulazioni di fase**

L'informazione da trasmettere è contenuta nella fase del segnale modulato. Ne sono esempi le modulazioni PSK (*Phase Shift Keying*) e DPSK (*Differential PSK*).

- **Modulazioni miste ampiezza-fase**

L'informazione da trasmettere è contenuta in combinazioni di ampiezza e fase del segnale modulato. Ne sono esempi le modulazioni QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) e TCM (*Trellis Coded Modulation*).

8.5 Modulazioni di ampiezza ASK e OOK

Queste modulazioni vengono ottenute associando due ampiezze diverse ai valori logici (0 e 1) che può assumere un bit.

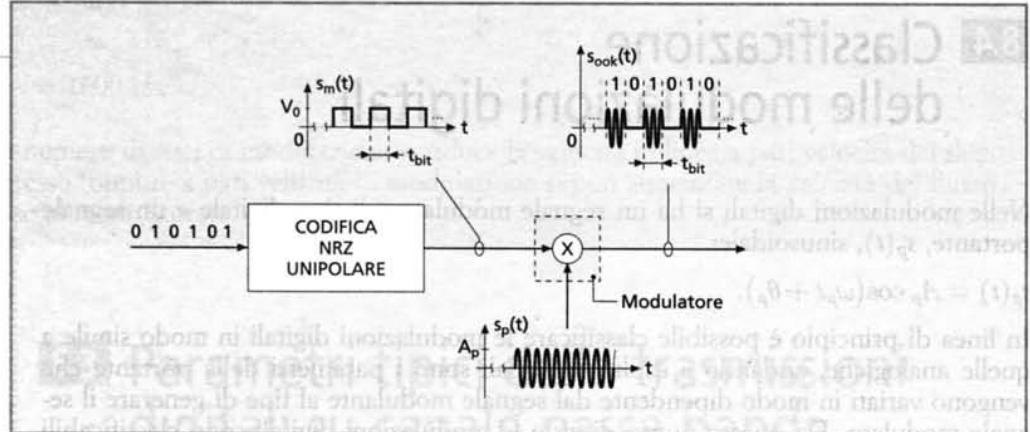
- **OOK (*On Off Keying*)**

La modulazione OOK consiste essenzialmente nel trasmettere la portante in corrispondenza di un 1 logico in ingresso e nel non trasmettere nulla in corrispondenza di uno 0 logico in ingresso (da cui il nome *On Off Keying*). Le due ampiezze ammesse come stati di modulazione sono quindi kA_p e 0. Ciò può essere ottenuto inviando in ingresso al modulatore un segnale digitale con codifica NRZ unipolare ("0" $\Rightarrow 0[V]$ e "1" $\Rightarrow +V_o[V]$). Da un punto di vista concettuale il modulatore esegue semplicemente il prodotto⁽¹⁾ tra la modulante e la portante (fig. 8.3):

- "1" in ingresso \Rightarrow viene emessa la portante;
- "0" in ingresso \Rightarrow non si emette nulla.

⁽¹⁾ Paragonato alle modulazioni analogiche il modulatore risulta perciò un modulatore a prodotto che genera un segnale modulato in DSB-SC.

Figura 8.3
Modulazione OOK



- **ASK (*Amplitude Shift Keying*)**

Nella modulazione ASK si associano ai valori logici (0 e 1) che può assumere un bit due ampiezze non nulle: $0 \Rightarrow A_1$; $1 \Rightarrow A_2$. La differenza fondamentale tra ASK e OOK sta quindi nei valori di ampiezza che può assumere il segnale modulato.

Per esempio⁽²⁾ si può ottenere questo risultato inviando in ingresso al modulatore un segnale digitale con codifica NRZ bipolare ("0" $\Rightarrow -V_o[V]$ e "1" $\Rightarrow +V_o[V]$). Da un punto di vista concettuale il modulatore esegue ancora il prodotto tra la modulante e la portante, con il risultato però che in corrispondenza di un 1 logico in ingresso si ha l'emissione della portante a fase zero (cioè con ampiezza positiva),

⁽²⁾ Sono ovviamente possibili anche altre scelte.

mentre in corrispondenza di uno 0 logico in ingresso si ha l'emissione della portante cambiata di segno e cioè sfasata di 180° , come mostra la figura 8.4a). Si realizza così la seguente associazione tra valore logico dei bit e ampiezze assunte dal modulato: $0 \Rightarrow -kA_p$; $1 \Rightarrow +kA_p$.

In linea di principio la modulazione ASK si presta alla realizzazione di una modulazione a più stati, in quanto è possibile effettuare una codifica multilivello del modulante, per esempio del tipo $2B - 1Q$, prima di andare a intervenire sulla portante. Se si effettua una codifica a 4 livelli, si presenta al modulatore un segnale che può assumere 4 ampiezze diverse, ognuna delle quali "porta" due bit secondo la seguente associazione⁽¹⁾:

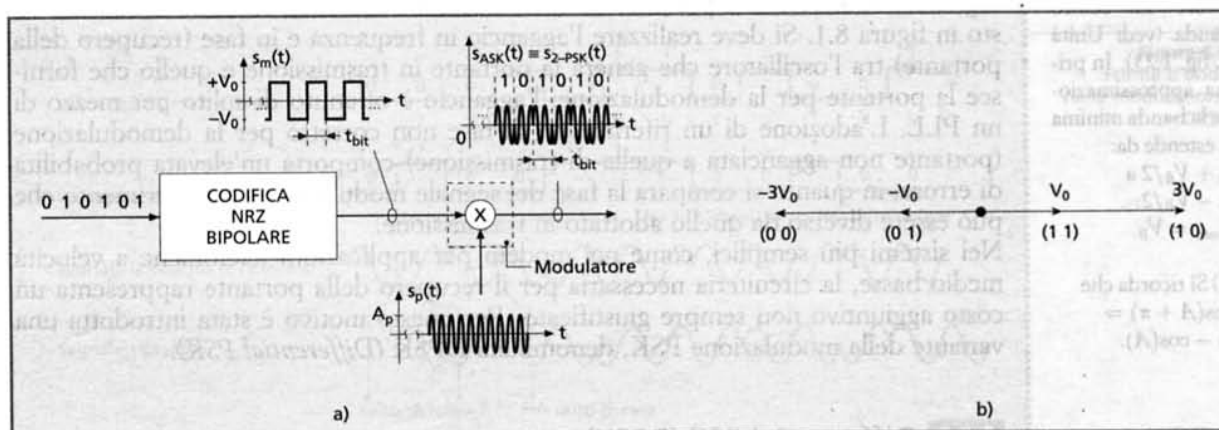
$$00 \Rightarrow -3V_o[V]; 01 \Rightarrow -V_o[V]; 11 \Rightarrow V_o[V]; 10 \Rightarrow +3V_o[V].$$

Considerando il modulatore di ampiezza come un moltiplicatore si ottiene un segnale modulato che può assumere 4 stati diversi, considerabili come 4 ampiezze diverse o come 2 ampiezze ($3V_o$ e V_o) e 2 fasi (0 e 180°). La modulazione così ottenuta viene denominata 4-ASK.

Per quanto riguarda la rappresentazione grafica, invece di disegnare la forma d'onda corrispondente al modulato, risulta normalmente preferibile effettuarne una rappresentazione vettoriale, in cui si riportano su un grafico le posizioni, o stati, che il vettore del segnale può assumere e la loro associazione con i bit in ingresso al modulatore come illustrato in figura 8.4b).

Per via dell'elevata sensibilità al rumore, nella pratica le modulazioni di ampiezza pure, OOK e ASK multistato, sono impiegate molto raramente.

⁽¹⁾ Si noti che un'associazione di questo tipo minimizza il numero di bit che vengono letti in modo errato nel caso in cui il ricevitore, a causa del rumore, scambi uno stato per un altro stato, adiacente al primo.



8.6 Modulazioni di fase

La classe delle modulazioni di fase digitali viene indicata con l'acronimo PSK (*Phase Shift Keying*).

Le principali modulazioni di fase sono:

- a) 2-PSK e le sue varianti 4-PSK e 8-PSK;
- b) DPSK e le sue varianti 4-DPSK e 8-DPSK.

8.6.1 2-Phase Shift Keying (2-PSK)

La 2-PSK, nota anche come BPSK (*Binary Phase Shift Keying*), è una modulazione

Figura 8.4
a) Modulazione 2-ASK;
b) Modulazione 4-ASK

(¹) Si considera come banda l'intervallo di frequenza che comprende l'intero lobo principale, vedi fig. 8.2. Infatti gli annullamenti dello spettro del segnale modulato, che definiscono i limiti della banda, sono posti alle frequenze:

$$f_p + V_B \text{ e } f_p - V_B, \\ \text{con } V_B = 1/t_{\text{baud}} \equiv 1/t_{\text{bit}}.$$

Nella pratica si può considerare come banda minima del modulato la banda a $-3[\text{dB}]$, cioè l'intervallo di frequenza compresa tra i valori in cui la potenza delle componenti spettrali si dimezza rispetto al valore in centro banda (vedi Unità 1, fig. 1.23). In prima approssimazione la banda minima si estende da:

$$f_p + V_B/2 \text{ a } f_p - V_B/2: \\ B_{\text{min}} = V_B.$$

(²) Si ricorda che $\cos(A + \pi) = -\cos(A)$.

di fase digitale in cui il valore logico dei bit in ingresso fa assumere alla fase del segnale modulato uno tra due possibili valori, per esempio secondo la seguente associazione:

$0 \Rightarrow 0^\circ$, si mantiene inalterata la fase della portante;

$1 \Rightarrow 180^\circ$, si introduce uno sfasamento di 180° rispetto alla fase della portante.

Un segnale modulato 2-PSK si può esprimere matematicamente nel seguente modo:

$$s_{2\text{PSK}}(t) = A_p \cos(\omega_p t + V_{\text{bit}} \cdot \pi) \quad (8.3)$$

V_{bit} : valore logico (0 o 1) del bit in ingresso che determina la fase assunta dal modulato e quindi lo stato di modulazione.

La banda occupata (¹) da un segnale modulato 2-PSK è all'incirca pari a:

$$B_{\text{PSK}} \approx 2V_m [\text{Hz}] \quad (8.4)$$

V_m [baud]: velocità di modulazione.

Poiché uno sfasamento di 180° corrisponde a un cambiamento di segno della portante (²), la modulazione 2-PSK coincide con una modulazione ASK a due stati. Lo schema di principio di un modulatore 2-PSK coincide così con quello di figura 8.4a).

Come per la modulazione analogica DSB-SC, anche per la demodulazione di un segnale 2-PSK è possibile utilizzare un demodulatore a prodotto, in cui si immette il segnale modulato e una portante di demodulazione coerente, secondo lo schema visto in figura 8.1. Si deve realizzare l'aggancio in frequenza e in fase (recupero della portante) tra l'oscillatore che genera la portante in trasmissione e quello che fornisce la portante per la demodulazione; l'aggancio è ottenuto di solito per mezzo di un PLL. L'adozione di un riferimento di fase non corretto per la demodulazione (portante non agganciata a quella di trasmissione) comporta un'elevata probabilità di errore, in quanto si compara la fase del segnale modulato con un riferimento che può essere diverso da quello adottato in trasmissione.

Nei sistemi più semplici, come nei modem per applicazioni telefoniche a velocità medio basse, la circuiteria necessaria per il recupero della portante rappresenta un costo aggiuntivo non sempre giustificato. Per questo motivo è stata introdotta una variante della modulazione PSK, denominata DPSK (*Differential PSK*).

8.6.2 Differential PSK (DPSK)

In linea di principio, la modulazione DPSK consiste sempre nel correlare il valore logico di un bit in ingresso a una tra le due possibili fasi che può assumere il segnale modulato, con la differenza, però, che questa volta lo sfasamento che si introduce modulando è relativo alla fase del simbolo precedente e non alla fase della portante. In altri termini **si adotta un riferimento di fase relativo** invece di uno assoluto.

In ricezione la demodulazione non necessita più della ricostruzione esatta della fase della portante, ma può essere effettuata per confronto: si paragona la fase del simbolo in arrivo con quella del simbolo precedente (memorizzato). Per esempio è possibile effettuare la seguente associazione:

$0 \Rightarrow$ stessa fase del simbolo precedente;

$1 \Rightarrow$ salto di fase di 180° rispetto alla fase determinata dal simbolo precedente.

In trasmissione il segnale modulato DPSK può essere ottenuto utilizzando un modulatore 2-PSK preceduto da un **codificatore differenziale**, il quale è in sostanza un

circuito che fornisce una transizione ($0 \Rightarrow 1$ o $1 \Rightarrow 0$) tutte le volte che si presenta in ingresso uno 0 e nessuna transizione (si mantiene lo stato precedente) se si presenta un 1.

In ricezione la demodulazione può avvenire confrontando il segnale modulato in arrivo con lo stesso segnale ritardato di un tempo di *baud*. Nella figura 8.5 è schematizzato il principio su cui si basa la demodulazione di un segnale DPSK, mentre nella figura 8.6 è riportato l'andamento di modulante, portante e modulato per questo tipo di modulazione.

Uno svantaggio della DPSK può derivare da una certa propagazione degli errori.

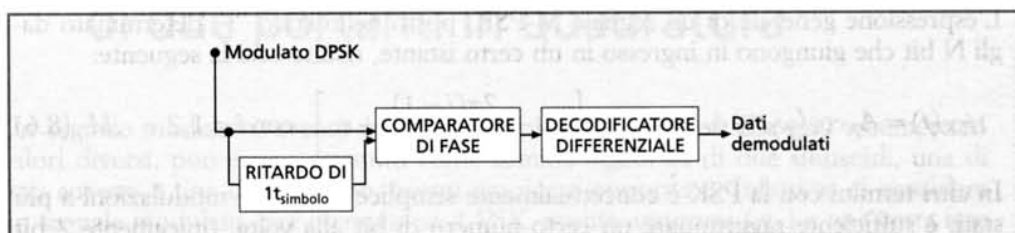


Figura 8.5
Demodulazione di
un segnale DPSK

Infatti la demodulazione errata di un simbolo, a causa di rumore e distorsioni, può influire anche sui simboli successivi, in quanto esso costituisce il riferimento di fase per la demodulazione del simbolo seguente.

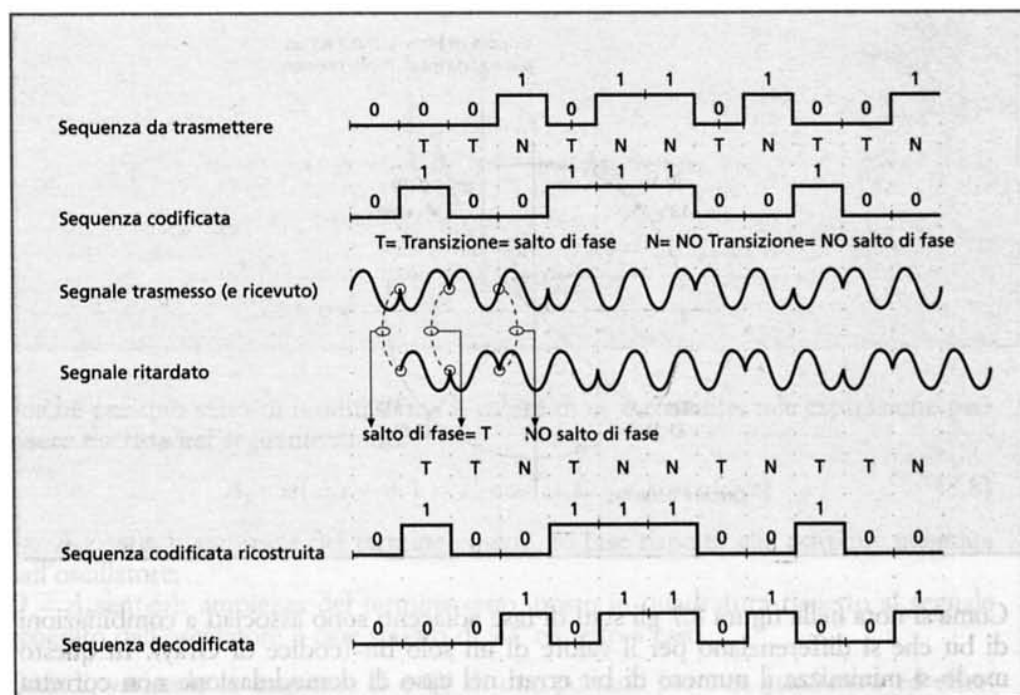


Figura 8.6
Forme d'onda
nella modulazione
DPSK

8.6.3 Modulazioni 4-PSK e 8-PSK

È possibile generalizzare il concetto di modulazione PSK effettuando una codifica preliminare (multilivello) del segnale digitale generato dalla sorgente, in modo tale da produrre un segnale modulato che può assumere M valori di fase diversi. Si ot-

tengono così M stati di modulazione in corrispondenza degli M valori di fase, ϕ_i :

$$\phi_i = \frac{2\pi(i-1)}{M} + \phi_o, \text{ con } i = 1, 2, \dots, M \quad (8.5)$$

ϕ_o : fase iniziale.

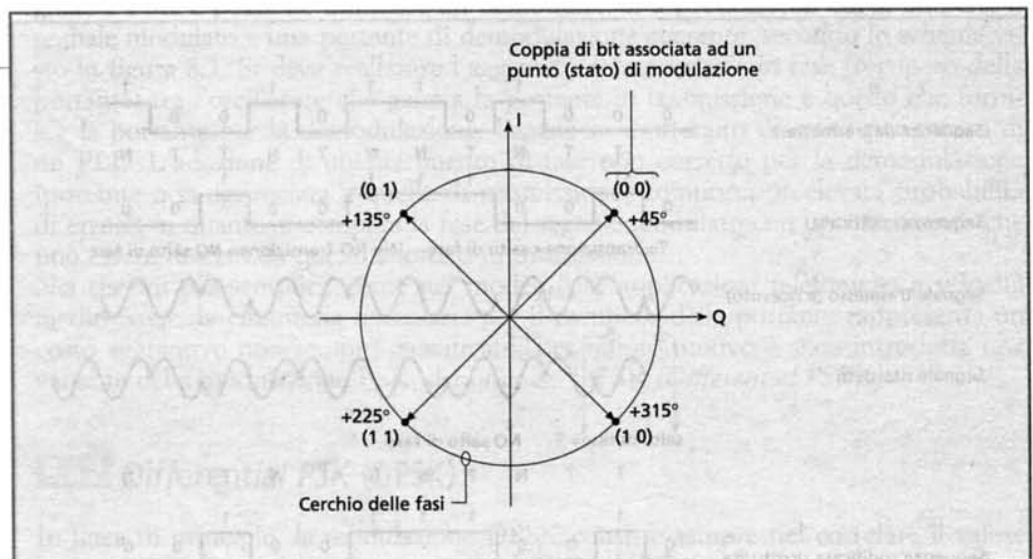
Poiché il segnale modulato può assumere M fasi diverse è possibile associare a ogni fase (o stato di modulazione) un numero di bit pari a $N = \log_2 M$. A pari velocità di modulazione, V_m [baud], (e quindi di banda) è così possibile aumentare il bit rate della sorgente, R_s , fino a un valore pari a: $R_s = V_m \cdot \log_2 M$ [bit/s].

L'espressione generale di un segnale M-PSK, posto nello stato "i" determinato dagli N bit che giungono in ingresso in un certo istante, risulta così la seguente:

$$s_{PSK}(t) = A_p \cos(\omega_p t + \phi_i) = A_p \cos\left[\omega_p t + \frac{2\pi(i-1)}{M} + \phi_o\right], \text{ con } i = 1, 2, \dots, M \quad (8.6)$$

In altri termini con la PSK è concettualmente semplice realizzare modulazioni a più stati: è sufficiente raggruppare un certo numero di bit alla volta, tipicamente 2 bit (indicati come "dibit") o 3 bit (indicati come "tribit") e associare a ogni loro combinazione una fase diversa (rispetto alla portante, PSK, o rispetto alla fase del simbolo precedente, DPSK). Si ottengono così le modulazioni 4-PSK (fig. 8.7) e 8-PSK (o le loro varianti 4-DPSK e 8-DPSK).

Figura 8.7
Rappresentazione delle fasi che può assumere il segnale modulato 4-PSK



Come si nota nella figura 8.7 gli stati di fase adiacenti sono associati a combinazioni di bit che si differenziano per il valore di un solo bit (codice di Gray). In questo modo si minimizza il numero di bit errati nel caso di demodulazione non corretta del segnale in ricezione (cioè lo scambiare uno stato per lo stato adiacente determina un bit errato nel segnale fornito all'utilizzatore).

Inoltre i punti del diagramma delle fasi giacciono su un cerchio, noto come cerchio delle fasi, e ciò sta a indicare che la lunghezza del vettore rimane la stessa in tutti gli stati di modulazione. Ciò significa che l'ampiezza del segnale modulato non varia da stato a stato. Di conseguenza le PSK sono modulazioni a **inviluppo costante** (*constant envelope modulation*).

Il numero di fasi che può assumere un segnale PSK è limitato dal rumore, dalle di-

storsioni e dal *jitter* che possono intervenire durante la trasmissione. Infatti all'aumentare del numero delle fasi diminuisce la loro distanza e quindi aumenta la probabilità di errore. Nella pratica tale numero massimo è pari a 8 (8-PSK o 8-DPSK).

8.7 Generazione di un segnale modulato a più stati tramite l'uso di due portanti in quadratura

Un segnale modulato, avente una certa ampiezza e una fase che può assumere M valori diversi, può essere ottenuto come somma algebrica di due sinusoidi, una di tipo **coseno** e una di tipo **seno**, aventi ampiezze opportune. Infatti se si considera un segnale modulato, per esempio un 4-PSK, avente ampiezza (A_p) e una certa fase (ϕ_i), esso può venire così scomposto (fig. 8.8):

$$A_p \cos(\omega_p t + \phi_i) = A_p \cos(\phi_i) \cdot \cos(\omega_p t) - A_p \sin(\phi_i) \cdot \sin(\omega_p t) \quad (8.7)$$

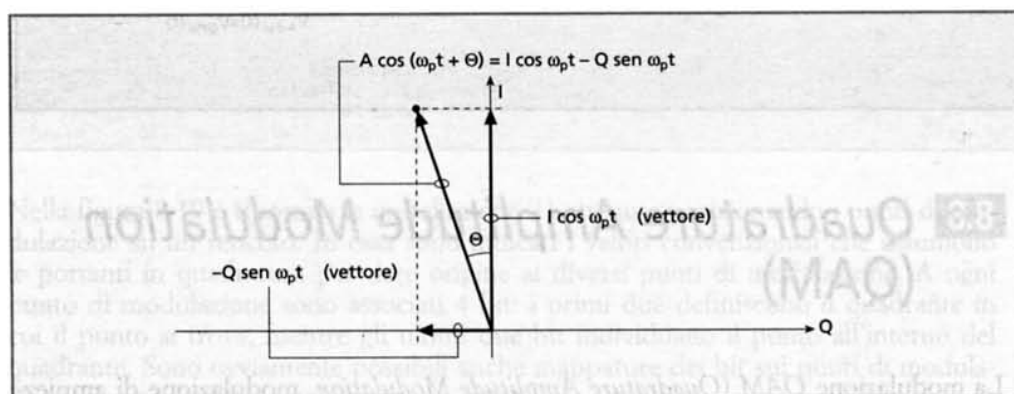


Figura 8.8
Vettore derivante
dalla somma
di due componenti
in quadratura

Poiché per uno stato di modulazione il valore di ϕ_i è costante, tale espressione può essere riscritta nel seguente modo:

$$A_p \cos(\omega_p t + \phi_i) = I \cdot \cos(\omega_p t) - Q \cdot \sin(\omega_p t) \quad (8.8)$$

$I = A_p \cos(\phi_i)$: ampiezza del termine coseno, in fase rispetto alla portante generata dall'oscillatore;

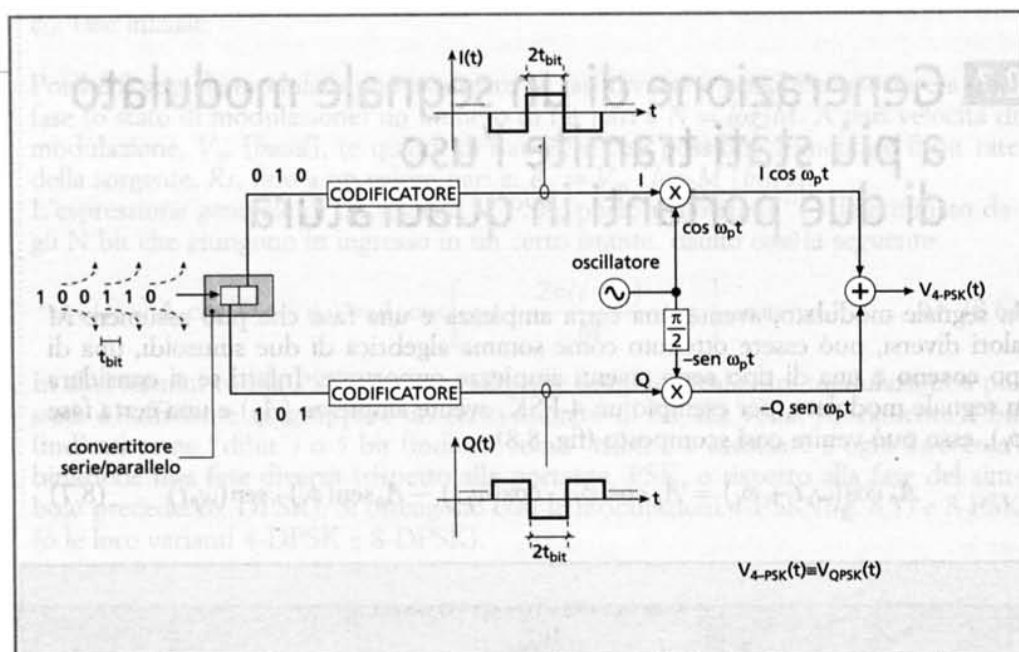
$Q = A_p \sin(\phi_i)$: ampiezza del termine seno, posto in quadratura rispetto al segnale generato dall'oscillatore e cioè sfasato di 90° rispetto a esso.

Quindi, variando le ampiezze (I e Q) di due portanti *poste in quadratura* ed effettuandone la somma è possibile ottenere uno qualsiasi degli M stati di modulazione che si intendono definire.

La modulazione 4-PSK può così essere ottenuta con lo schema di figura 8.9, in cui si utilizzano due modulatori 2-PSK con due portanti in quadratura (coseno e seno): si prelevano due bit alla volta dal flusso in ingresso, effettuando una conversione da serie a parallelo, e si inviano i due bit ai codificatori NRZ (che determinano le ampiezze dei termini I e Q), i quali moltiplicati per le due portanti in quadratura e sommati, producono un segnale modulato posto nello stato associato alla coppia di bit.

Per come è ottenuta, la 4-PSK viene anche denominata modulazione QPSK (*Quadrature PSK*) oppure 4-QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*, modulazione di ampiezza in quadratura a 4 stati).

Figura 8.9
Modulazione 4-PSK
ottenuta da un
modulatore con
portanti in
quadratura



8.8 Quadrature Amplitude Modulation (QAM)

La modulazione QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*, modulazione di ampiezza in quadratura) è l'estensione del concetto di modulazione PSK multifase, che viene ottenuta togliendo il vincolo del posizionamento delle fasi su un unico cerchio e cioè del mantenimento della stessa ampiezza del modulato per tutte le fasi (involuppo costante).

In pratica, poiché adottando più di 8 fasi e mantenendo costante l'involuppo si va incontro a una probabilità di errore eccessiva, si è pensato di posizionare i punti di modulazione (stati) in modo tale che anche con numero di punti di modulazione elevato (tipicamente $M \geq 16$) essi risultino sufficientemente separati. In linea teorica questo risultato può essere ottenuto in due modi:

- posizionando i punti su cerchi concentrici;
- posizionando i punti su un reticolo.

In entrambi i casi occorre generare un segnale modulato in cui, a seconda dello stato di modulazione che si determina, **variano sia l'ampiezza sia la fase**. Uno stato (o punto) di modulazione è perciò caratterizzato dal valore di ampiezza e di fase che assume il segnale modulato in corrispondenza della sequenza di bit in ingresso a esso associata. La modulazione QAM è perciò una *modulazione mista* ampiezza/fase. L'insieme dei punti di modulazione viene anche denominato **costellazione** della modulazione.

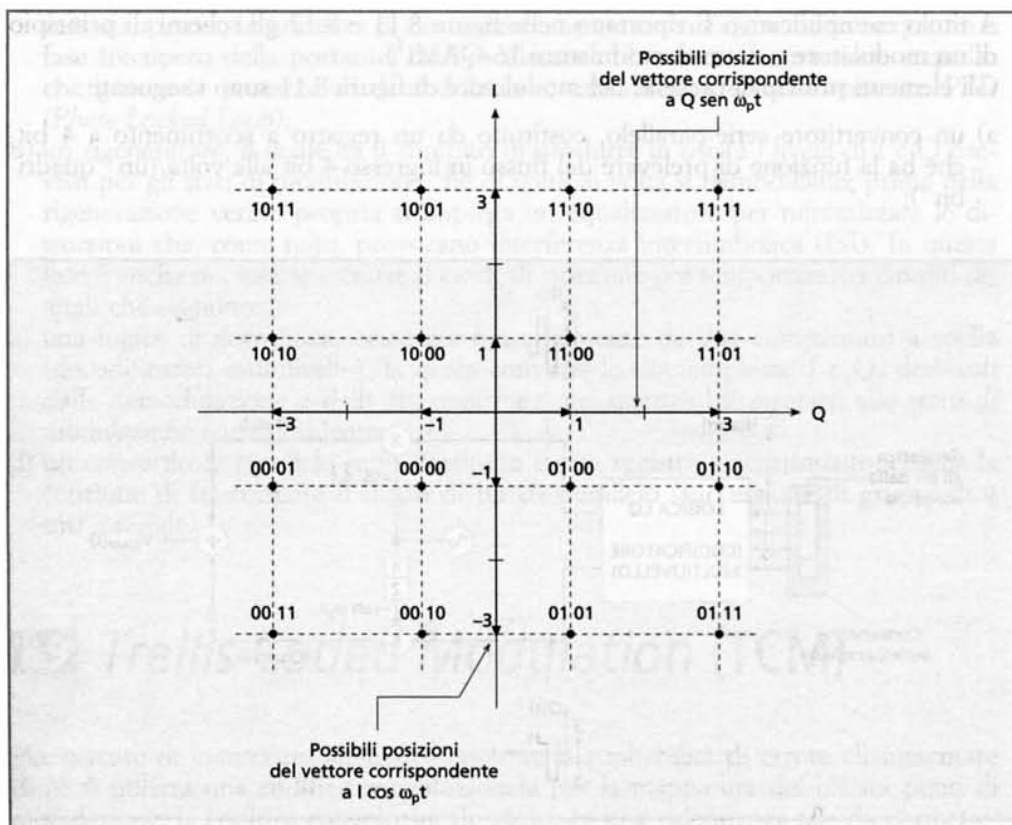


Figura 8.10
Costellazione QAM
a reticolo

Nella figura 8.10 è riportata la costellazione⁽¹⁾ ottenuta posizionando i punti di modulazione su un reticolo. In essa sono indicati i valori convenzionali che assumono le portanti in quadratura per dare origine ai diversi punti di modulazione. A ogni punto di modulazione sono associati 4 bit: i primi due definiscono il quadrante in cui il punto si trova, mentre gli ultimi due bit individuano il punto all'interno del quadrante. Sono ovviamente possibili anche mappature dei bit sui punti di modulazione diverse rispetto a quella appena citata.

Con la modulazione QAM il segnale modulato può assumere un numero di stati, M , molto elevato. Per evidenziare il numero di stati ammessi, essa viene usualmente indicata come M -QAM. Vi sono così le modulazioni 16-QAM, 64-QAM ecc., caratterizzate rispettivamente da un numero di stati, M , pari a 16, 64 ecc. Come al solito la relazione tra bit rate in ingresso, R_s [bit/s], e velocità di modulazione, V_m [baud], è la seguente: $R_s = V_m \cdot \log_2 M$ [bit/s].

In prima approssimazione l'occupazione di banda di un segnale modulato QAM risulta pari al valore della velocità di modulazione: $B_{QAM} \cong V_m$ [Hz].

8.8.1 Generazione della modulazione QAM

Un modulatore QAM è basato sul metodo delle portanti in quadratura e opera essenzialmente nel seguente modo: il flusso di bit in ingresso viene suddiviso in gruppi di N bit e, tramite una codifica multilivello, si pilotano le due portanti in quadratura con due livelli di ampiezza (I e Q), tali da produrre in uscita un segnale somma che risulta modulato sia in ampiezza sia in fase, situato nel punto di modulazione associato alla configurazione degli N bit di ingresso corrente; il numero di punti di modulazione risulta pari a $M = 2^N$.

⁽¹⁾ La figura riporta la costellazione utilizzata dal modem per trasmissione dati V.32 sempre a 9600 [bit/s].

⁽¹⁾ Ci si riferisce in particolare a un modem per trasmissione dati su linea telefonica del tipo V.32 a 9600 [bit/s].

A titolo esemplificativo si riportano nelle figure 8.11 e 8.12 gli schemi di principio di un modulatore e di un demodulatore 16-QAM⁽¹⁾.

Gli elementi principali presenti nel modulatore di figura 8.11 sono i seguenti:

- a) un convertitore serie-parallelo, costituito da un registro a scorrimento a 4 bit, che ha la funzione di prelevare dal flusso in ingresso 4 bit alla volta (un "quadri-bit");

Figura 8.11
Modulatore
16-QAM

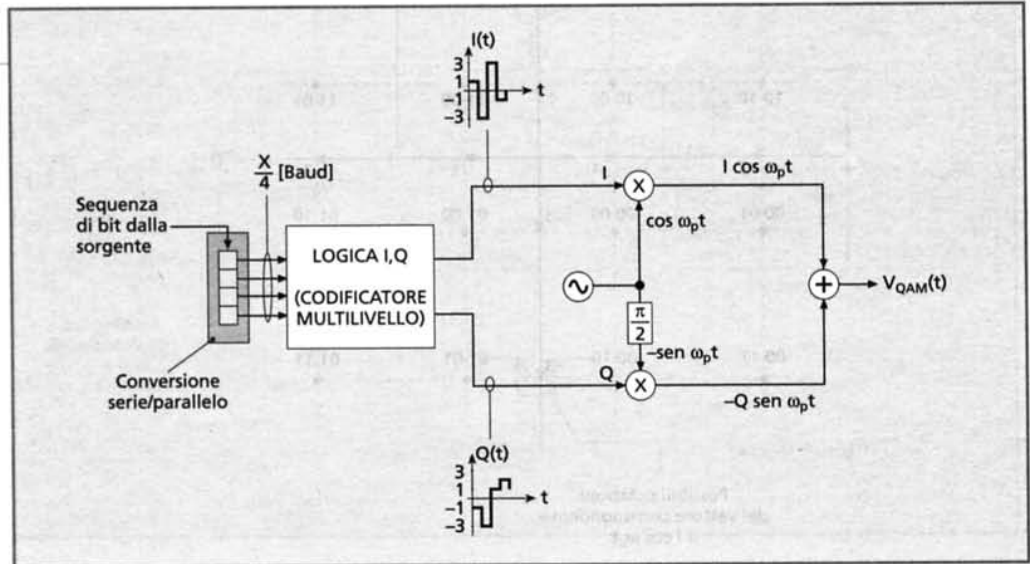
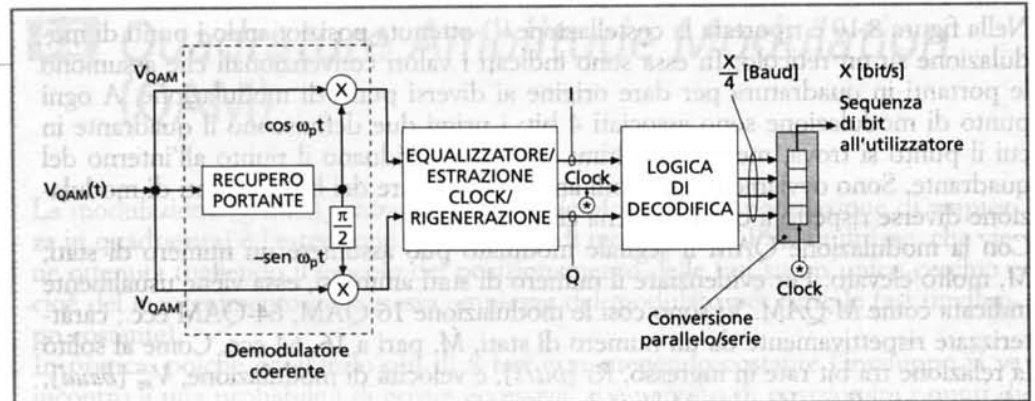


Figura 8.12
Demodulatore
16-QAM



⁽²⁾ Se il numero di punti di modulazione, M , è maggiore si utilizzano appositi circuiti di mappatura dei bit sui punti di modulazione, che determinano i valori che di volta in volta devono assumere I e Q ; essi possono essere costituiti per esempio da una ROM seguita da un convertitore D/A.

- b) una logica che determina i valori da assegnare alle ampiezze, I e Q , dei termini coseno e seno; essa è costituita, in pratica, da due codificatori multilivello⁽²⁾, che forniscono in uscita le ampiezze, I e Q , necessarie per far generare un segnale modulato posto nello stato di modulazione associato alla sequenza dei 4 bit in ingresso;

- c) due modulatori del tipo DSB-SC (moltiplicatori) con due portanti in quadratura.

Gli elementi principali presenti nel demodulatore di figura 8.12 sono i seguenti:

- a) due demodulatori con portanti di demodulazione in quadratura; per come si è realizzata la modulazione (con modulatori a prodotto DSB-SC) si deve adottare uno schema di demodulazione di tipo coerente, in cui si moltiplica il segnale modulato per due portanti di demodulazione poste in quadratura e coerenti. È ne-

cessaria, perciò, la presenza di un circuito che consenta l'aggancio in frequenza e fase (recupero della portante) tra l'oscillatore utilizzato in trasmissione e quello che genera la portante di demodulazione, tale circuito è usualmente un PLL (*Phase Locked Loop*);

- b) un rigeneratore, il quale ha il compito di produrre in uscita i livelli di I e Q previsti per gli stati di modulazione che di volta in volta si demodulano; prima della rigenerazione vera e propria si impiega un equalizzatore per minimizzare le distorsioni che, come noto, provocano interferenza intersimbolica (ISI). In questa fase è anche necessario estrarre il clock di ricezione per temporizzare i circuiti digitali che seguono;
- c) una logica di decodifica, costituita essenzialmente da due comparatori a soglia (decodificatori multilivello), la quale converte le due ampiezze I e Q, derivanti dalla demodulazione e dalla rigenerazione, nei quattro bit associati allo stato di modulazione corrispondente;
- d) un convertitore parallelo-serie, costituito da un registro a scorrimento, che ha la funzione di trasformare il flusso di bit da parallelo (successione di gruppi di 4 bit) a seriale.

8.9 Trellis Coded Modulation (TCM)

Per cercare di mantenere all'incirca costante la probabilità di errore all'aumentare di M si utilizza una **codifica convoluzionale** per la mappatura dei bit sui punti di modulazione: la codifica convoluzionale aggiunge una ridondanza tale da permettere, in fase di decodifica, la correzione diretta di tipo FEC (*Forward Error Correction*, vedi Unità 6 par. 6.3.3) delle sequenze ricevute con errori.

Essa consente anche di suddividere i punti di modulazione in un certo numero di costellazioni, ciascuna formata da un sottoinsieme dei punti stessi, in modo tale da massimizzare per ciascuna costellazione la distanza tra i punti di modulazione e quindi ridurre la probabilità di errore. In questo modo, se il ricevitore conosce la costellazione a cui appartiene un simbolo ricevuto, è in grado di decodificarlo più agevolmente.

La codifica convoluzionale consente al ricevitore di determinare quale costellazione deve essere presa in considerazione, poiché essa permette solo certe transizioni da uno stato all'altro. La modulazione così ottenuta viene denominata TCM (*Trellis Coded Modulation*, modulazione con codifica a traliccio).

Riassumendo, l'idea base della TCM è quella di unire alla modulazione QAM una correzione degli errori di tipo FEC, ottenuta adottando una codifica convoluzionale per la mappatura degli M punti di modulazione sugli N bit che li identificano.

La codifica convoluzionale determina i bit da associare ai punti della costellazione di modulazione in un modo tale per cui si introduce una dipendenza tra i simboli successivi, il che rende possibile la suddivisione dei punti di modulazione in un certo numero di costellazioni. Così facendo sono ammesse solo certe sequenze di simboli portate dal segnale modulato ed è possibile sia conoscere quale costellazione deve essere considerata di volta in volta, sia applicare la decodifica tramite il criterio della massima verosimiglianza, o MLSE (*Maximum Likelihood Sequence Estimation*, stima della sequenza a massima verosimiglianza). Nel caso si riceva una sequenza non ammessa (con errori) la decodifica MLSE fornisce come uscita la sequenza ammessa che più si avvicina a quella ricevuta.

In definitiva nella TCM la decodifica è basata non su una demodulazione simbolo per simbolo, ma piuttosto sulla decodifica di intere sequenze di simboli alla volta, scandendo il "traliccio" per verificare la validità delle sequenze stesse ed effettuarne l'eventuale correzione in presenza di errori.

Con la TCM si ottengono probabilità di errore accettabili anche in presenza di un numero di stati di modulazione molto elevato, rendendo possibile una trasmissione affidabile anche nel caso di elevate velocità.

A titolo esemplificativo si riportano le caratteristiche principali di un modem per trasmissione dati su linea telefonica a 14.400 [bit/s], figura 8.13, che opera con modulazione TCM:

- a) costellazione (QAM) di 128 punti;
- b) si raggruppano 6 bit alla volta e se ne codificano 2 in modo convoluzionale, ottenendo così un raggruppamento di 7 bit; i sette bit sono associati ai 128 stati di modulazione;
- c) si trasmette a 2400 baud;
- d) si usa una decodifica di tipo MLSE, basata sull'algoritmo di Viterbi;
- e) tutte le operazioni sono eseguite da circuiti VLSI e sono controllate da un microprocessore;
- f) il modem accetta dalla sorgente flussi di bit con velocità fino a:

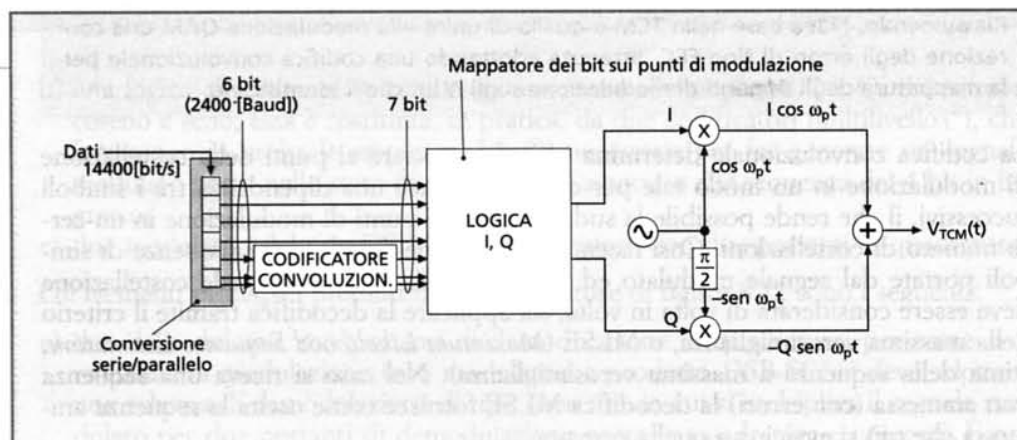
$$R_s = V_m \cdot 6 = 2400 \cdot 6 = 14.400 \text{ [bit/s]}.$$

Oltre all'applicazione esemplificata, la TCM viene adottata nei modem per trasmissione dati su linea telefonica a velocità più elevata (28.800, 33.600 [bit/s]), nonché nei sistemi di trasmissione digitali in ponte radio, che adottano una modulazione con un numero di stati di modulazione molto elevato (256 e oltre).

8.10 Modulazioni di frequenza

In ambito digitale la modulazione di frequenza consiste nell'associare due frequenze distinte ai due valori logici (0 e 1) che può assumere un bit in ingresso. Il tipo base di modulazione di frequenza è la *Frequency Shift Keying* (FSK), dalla quale si derivano poi altri tipi di modulazioni, denominati CPFSK (*Continuous Phase FSK*, modulazione FSK a fase continua), tra i quali si cita la *Minimum Shift Keying* (MSK).

Figura 8.13
Schema
di principio
di un modulatore
TCM;



8.10.1 Frequency Shift Keying (FSK)

Teoricamente, nella modulazione di frequenza FSK, le due frequenze (f_0 e f_1) che si associano ai valori logici (0 o 1) dei bit in ingresso al modulatore potrebbero derivare da due oscillatori distinti. Questi ultimi generano due sinusoidi, di frequenza diversa, e il valore logico del bit in ingresso determina di volta in volta quale delle due sinusoidi si emette, per esempio con la seguente associazione: $0 \Rightarrow f_0$, $1 \Rightarrow f_1$.

Operando in questo modo si ha però il seguente problema: nella transizione da una frequenza all'altra, che avviene in corrispondenza di un cambiamento di stato dei bit in ingresso, vengono introdotti dei **salto di fase** nel segnale modulato.

I salti di fase introducono delle *discontinuità* (cioè brusche variazioni) nel segnale, che causano un aumento dell'occupazione di banda, in quanto l'ampiezza delle componenti secondarie dello spettro (lobi secondari) può divenire rilevante.

Questo problema è particolarmente sentito nelle trasmissioni radio, in quanto le componenti spettrali secondarie del segnale modulato possono cadere al di fuori della banda di trasmissione assegnata e andare a interferire con altre comunicazioni. Nella pratica la modulazione FSK può essere generata⁽¹⁾ da un singolo oscillatore controllato in tensione (VCO, *Voltage Controlled Oscillator*), polarizzato in modo tale da oscillare a riposo a una frequenza corrispondente alla portante (f_p). La presenza di un segnale digitale in ingresso, con codifica NRZ bipolare ($0 \Rightarrow -V_o$, $1 \Rightarrow +V_o$), causa una deviazione di frequenza, Δf , dipendente dal valore di V_o e tale da generare le due frequenze da trasmettere, per esempio secondo la seguente associazione:

$$0 \Rightarrow f_0 = f_p - \Delta f \quad ; \quad 1 \Rightarrow f_1 = f_p + \Delta f \quad (8.9)$$

f_p : frequenza della portante;

Δf : deviazione di frequenza.

Nella modulazione FSK, in corrispondenza di uno 0 o di un 1 logici in ingresso si emettono i seguenti segnali:

$$\begin{aligned} 0 \text{ logico in ingresso} &\Rightarrow s_0(t) = A_p \sin[2\pi(f_p - \Delta f)t] = A_p \sin[2\pi f_0 t] \\ 1 \text{ logico in ingresso} &\Rightarrow s_1(t) = A_p \sin[2\pi(f_p + \Delta f)t] = A_p \sin[2\pi f_1 t] \end{aligned} \quad (8.10)$$

Il modulato FSK può quindi venire espresso nel seguente modo:

$$s_{FSK}(t) = A_p \sin[2\pi(f_p + V_{bit}\Delta f - \bar{V}_{bit}\Delta f)t] \quad (8.11)$$

V_{bit} : valore logico (0 o 1) che può assumere il bit che si presenta in ingresso.

\bar{V}_{bit} : V_{bit} negato.

Per quanto riguarda l'occupazione di banda da parte del segnale modulato, poiché l'FSK è una modulazione di frequenza essa può venire calcolata qualitativamente tramite la regola di Carson (vedi Unità 4):

$$B \cong 2(\Delta f + f_{max}) = 2(\Delta f + R_s) \quad (8.12)$$

R_s [bit/s]: bit rate della sorgente.

Come frequenza massima del modulante si assume normalmente la frequenza pari all'inverso del tempo di bit, alla quale si ha il primo annullamento nello spettro del segnale digitale (si ricordi lo spettro di un impulso rettangolare):

$$f_{max} = \frac{1}{t_{bit}} = R_s$$

⁽¹⁾ L'FSK, come diverse altre modulazioni, può essere generata da circuiti digitali seguiti da un convertitore digitale analogico (D/A).

(¹) Si ricorda (vedi Unità 1) che un segnale digitale ha uno spettro con andamento del tipo $\sin(x)/x$, che presenta un lobo principale il quale si annulla appunto a $f_{max} = 1/t_{bit}$ e dei lobi secondari che si annullano a frequenze multiple di $1/t_{bit}$.

La f_{max} così determinata non fornisce comunque l'esatta occupazione di banda. Nel segnale modulante (¹) sono infatti presenti componenti spettrali anche al di sopra di f_{max} , usualmente indicate con il termine *lobi secondari*. Durante il processo di modulazione i lobi secondari vengono traslati in alta frequenza e determinano la reale occupazione di banda del modulato.

Con l'FSK non risulta conveniente operare con una modulazione a più di due stati (più di 2 frequenze) in quanto, se la banda utilizzata non è larghissima, risulta poi difficile in ricezione distinguere tra le diverse frequenze (tra loro vicine) e di conseguenza si rischia una probabilità di errore elevata.

Come per la modulazione di frequenza analogica (FM) i principali circuiti per la demodulazione sono il discriminatore di frequenza e il circuito PLL (*Phase Locked Loop*).

In figura 8.14 è illustrato lo schema di principio di un modulatore e di un demodulatore FSK.

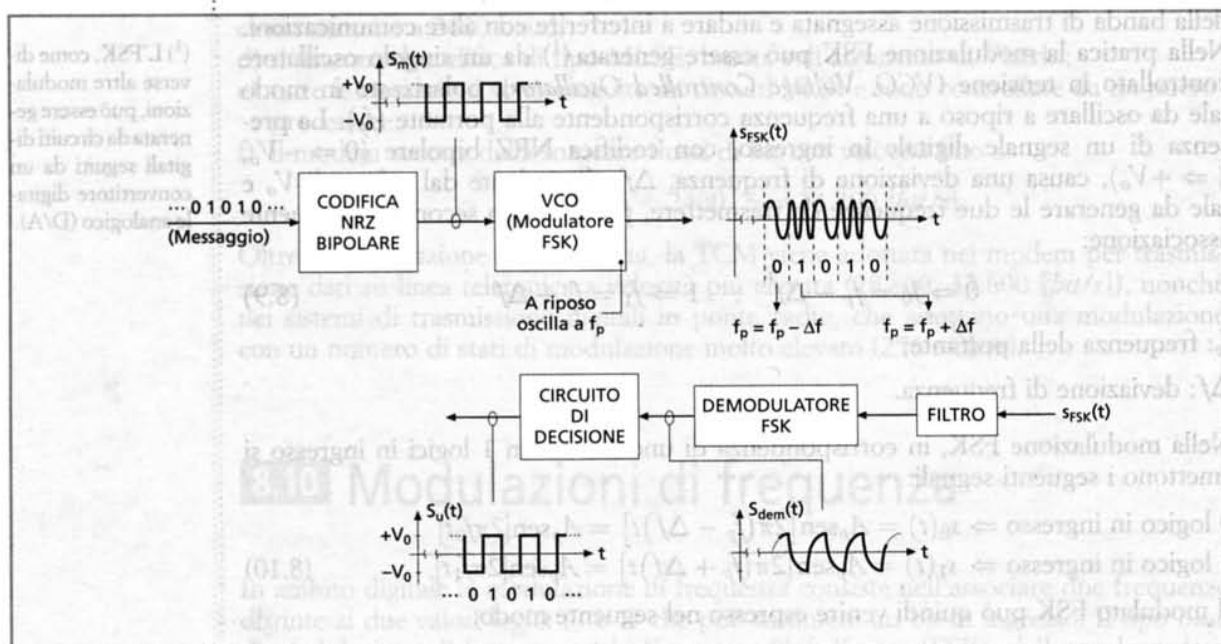


Figura 8.14
Schemi
di principio
di un modulatore
e di un
demodulatore
FSK

8.10.2 CPFSK (*Continuous Phase FSK*)

I salti di fase che presenta un segnale modulato FSK producono un aumento dell'occupazione di banda. Questo inconveniente può essere eliminato facendo in modo che nel segnale medesimo vi sia la continuità di fase nei punti in cui avviene un cambiamento di frequenza, in corrispondenza della transizione da uno stato all'altro nel valore logico dei bit in ingresso. Una modulazione FSK avente questa caratteristica viene denominata CPFSK (*Continuous Phase FSK*) o modulazione FSK a fase continua.

Ne è un esempio, la modulazione MSK (*Minimum Shift Keying*), la quale è una modulazione CPFSK che presenta la seguente particolarità.

Si impiega la minima differenza (²) ($2\Delta f$) tra le due frequenze definite per il segnale modulato che consente di far assumere a ogni frequenza (simbolo) emessa solamente due valori di fase, pari a 0 o π per una portante seno e $\pm\pi/2$ per una portante coseno; così facendo si ottiene la continuità di fase.

(²) Da ciò deriva il termine *Minimum Shift Keying*.

In altri termini la modulazione MSK è una modulazione FSK in cui con il minimo valore di Δf si ha la continuità di fase nel segnale modulato, in corrispondenza della transizione $0 \Leftrightarrow 1$, e ciò grazie al fatto che al termine di un tempo di bit il modulato può assumere solamente i due valori di fase sopra indicati. Per determinare il valore di Δf richiesto dall'MSK si può fare riferimento alla figura 8.15, dalla quale si deduce che la minima differenza tra le frequenze associate allo 0 e all'1 logici si ha (a meno di una costante) in corrispondenza dei seguenti valori:

$$f_0 = \frac{1.5}{t_{bit}}; \quad f_1 = \frac{2}{t_{bit}} \quad (8.13)$$

per cui la deviazione di frequenza (Δf) da imporre, rispetto alla portante, risulta pari a:

$$2\Delta f = f_1 - f_0 = \frac{0.5}{t_{bit}} \Rightarrow \Delta f = \frac{1}{4t_{bit}} \quad (8.14)$$

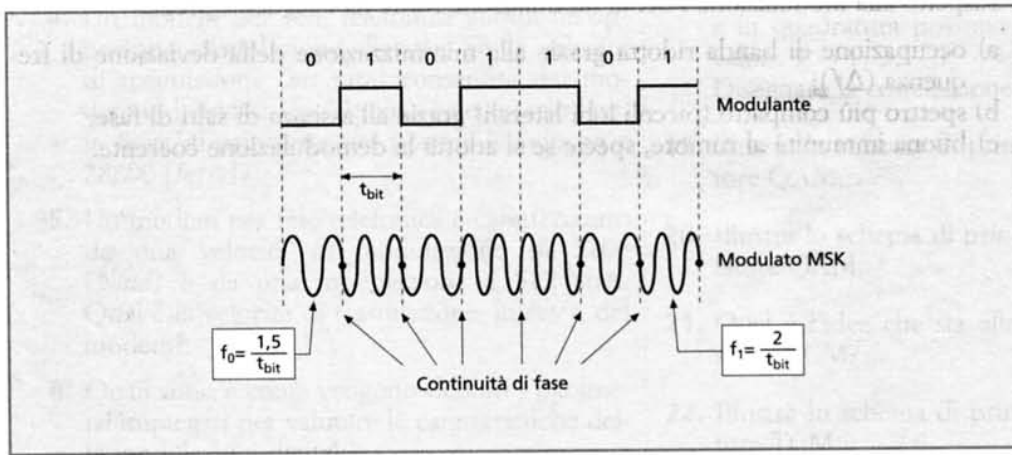


Figura 8.15
Modulazione MSK

Sostituendo la (8.14) nella (8.10) si determina l'espressione matematica di un segnale modulato MSK:

$$s_{MSK}(t) = A_p \sin \left[2\pi \left(f_p - \frac{1}{4t_{bit}} \right) t + \theta_o \right] = A_p \sin [2\pi f_0 t + \theta_o] \quad (8.15)$$

(0 logico in ingresso)

$$s_{MSK}(t) = A_p \sin \left[2\pi \left(f_p + \frac{1}{4t_{bit}} \right) t + \theta_o \right] = A_p \sin [2\pi f_1 t + \theta_o] \quad (8.16)$$

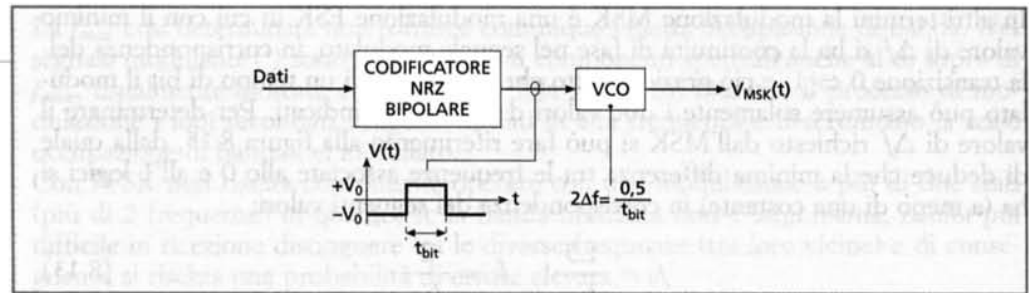
(1 logico in ingresso)

θ_o : fase che il modulato assume all'inizio di un tempo di bit, pari a 0 o π per una portante seno.

Il metodo più semplice per realizzare un modulatore MSK (fig. 8.16), consiste nell'utilizzare un VCO a cui il segnale NRZ di ingresso impone la deviazione di frequenza indicata dalla (8.14).

Poiché nella modulazione MSK si impongono i valori di fase che deve assumere il modulato, essa può anche venire considerata come una variante della modulazione PSK (*Phase Shift Keying*).

Figura 8.16
Schema di
principio di un
modulatore MSK



Per questo motivo se l'MSK viene considerata una variante dell'FSK essa ammette la demodulazione non coerente (con discriminatore), più semplice ma anche più sensibile al rumore, mentre se viene considerata come una variante della PSK essa ammette la demodulazione coerente (con recupero della portante), più complessa ma meno sensibile al rumore.

Rispetto alla modulazione FSK la modulazione MSK ha i seguenti pregi:

- occupazione di banda ridotta grazie alla minimizzazione della deviazione di frequenza (Δf);
- spettro più compatto (piccoli lobi laterali) grazie all'assenza di salti di fase;
- buona immunità al rumore, specie se si adotta la demodulazione coerente.