

## I modem e la trasmissione dati

### 1. Generalità

L'esigenza di estendere le capacità informatiche, sia sotto l'aspetto della gestione delle risorse sia sotto l'aspetto della distribuzione su larga scala, ha portato alla realizzazione di sistemi di trasmissione dati tra diversi ambienti e con diverse modalità. L'informazione contenuta in sorgenti di differente natura deve essere scambiata secondo le modalità indicate nelle precedenti unità di lavoro e utilizzando al massimo, per ragioni di economia, le eventuali possibilità offerte dai canali di trasmissione già esistenti. Solo nel caso di particolari esigenze di segretezza, rapidità ed estensione dell'informazione si ricorre a canali appositamente costruiti, che devono comunque trovare la loro giustificazione economica in un ambito più generale.

#### La rete commutata

I canali più facilmente utilizzabili sono quelli già esistenti per le normali conversazioni telefoniche e che vengono indicati con il nome di **rete commutata**. La denominazione deriva dal fatto che tali canali *possono essere connessi mediante commutazioni a più utenti* che dispongano delle apparecchiature telefoniche. Alla rete commutata può accedere un elevato numero di utenti e quindi è pienamente giustificato lo sforzo sostenuto per rendere tale rete idonea alla trasmissione dati a distanza. La rete commutata sfrutta le possibilità offerte da tutti i mezzi trasmissivi analizzati nel modulo D (doppini, cavi, spazio, fibre ottiche) mantenendo però immutata la caratteristica fondamentale del canale in essa disponibile: *la banda di frequenze transittanti* (banda passante) deve essere compresa tra 300 Hz e 3400 Hz.

#### Altre reti

La realizzazione di canali appositi per la trasmissione dati porta invece alla costituzione di quella che viene detta una **rete dedicata** in grado anch'essa di sfruttare uno o più mezzi trasmissivi. Se la rete dedicata viene adottata in ambienti privati e per estensioni fino a pochi chilometri prende in nome di **rete locale** (LAN: *Local Area Network*). Quando l'estensione diventa più ampia (sopra le decine di chilometri) si parla di **reti geografiche** oppure di **Wide Area Network** (WAN). Le reti WAN *esistono in gestione sia pubblica sia privata*.

Nel caso in cui la rete dedicata risulti sovrapposta alla normale rete commutata, sfruttando in modo diverso le possibilità offerte dal normale canale telefonico, prende il nome di **RFD** (*Rete Fonia-Dati*) oppure di **ISDN** (*Integrated Service Digital Network*).

Per la ISDN tutta l'informazione viene trattata in modo digitale, quindi anche l'informazione che è naturalmente analogica deve essere convertita in forma digitale. Un esempio classico di quest'ultima tecnica è costituito dalla **telefonia digitale** di cui si parlerà nell'unità G3. La rete ISDN è attualmente in fase di sviluppo e *costituisce il futuro delle telecomunicazioni sia analogiche sia digitali*. Esistono precise direttive del CCITT che si distinguono, in base ai servizi previsti, in due categorie:

servizi portanti (*Bearer Services*) e teleservizi (*Teleservices*). Per le direttive CCITT relative alla ISDN si rimanda a testi specialistici.

*Lo scambio dell'informazione nei canali di trasmissione avviene in forma essenzialmente seriale asincrona* perché, solitamente, a ogni dispositivo viene assegnato per economia un solo canale in cui sono fatti transitare i dati. Per una trasmissione sincrona sarebbe necessario provvedere contemporaneamente anche alla trasmissione del segnale di sincronizzazione (di clock) oltre che di altri segnali di controllo. Questo richiederebbe almeno un secondo canale che aggraverebbe la gestione del sistema di trasmissione. L'informazione può essere immessa nel canale con una certa velocità che è legata alla capacità del canale  $C$  e alla entropia della sorgente  $H$ . Ogni canale sarà caratterizzato da una definita capacità  $C$  a causa della sua natura fisica (banda passante, rumore, distorsione ecc.) e dalla codifica di linea (modulazione) operata. Anche l'entropia della sorgente  $H$  sarà un parametro tipico della sorgente dell'informazione nel canale e di conseguenza viene individuata la frequenza del clock che governa le operazioni di codifica di canale e le operazioni di una eventuale codifica di linea. Tale frequenza sarà scelta in modo da utilizzare una velocità di trasmissione nel canale inferiore a quella massima in modo da avere un certo margine di sicurezza. *Nel seguito si farà pertanto riferimento alla frequenza del clock più che alla capacità del canale*, visto che sarà la frequenza del clock a stabilire la velocità veramente utilizzata per il trasferimento dell'informazione. *Se la codifica dell'informazione è binaria, a ogni ciclo di clock si ha il trasferimento di una cifra binaria* la cui quantità di informazione è il bit. La frequenza di clock, misurata in Hz, diviene allora la **frequenza di cifra** (binaria), misurata in bit/s, e può essere confrontata con la capacità del canale. Maggiore è lo scarto tra la frequenza di cifra e la capacità del canale, minore sarà l'efficienza informatica del canale. *La frequenza di cifra può infatti anche essere vista come la velocità reale di trasmissione dei diversi simboli binari nel canale*. Se la codifica diventa multisimbolo, la frequenza di clock non può essere confrontata direttamente con la capacità del canale, perché l'entropia della sorgente è inferiore a uno. La frequenza di clock, comunque, individua la frequenza con cui sono inviati i simboli nel canale (la **frequenza di simbolo** si misura in baud) e, nota l'entropia della sorgente, la velocità reale di trasferimento dell'informazione. Tale velocità reale può essere confrontata con la velocità teorica massima stabilità.

## 2. Modem in banda base

*Nell'ambito delle reti dedicate è possibile disporre di canali con larghezza di banda elevata e che possono quindi essere adatti alla trasmissione dell'informazione senza la codifica di linea (modulazione)*. Esempi notevoli di tale procedimento sono dati dalle reti LAN in cui risultano inseriti dispositivi chiamati **modem in banda base**, ma che andrebbero più propriamente denominati **convertitori in banda base** (o **codificatori in banda base**). In effetti in tali dispositivi avviene solo una diversa codifica dell'informazione rispetto alla sua forma originaria. Si è già posto in evidenza come l'informazione in banda base (tipicamente una sequenza qualsiasi di bit 1 e 0) non sia adatta alla trasmissione diretta in un canale sia per ragioni di velocità, in relazione alla capacità del segnale, sia per ragioni di ricostruzione della frequenza di bit. Si opera allora una codifica dell'informazione che subisce quindi una conversione della forma in modo tale da rendere lo spettro delle ampiezze compatibile con le esigenze del canale. *I modem in banda base sono quindi dispositivi più semplici dei normali modem utilizzati sulle reti commutate*, visto che in questi ultimi deve essere operata una modulazione. La semplicità del dispositivo non giustifica di per sé le ragioni del suo uso perché a tale semplicità corrisponde poi un aumento dei costi per la realizzazione di una rete dedicata, oppure per l'uso di una rete pubblica dedicata.

**Le caratteristiche**

Nei modem in banda base viene operata solitamente la codifica bifase differenziale oppure la codifica AMI 50% con frequenze di clock tra 300 e 72000 Hz. Più esattamente, le raccomandazioni CCITT per i modem in banda base sono le V.24/V.28 per i modem con frequenza di clock di 300, 600, 1200, 2400, 4800, 9600, 19200 Hz, mentre sono le V.24/V.35 per i modem con frequenza di clock di 48, 56, 64, 72 kHz. Sono utilizzati i codici di canale da cui sia facilmente estraibile la frequenza di clock e che eliminino l'eventuale componente continua presente nello spettro dell'informazione originaria. In questo si riconosce appunto l'operazione di conversione o codifica che costituisce la caratteristica dei modem in banda base. L'estrazione della frequenza di clock è necessaria a causa della trasmissione asincrona dell'informazione poiché non viene trasmesso direttamente il segnale di clock ma tale segnale è presente in forma implicita nel segnale codificato.

**Le distorsioni**

I canali utilizzati dai modem in banda base sono soggetti a distorsione lineare e in particolar modo alla distorsione di ampiezza (vedi unità G1). Per esempio, nel caso di impiego in ambito urbano su doppino telefonico dedicato, la caratteristica di attenuazione ha l'andamento tipico di figura 9 dell'unità G1. Pertanto nei modem in banda base è necessario l'uso di equalizzatori se si desidera raggiungere distanze notevoli con frequenze di clock elevate. La tabella 1 consente di valutare l'effetto della distorsione di ampiezza sulla massima distanza raggiungibile con un modem in banda base nel caso di doppino con diametro 6/10 mm.

**Tabella 1**

Effetto della distorsione di ampiezza con modem in banda base e doppino di 6/10 mm, senza e con equalizzatore.

Tipo di canale	Distanza raggiungibile tra DTE in km	
	Equalizzatore assente	Equalizzatore presente
600	29	30
1200	25	27
2400	18	24
4800	12	20
7200	9	16
9600	8	14
19200	4	10

Si osservi come l'equalizzazione abbia effetto soprattutto alle frequenze di clock più elevate, dove la distanza raggiungibile con l'equalizzatore è più che doppia rispetto a quella raggiungibile in sua assenza.

Come noto, l'impedenza caratteristica di una linea di trasmissione è:

$$\bar{Z}_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad \mathbf{1}$$

Alle basse frequenze, dove è possibile approssimare  $\omega = 0$ , si ha:

$$\bar{Z}_{0L} = \sqrt{\frac{R}{G}} \quad \mathbf{2}$$

Alle alte frequenze si può invece trascurare  $R$  e  $G$  nei confronti, rispettivamente, di  $\omega L$  e  $\omega C$  e quindi:

$$\bar{Z}_{0H} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \mathbf{3}$$

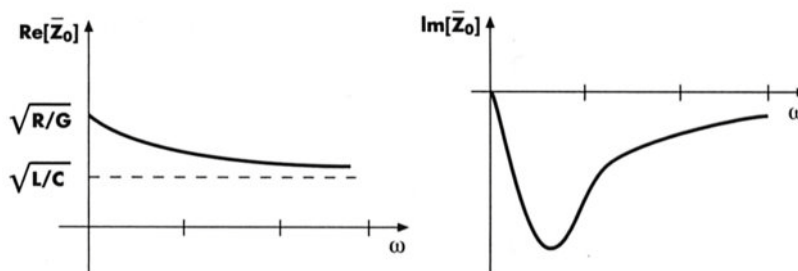
Quindi il valore asintotico per  $\omega \rightarrow \infty$  dell'impedenza caratteristica è pari a quello che avrebbe la linea senza perdite.

Per frequenze intermedie si può trascurare  $G$  rispetto a  $\omega C$  (la conduttanza trasversale di una linea è in genere assai modesta) e quindi si ha:

$$\bar{Z}_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{j\omega C}} = \sqrt{\frac{\omega L - jR}{\omega C}} = \sqrt{\frac{\omega L}{\omega C} \left(1 - j\frac{R}{\omega L}\right)} = \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \sqrt{1 - j\frac{R}{\omega L}} \quad 4$$

Mentre alle basse e alle alte frequenze l'impedenza è un numero reale, alle frequenze intermedie è un numero complesso e quindi in conclusione l'impedenza caratteristica ha una parte reale e una immaginaria che variano come in figura 1.

**Figura 1**  
Andamento  
dell'impedenza  
caratteristica di una  
linea di trasmissione  
in funzione di  $\omega$ .



#### L'adattamento di impedenza

Se si desidera una trasmissione tale che non vi siano riflessioni sul modem posto all'estremità ricevente, è necessario un adattamento dell'impedenza equivalente d'entrata al variare della frequenza di clock. Se si desidera trasferire alla linea la massima potenza, anche l'impedenza equivalente del modem in trasmissione deve essere adattata all'impedenza presentata dalla linea alla frequenza di clock utilizzata. Si osservi che la parte reale dell'impedenza caratteristica raggiunge abbastanza in fretta il valore asintotico  $\sqrt{L/C}$ , mentre la parte immaginaria tende abbastanza lentamente verso lo zero. Questo significa che, a seconda del tipo di linee, deve essere attuato un adattamento non solo nel confronto della parte reale ma sarà anche necessario compensare la parte immaginaria. Visto poi che la reattanza è capacitiva, la compensazione sarà attuata mediante induttori.

Per alcuni modem la compensazione viene effettuata non in modo graduale, ma a due gradini, supponendo che la velocità di trasmissione sia tanto alta da non prendere in considerazione la parte immaginaria dell'impedenza caratteristica della linea. In tal caso sono selezionabili due valori dell'impedenza d'entrata o d'uscita del modem (selezionabili solitamente mediante due dip-switch oppure due ponticelli) che sono tipiche dei doppi telefoni:

- 600  $\Omega$  per frequenze di clock fino a 2400 Hz;
- 150  $\Omega$  per frequenze di clock superiori a 2400 Hz.

Vista poi la necessità di un eventuale collegamento multipunto, esiste la possibilità di alta impedenza a 1 k $\Omega$  nel caso in cui il modem non sia coinvolto in trasmissione oppure in ricezione.

Con l'adattamento a due gradini non si può ottenere il  $ROS = 1$  (perfetto adattamento) ma si cerca di limitare in parte la riflessione tra la linea e il modem in ricezione. Anche la potenza trasferita dal modem trasmettitore non potrà essere quella massima, ma sempre comunque a valori accettabili.

#### Collegamento del modem al DTE

I modem in banda base si interfacciano tra i DTE (personal computer o quanto altro) via RS-232-C secondo lo schema di collegamento di figura 2, nel quale sono indicati i circuiti della serie 100 (raccomandazione CCITT V.24/V.28) e le sigle EIA.

- **Trasformatori:** permettono la separazione galvanica tra modem e linea.
- **Circuiti di temporizzazione:** nel funzionamento sincrono DTE e DCE devono operare con lo stesso clock; quest'ultimo, prodotto internamente al modem, è poi disponibile sul circuito C114. In ricezione la ricostruzione del clock avviene con un apposito circuito rigeneratore; il circuito rivelatore permette, tramite il circuito C109, di indicare la presenza del clock ricostruito.
- **Dispositivi per la programmazione:** le diverse modalità di funzionamento (standard, velocità ecc.) possono essere definite tramite appositi ponticelli e switch (procedimento hardware) oppure tramite segnali gestiti via software.

scheda integrativa 1

## 5. Modulazione ASK

Laboratorio G2.4

Quando la portante fonica viene modulata in ampiezza, si parla di **modulazione ASK** (Amplitude Shift Keying). Può essere ottenuta utilizzando una modulante digitale **bipolare** oppure **unipolare** (in questo caso si parla di **modulazione OOK**: On-Off Keying).

► **ASK bipolare.** Il caso con modulante bipolare può essere analizzato facendo riferimento alla figura 8a.

Detta  $p(t) = \sin \omega_p t$  la portante fonica, il segnale modulato può essere scritto:

$$s(t) = m(t) \cdot p(t) = m(t) \cdot \sin \omega_p t$$

5

In presenza del bit 0 l'ampiezza della modulante è negativa e quindi si ha inversione di segno della portante o, in altre parole, una variazione di fase di  $180^\circ$ .

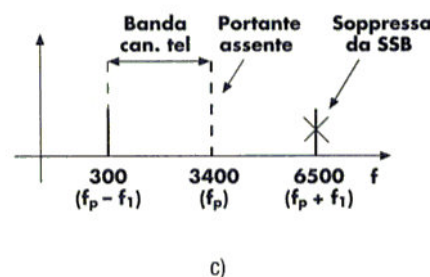
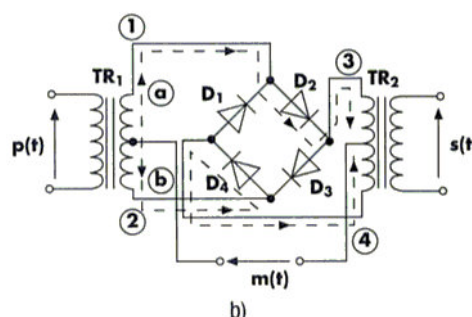
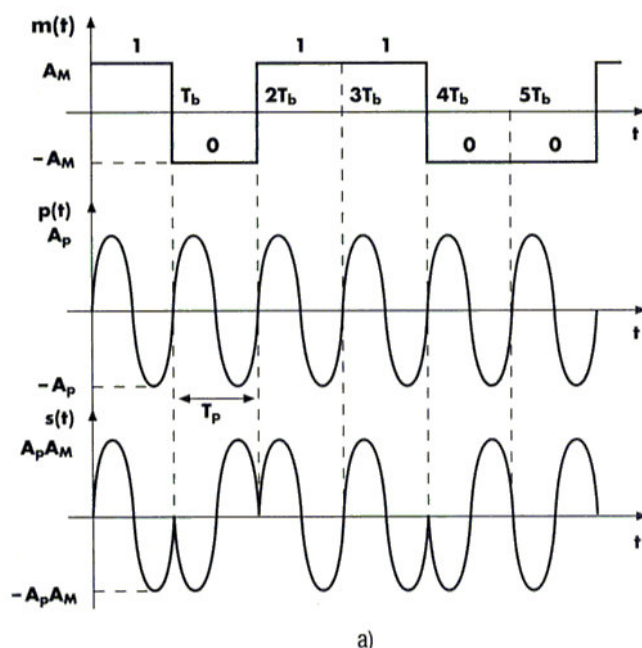
È del tipo  
DSB-SC

Figura 8

La modulazione ASK (a),  
un esempio di modulatore  
per ASK (b) e lo spettro  
armonico in SSB (c).

La modulazione ASK bipolare è un tipo di modulazione DSB-SC perché si ottiene come prodotto della portante e della modulante. Nello spettro delle ampiezze non si ottiene l'armonica relativa alla portante ma solo le armoniche della modulante contenute nelle due bande laterali.

In figura 8 è riportato un esempio di segnale ASK con un possibile modulatore (per lo spettro vedere il successivo esempio 1).



I diodi sono necessari perché sono dispositivi non lineari che *realizzano l'operazione di prodotto*. I trasformatori hanno un avvolgimento con la presa centrale per consentire l'applicazione della modulante. Quando la modulante è positiva (bit 1) sono polarizzati direttamente i diodi  $D_2$  e  $D_4$  attraverso le maglie  $a$  e  $b$ , mentre i diodi  $D_1$  e  $D_3$  sono polarizzati inversamente. Il lato 1 del trasformatore  $TR_1$  si collega allora al lato 3 del trasformatore  $TR_2$ , mentre il lato 2 di  $TR_1$  si collega al lato 4 di  $TR_2$ . L'uscita  $s(t)$  (segnale modulato) è allora in fase con la portante. Quando invece la modulante è negativa (bit 0) si polarizzano direttamente  $D_1$  e  $D_3$  che collegano rispettivamente il lato 1 di  $TR_1$  con il 4 di  $TR_2$  e il 2 di  $TR_1$  con il 3 di  $TR_2$ . Si ha allora una *inversione di fase della portante* presente sul primario di  $TR_2$  e quindi anche nel segnale modulato presente sul secondario.

#### La demodulazione

Si osservi ora come debba esistere una stretta correlazione tra la fase del segnale modulante e la fase della portante, visto che si richiede che il cambiamento di fase avvenga in corrispondenza di fase zero della portante. Questo comporta la *sincronizzazione tra l'informazione digitale proveniente da un DTE con la portante generata all'interno del DCE*. La demodulazione del segnale ASK deve essere eseguita con un **demodulatore a prodotto** che effettua il prodotto tra il segnale modulato e la portante ricostruita. Si può utilizzare ancora il circuito di figura 8b purché al posto della portante si usi il segnale modulato. La portante deve essere ricostruita all'interno del ricevitore tramite dispositivi specifici (PLL: *Phase Locked Loop*).

#### Esempio ①

Valutare il limite massimo teorico della frequenza di cifra.

Dalla figura 8a si ricava che il periodo della portante  $T_P$  deve essere almeno pari al tempo di bit  $T_b$  o, in altre parole:

$$f_1 = \frac{f_p}{2} \quad \text{con} \quad f_1 = \frac{1}{2T_b} \quad \text{a}$$

dove  $f_1$  è la *frequenza massima possibile dell'armonica fondamentale della modulante* (corrisponde al caso di una successione alternata di 0 e 1). La frequenza di cifra massima, *frequenza alla quale si possono presentare i simboli binari affinché possano essere riconosciuti*, è invece pari alla frequenza della portante:

$$f_C = f_P = 2f_1 \quad \text{b}$$

Visto che la *modulazione ASK* è una DSC-SC, può essere ridotta a una SSB-SC per sfruttare al massimo il canale telefonico. La situazione è allora rappresentata nella figura 8c: infatti secondo il criterio di Nyquist per la capacità di un canale (unità E1) la *ricostruzione dell'informazione è possibile se si lascia transitare solo la fondamentale nello spettro del segnale digitale*. L'armonica fondamentale della modulante può essere posta all'estremità opposta rispetto alla portante (che può posizionarsi al massimo alla frequenza di 3400 Hz) e quindi a una distanza di 3100 Hz. Questo significa che in banda base la modulante deve avere un'armonica fondamentale la cui frequenza è 3100 Hz. Vista poi la (b), si avrà:

$$f_C = 2f_1 = 2 \cdot 3100 = 6200 \text{ Hz} \quad \text{c}$$

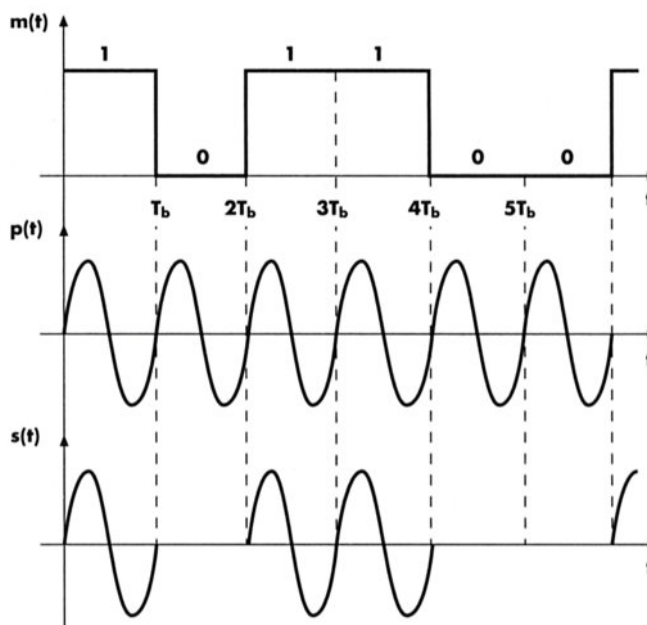
Se si considera un tempo sufficientemente lungo e si analizza lo spettro del segnale digitale in tale ipotesi, la frequenza di cifra diventa la capacità del canale telefonico e coincide con il criterio di Nyquist per un canale ideale ( $C = 2B$ ). Tutte le condizioni imposte sono però difficilmente realizzabili (SSB-SC, portante a 3400 Hz, occupazione massima del canale telefonico) e inoltre il canale telefonico è soggetto a rumore (diafonia, intermodulazione ecc.) e a distorsioni (lineari e non lineari). La frequenza di cifra di 6200 Hz sarà però difficilmente ottenibile e di conseguenza saranno adottate frequenze di clock inferiori alla frequenza di cifra massima. Le considerazioni esposte mostrano comunque come le caratteristiche fisiche del canale entrino in gioco per imporre sia la capacità del canale stesso sia la sua effettiva efficienza d'uso.

► **ASK unipolare.** La modulazione ASK unipolare (OOK) può essere analizzata sulla base della figura 9: con la modulazione OOK si otterrà o meno la portante a seconda che il bit sia 1 oppure 0.

Nello spettro del segnale modulato è anche presente un'armonica in corrispondenza della frequenza della portante: visto che  $m(t)$  ha valore medio non nullo, si ottiene un'armonica a frequenza della portante e di ampiezza pari alla componente continua di  $m(t)$ . La OOK può allora essere rivelata semplicemente con un demodulatore a inviluppo.

La modulazione ASK è poco usata nei modem e trova applicazione solo in alcune memorie di massa (per esempio stream-tape).

**Figura 9**  
La modulazione OOK.



## 6. Modulazione FSK

Se la portante fonica viene modulata in frequenza si parla di **modulazione FSK** (Frequency Shift Keying). In corrispondenza ai bit 1 e 0, associati alla codifica di canale, sono assegnate due frequenze, dette di **manipolazione**, che devono restare nella banda assegnata al canale telefonico. Di solito si assegna la frequenza più bassa  $f_L$  al bit 0 e la frequenza più alta  $f_H$  al bit 1. In pratica la *frequenza stabilita per la portante non sarà mai presente nel canale*. Anziché di portante, con la modulazione FSK è quindi più corretto parlare di **frequenza centrale** definita come:

$$f_0 = \frac{f_L + f_H}{2} \quad 6$$

Si definisce poi la **deviazione di frequenza** come:

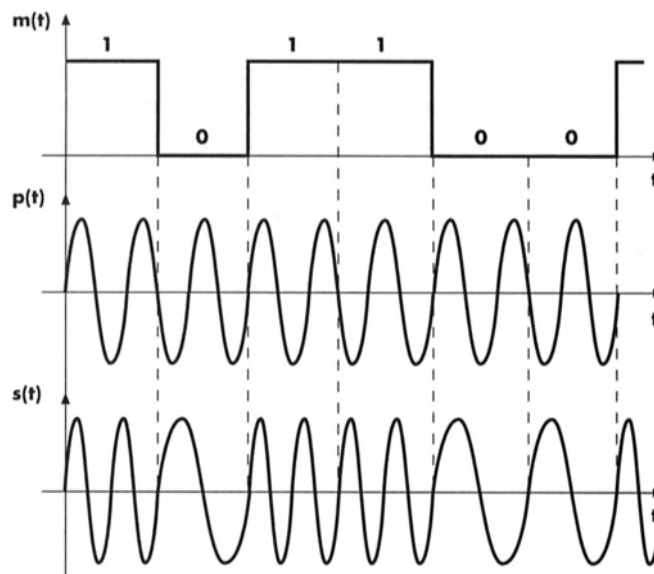
$$\Delta f = \frac{f_H - f_L}{2} \quad 7$$

In questo modo le due **frequenze di manipolazione** si possono così esprimere:

$$f_L = f_0 - \Delta f \quad f_H = f_0 + \Delta f \quad 8$$

La modulazione FSK può essere rappresentata come in figura 10.

**Figura 10**  
La modulazione FSK.



#### Analisi teorica

Nota la frequenza centrale, si può esprimere il segnale modulato FSK in base alla 7 dell'unità F2:

$$s(t) = A_p \cos\left(2\pi f_0 + K_f \int_0^t m(t) dt\right) \quad 9$$

Come già visto nell'unità F2, lo spettro del segnale modulato di frequenza occupa una banda che può essere individuata mediante la regola di Carson:

$$B_f = 2(\Delta f + f_{MAX}) \quad 10$$

dove  $f_{MAX}$  è la massima frequenza significativa della modulante.

L'ampiezza della banda è più ampia rispetto a quella della modulazione di ampiezza. Per poter utilizzare la modulazione FSK è necessario contenere la larghezza di banda  $B_f$  all'interno della banda telefonica. Sono allora necessarie alcune considerazioni legate sia al processo di modulazione sia alla frequenza di cifra che stabiliranno la capacità del canale.

#### Alcune considerazioni

► Innanzitutto occorre osservare che la frequenza dell'armonica massima della modulante  $f_{MAX}$  gioca un ruolo fondamentale nell'individuare la larghezza di banda  $B_f$ . Per limitare tale frequenza si adottano codifiche di canale che restringano il più possibile lo spettro del segnale digitale e si ammette di considerare come valide solo opportune armoniche del segnale modulante. Secondo Nyquist si potrebbe prendere in esame solo l'armonica fondamentale ma per ragioni tecniche (semplicità costruttiva dei modulatori, dei filtri, dei demodulatori ecc.) si deve tenere conto di una frequenza maggiore. In ogni caso non sarà possibile inviare nel canale telefonico tutte le armoniche della modulante a meno di limitare la frequenza di clock a valori estremamente bassi.

► È poi necessario evitare variazioni rapide nel processo di modulazione e quindi procedere a una modulazione senza discontinuità nella fase come indicato nella figura 10. Per questo fatto si parla più propriamente di **modulazione CPFSK** (Continuous Phase Frequency Shift Keying). La modulazione CPFSK richiede però una sincronizzazione tra la frequenza di cifra e le frequenze emesse dal modulatore.

► Infine è necessario che le frequenze di manipolazione siano il più possibile stabili in modo che esse occupino una posizione ben definita e non una banda di frequenze.

#### Modulazione CPFSK

**laboratorio G2.4**

**La modulazione** La modulazione CPFSK viene ottenuta con circuiti digitali che, partendo da una frequenza di clock pari a un multiplo della frequenza centrale, inseriscono o tolgono semiperiodi positivi. La ragione dell'uso di tali modulatori è legata alla necessità di mantenere la continuità della fase. Per la disposizione circuitale di tali modulatori si rimanda a testi specialistici.

### Esempio ②

Valutare la relazione che esprime l'indice di modulazione (unità F2, par. 2) nel caso di figura 10.

La relazione 12 dell'unità F2 in questo caso porta a :

$$\beta = \frac{\Delta f}{f_1} = \frac{f_H - f_L}{2f_1}$$

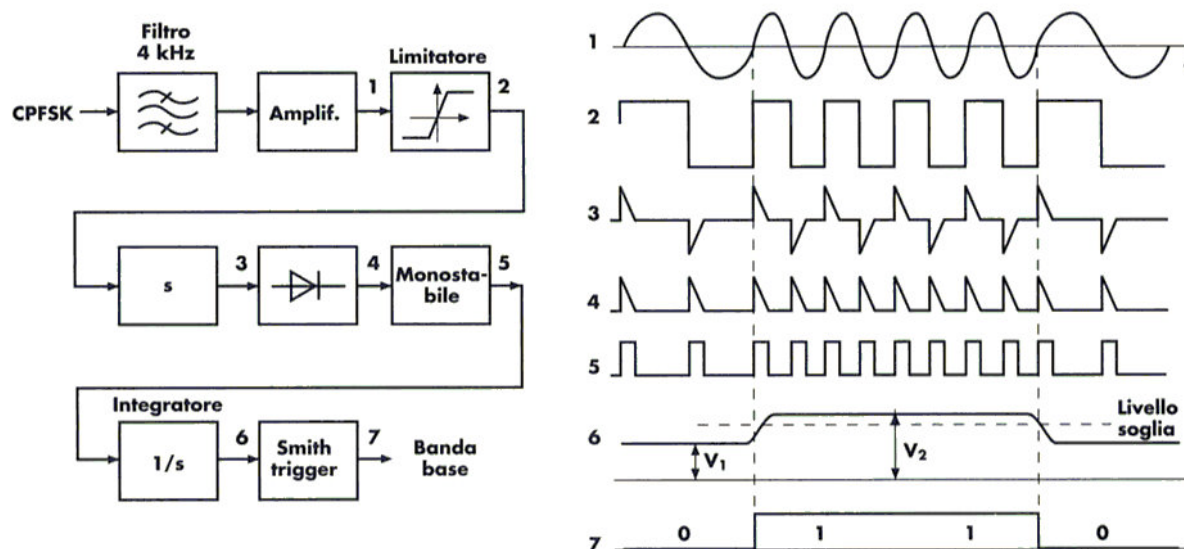
dove  $f_1$  è la frequenza della prima armonica del segnale informatico. Se come  $f_1$  si considera quella limite che si verifica nel caso di alternanza di 0 e 1 e si fa riferimento alla figura 10, si vede che risulta, tenendo presente che nel periodo del segnale digitale sono contenuti tre periodi della portante:

$$f_C = 2f_1 = \frac{2}{3}f_0$$

e quindi:

$$\beta = \frac{f_H - f_L}{2f_1} = \frac{f_H - f_L}{f_C} = \frac{3(f_H - f_L)}{2f_0}$$

**La demodulazione** La demodulazione CPFSK viene operata in modo semplice mediante tecniche digitali non coerenti, sulla base dello schema a blocchi di figura 11.



**Figura 11**

Schema a blocchi di un demodulatore CPFSK e relative forme d'onda.

Il segnale ricevuto dal canale viene filtrato per eliminare il rumore eventualmente presente e limitato quindi nello spettro a 4 kHz (banda lorda del canale telefonico). Segue poi una amplificazione (segnale 1), la limitazione in ampiezza (segnale 2) e quindi si procede alla derivazione (segnale 3). Il segnale ottenuto viene raddrizzato (segnale 4) e gli impulsi ottenuti sono utilizzati per comandare un multivibratore monostabile con un tempo di ripristino pari a  $T_m$ . Pertanto il multivibratore fornirà alla sua uscita un treno di impulsi rettangolari di durata costante  $T_m$  e con un periodo  $T$  che dipende dalla frequenza di manipolazione. Il filtro che segue serve per integrare,

con una costante di integrazione maggiore di  $T_H$  (periodo della frequenza di manipolazione superiore) ma minore di  $T_L$  (periodo della frequenza di manipolazione inferiore), gli impulsi rettangolari provenienti dal multivibratore. La tensione all'uscita dell'integratore varia allora tra  $V_1$  e  $V_2$  in accordo con la frequenza di manipolazione presente all'ingresso del demodulatore. Se la tensione all'uscita dal filtro viene inviata in un trigger di Smith con la soglia di tensione intermedia tra  $V_1$  e  $V_2$ , all'uscita di quest'ultimo si otterrà il segnale in banda base (l'informazione originaria).

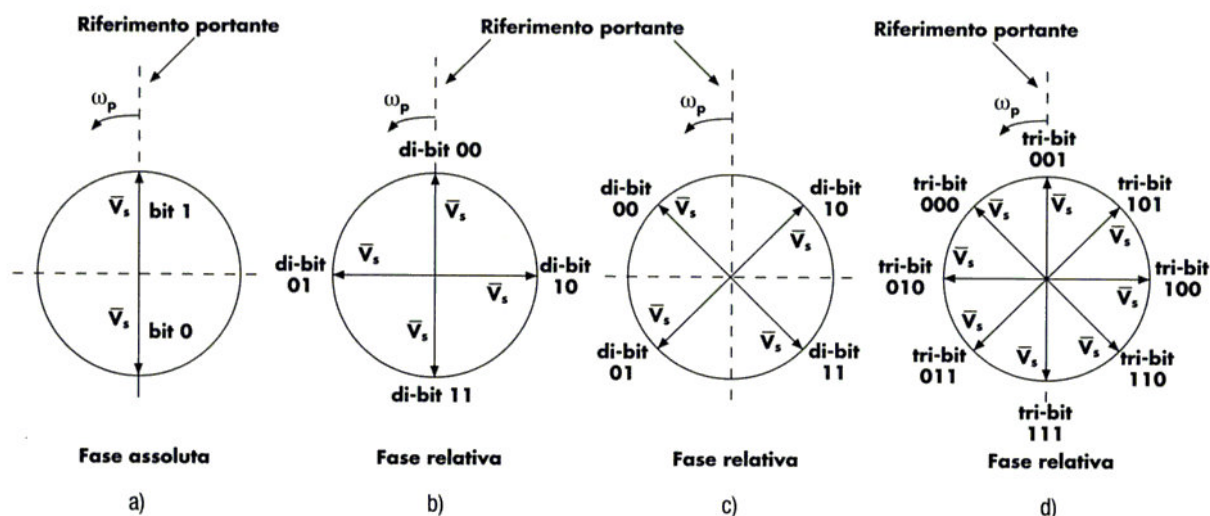
## 7. Modulazione PSK

Con la modulazione CPFSK, nell'ambito del canale telefonico, si raggiunge una frequenza di cifra massima di 1200 bit/s legata alla scelta tecnica di una frequenza di clock di 1200 Hz. Se si vuole aumentare la velocità di trasmissione dell'informazione nel canale è necessario aumentare il numero dei simboli nella codifica (di canale o di linea) in modo che, a parità di clock scelto per ragioni tecniche pratiche, possa essere trasferita più informazione nell'unità di tempo. Si può ottenere tale risultato mediante la modulazione di fase perché, almeno a livello teorico, sono offerte più possibilità. In effetti la modulazione di fase occupa uno spettro maggiore rispetto alla corrispondente modulazione di frequenza ma tale inconveniente viene superato perché la modulazione di fase consente l'uso della codifica multisimbolo (e non la codifica binaria).

La modulazione di fase può essere **2PSK** (oppure **BPSK**: Binary Phase Shift Keying) oppure **DPSK** (Differential Phase Shift Keying). La 2PSK viene adottata quando si effettua una codifica di linea binaria (si trasmettono solo cifre binarie) mentre la DPSK viene usata quando si sceglie la codifica multisimbolo (4 oppure 8 simboli). Pertanto la 2PSK utilizza solo due salti di fase a  $0^\circ$  e a  $180^\circ$  mentre la DPSK utilizza quattro (modulazione 4PSK) oppure otto salti di fase (modulazione 8PSK).

Definita la portante a una certa frequenza nella banda del canale telefonico, la modulazione agisce su di essa variando la fase in accordo all'informazione digitale da trasmettere. Preso allora un piano rotante alla frequenza della portante, se si indica con  $\vec{V}_1$  il vettore complesso del segnale modulato, per la modulazione 2PSK si hanno le possibili situazioni di figura 12a. Per la modulazione 4PSK esistono due alternative indicate nelle figure 12b e 12c. Per la modulazione 8PSK si ha la situazione di figura 12d.

**Figura 12**  
Distribuzione delle fasi nella 2PSK (a), i due casi della 4PSK (b) e (c) e il caso della 8PSK (d).



**Modulazione assoluta**

La modulazione 2PSK utilizza una **modulazione assoluta** nel senso che i valori binari sono codificati con due valori di fase diversi nei confronti della fase della portante. Questo fatto è estremamente delicato per la demodulazione e può essere

**Modulazione differenziale**

utilizzato solamente perché le differenze di fase sono marcate ( $180^\circ$  di differenza). Infatti la portante ricostruita nel ricevitore deve mantenere sempre lo stesso ritardo di fase rispetto al generatore presente nel trasmettitore. Il canale, per sua natura, introduce distorsioni di fase e quindi l'aggancio è affetto da errori che possono essere sopportati solamente grazie al fatto che le differenze di fase sono marcate. Per le ragioni appena esposte, la modulazione 4PSK, e ancor meno la 8PSK, realizzate con le modalità della 2PSK, non garantirebbero adeguata sicurezza e pertanto in questi casi si utilizza la **modulazione differenziale**. Si tiene cioè conto non della fase assoluta ma della *differenza di fase tra un istante di clock e l'istante immediatamente precedente*.

Le modulazioni 4PSK e 8PSK sono, per tale ragione, indicate appunto col nome di **DP-SK**. Il vantaggio della modulazione di fase differenziale si ha *nel ricevitore dove è necessario ricostruire esattamente solo la frequenza della portante ma non la sua fase*. La modulazione 2PSK comporta una fase di  $0^\circ$  con il bit 1 e una fase di  $180^\circ$  col bit 0: in altre parole si ha una *inversione di segno nel valore istantaneo della portante quando il bit è zero*. Il risultato è analogo a quello che si verifica con la modulazione ASK bipolare dove appunto, con un livello di tensione negativo della modulante (corrispondente al bit 0), si opera una inversione del valore istantaneo della portante. Le considerazioni esposte per la ASK sono allora applicabili anche alla modulazione 2PSK e ad essa quindi si rimanda.

Le modulazioni DPSK comportano l'adozione di un **alfabeto multisimbolo** che viene costituito raggruppando le cifre binarie successive da trasmettere in entità di due o tre. Se il raggruppamento è effettuato a gruppi di due si ottengono i **di-bit** mentre se il raggruppamento è effettuato a gruppi di tre si ottengono i **tri-bit**. Le diverse combinazioni di di-bit o tri-bit corrispondono a diversi valori di fase relativa della portante fonica.

La raccomandazione V.26 del CCITT stabilisce due diversi tipi di codifica di linea per la 4PSK, codifiche dette rispettivamente A oppure B, visibili in figura 12b e 12c e riassunte nella tabella 2. La raccomandazione V.27 del CCITT stabilisce la codifica da adottare per la modulazione 8PSK, codifica visibile nella figura 12d e riassunta nella tabella 3.

**Tabella 2**  
Possibili codifiche per la 4PSK secondo la raccomandazione V.26.

Di - bit	Variazioni di fase	
	Tipo A	Tipo B
00	$0^\circ$	$+45^\circ$
01	$+90^\circ$	$+135^\circ$
11	$+180^\circ$	$+225^\circ$
10	$+270^\circ$	$+315^\circ$

**Tabella 3**  
Codifica per la 8PSK secondo la raccomandazione V.27.

Tri-bit	Variazioni di fase
001	$0^\circ$
000	$+45^\circ$
010	$+90^\circ$
011	$+135^\circ$
111	$+180^\circ$
110	$+225^\circ$
100	$+270^\circ$
101	$+315^\circ$

Si tratta di codici Gray in modo che tra una variazione di fase e la successiva si abbia il cambiamento di un solo bit nelle combinazioni. Questo rende minimo l'errore di interpretazione della decodifica.

Con la codifica multisimbolo si è in presenza di due frequenze diverse: la **frequenza di cifra**  $f_c$  (binaria: in bit/s) e la **frequenza di simbolo**  $f_s$  (in baud).

Infatti nel canale viene inviata la portante con diverse fasi alle quali si associano multipli di cifre binarie.

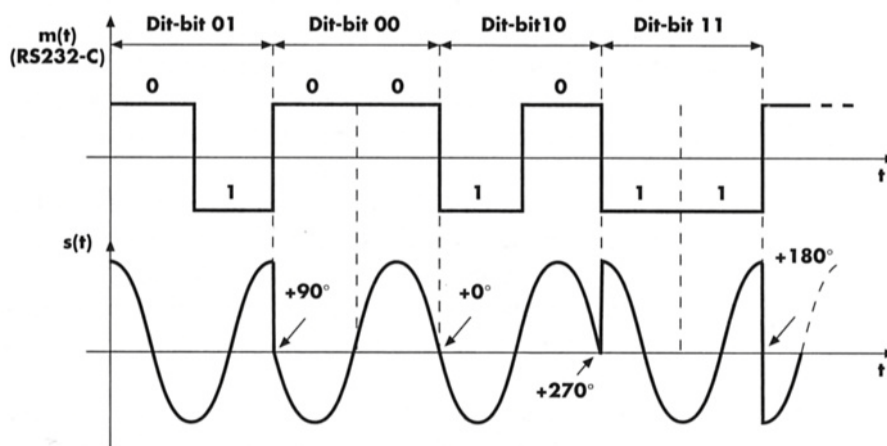
Stabilita allora una frequenza di simbolo e detto  $N$  il numero di simboli raggruppati si ottiene:

$$f_c = N f_s \quad 11$$

La frequenza di cifra viene anche detta **velocità di trasmissione** mentre la frequenza di simbolo viene detta **velocità di modulazione**. Visto che è necessario che intercorra almeno un periodo di portante fonica tra un salto di fase e il successivo, la velocità di modulazione è legata alle caratteristiche fisiche del canale telefonico e quindi risulta limitata ma *la codifica multisimbolo ha aumentato la velocità di trasmissione di un multiplo pari al numero di bit raggruppati*. Questo è stato ottenuto, però, a scapito di una maggiore sensibilità al rumore; per mantenere la stessa immunità è perciò necessario un incremento di pari entità nel rapporto segnale/rumore  $S/N$ , ossia un incremento di segnale a parità di rumore.

La modulazione 4PSK ha un andamento temporale, nel caso A, del tipo di quello in figura 13.

**Figura 13**  
Modulazione 4PSK di tipo A.

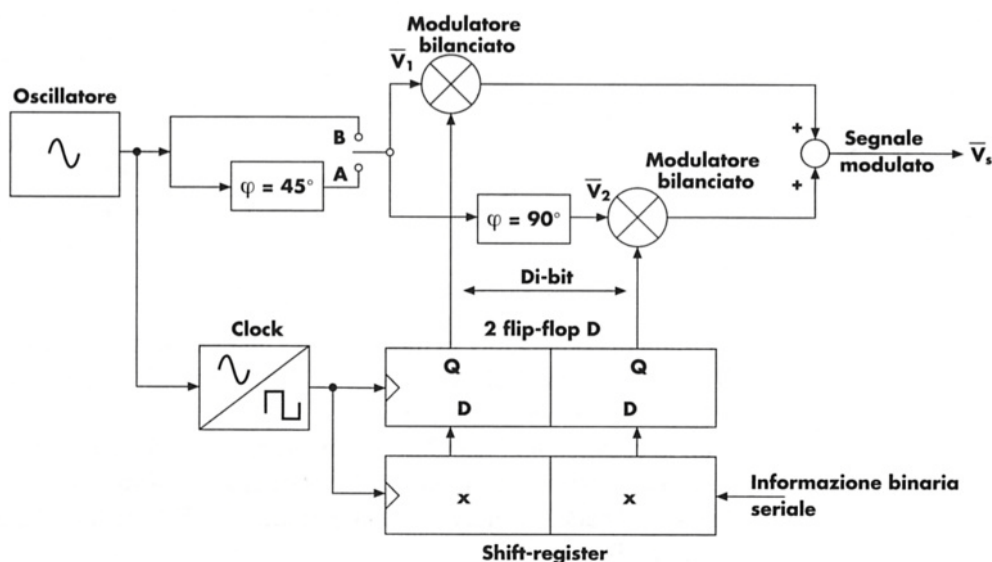


La fase subisce una variazione solo al termine del singolo di-bit e in accordo alla tabella 2.

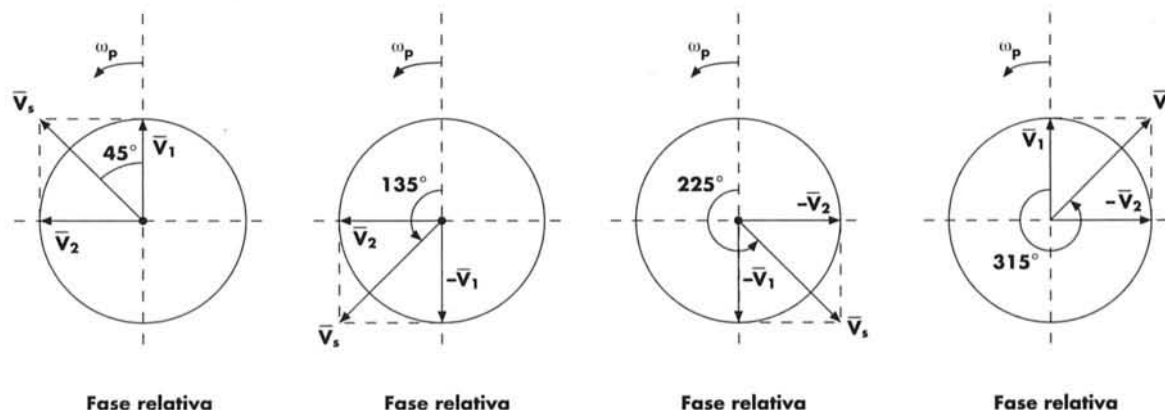
L'informazione binaria è contenuta nel valore del salto di fase della portante, salto di fase che permette di individuare il di-bit precedente che l'ha provocata. Un andamento analogo, ma con raggruppamento a tri-bit, si ottiene per la modulazione 8PSK ma con variazioni di soli  $45^\circ$  a ogni tri-bit concluso.

#### Modulatore 4PSK

**Figura 14**  
Struttura di un modulatore 4PSK.



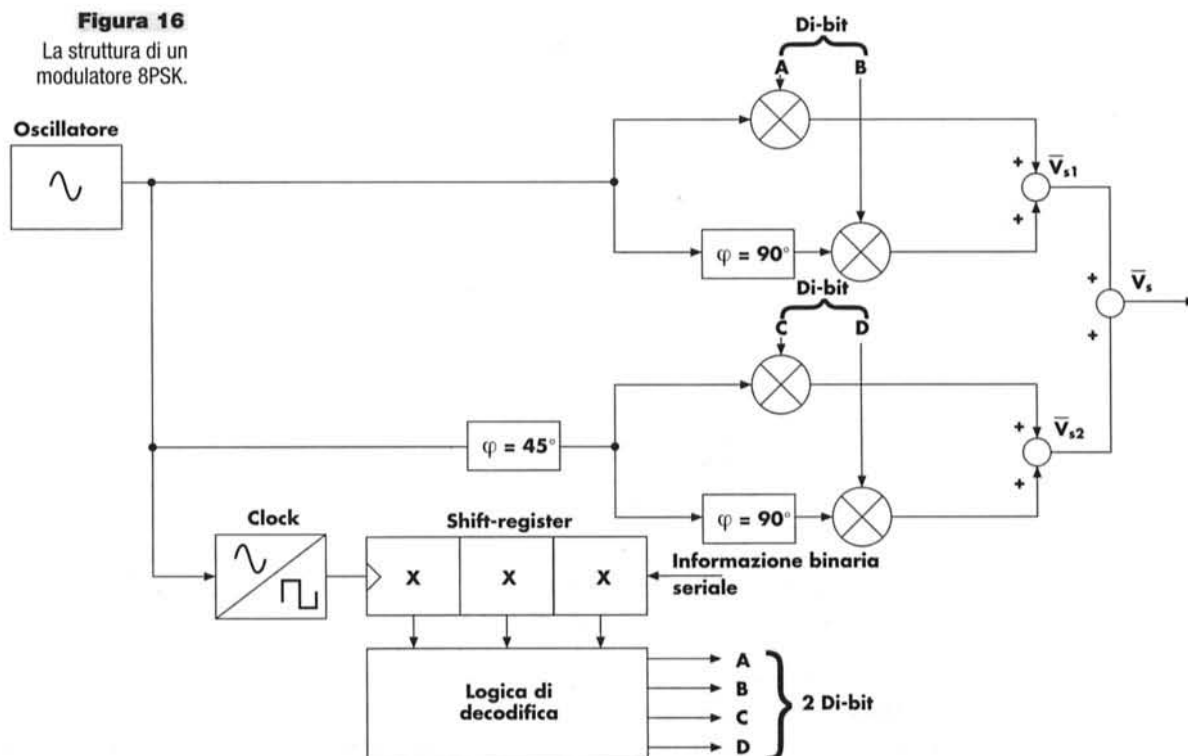
**Figura 15**  
Le quattro situazioni possibili in uscita al modulatore di figura 14 con il deviatore nella posizione B.



I risultati ottenuti sono in accordo alla raccomandazione V.26-B perché si procede con variazioni di  $90^\circ$  a partire da una fase di  $45^\circ$ . Per il caso previsto dalla raccomandazione V.26-A è necessario inserire un ulteriore sfasamento di  $45^\circ$  iniziali spostando il deviatore nella posizione A.

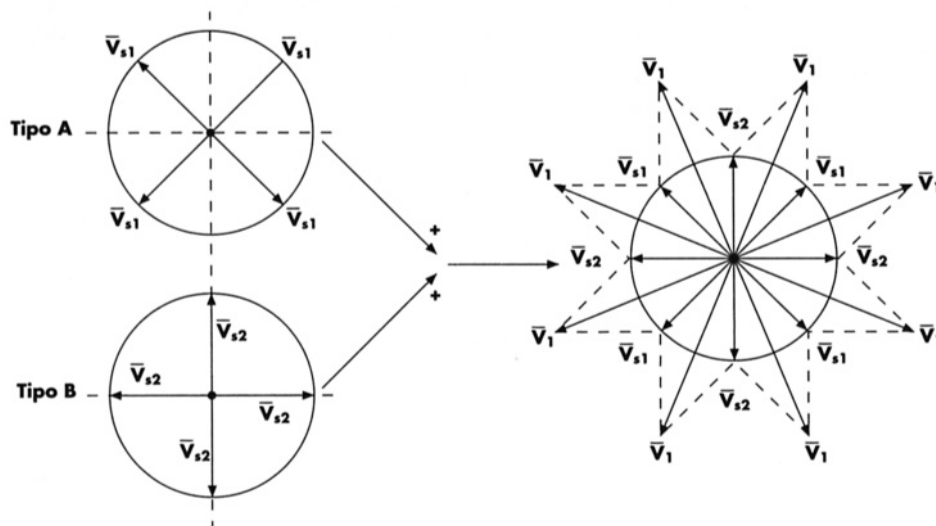
#### Modulatore 8PSK

Il **modulatore 8PSK** si effettua utilizzando due modulatori 4PSK, uno di tipo A e uno di tipo B, e sommando poi le rispettive uscite come in figura 16.



All'uscita dei due modulatori 4PSK si avranno le quattro possibilità indicate in figura 15 ma con una reciproca relazione di fase di  $45^\circ$ . La situazione potrà essere valutata con la rappresentazione simultanea delle quattro configurazioni possibili per  $\bar{V}_{s1}$  e  $\bar{V}_{s2}$  di figura 17.

**Figura 17**  
Rappresentazione dei  
segnali del modulatore  
8PSK di figura 16.

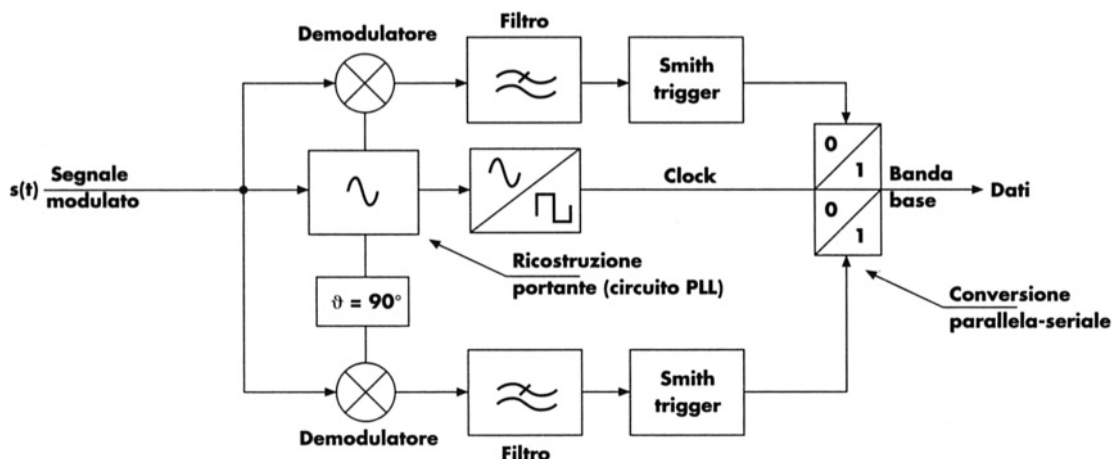


La somma di  $\bar{V}_{s1}$  con  $\bar{V}_{s2}$ , ciascuna nelle sue quattro possibili alternative, porta alle 8 posizioni di fase risultanti per  $\bar{V}_s$  e richieste appunto per la modulazione 8PSK. Ciascun segnale risultante  $\bar{V}_s$  è sfasato di  $45^\circ$  rispetto a quello che lo precede o lo segue.

#### Demodulatore 4PSK

**Figura 18**  
Struttura di un  
demodulatore 4PSK.

Per la **demodulazione 4PSK** conviene ricordare che la relativa modulazione è stata ottenuta dalla somma vettoriale di due componenti della portante tra loro sfasate di  $90^\circ$  (fig. 15). Pertanto la demodulazione può avvenire attraverso due demodulatori che operano sulle due componenti della portante ricostruita. Lo schema del demodulatore 4PSK può allora essere pensato nei termini di figura 18.



La ricostruzione della portante avviene, normalmente, attraverso un anello ad aggancio di fase PLL (*Phase Locked Loop*) che definisce la fase istantanea di riferimento (relativa) di rotazione del piano della portante.

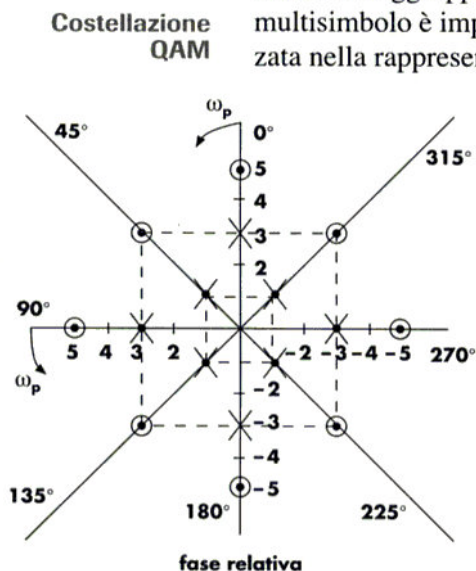
#### Demodulazione 8PSK

Per la **demodulazione 8PSK** si procede in modo analogo alla demodulazione 4PSK ricordando però che sono necessari quattro demodulatori coerenti e quattro sfasatori di  $45^\circ$  della portante ricostruita. La ricostruzione dello schema di principio è lasciata al lettore.

Sulla strada tracciata per la costruzione delle modulazioni DPSK si potrebbe proseguire introducendo in linea teorica una modulazione 16PSK in cui la fase tra una codifica e l'altra deve procedere per incrementi di soli  $22,5^\circ$ . Con una tale modulazione nascerebbero però gravi problemi tecnici legati alla discriminazione di angoli così modesti, soprattutto in canali di trasmissione con notevoli distorsioni, diafonie e intermodulazioni. Pertanto non si va mai oltre la modulazione 8PSK nel caso di modulazioni di fase pure.

## 8. Modulazione QAM

Per ovviare ai problemi connessi alla pura modulazione di fase e quando si desidera aumentare ulteriormente la velocità di trasmissione, si adotta la **modulazione QAM** (*Quadrature Amplitude Modulation*). Si tratta di una *modulazione mista di fase e di ampiezza* combinate in modo tale da sfruttare al massimo le distanze tra le diverse posizioni assunte dal vettore  $\bar{V}_s$  che rappresenta il segnale modulato. Per la realizzazione della modulazione QAM è necessaria la costruzione dei **quadri-bit** (o **nibble**) ossia del raggruppamento di 4 bit dell'informazione seriale originaria. La codifica multisimbolo è imposta dalle direttive V.29 e V.32 del CCITT e può essere sintetizzata nella rappresentazione vettoriale detta "**costellazione QAM**" di figura 19.



**Figura 19**  
La costellazione QAM.

**Tabella 4**  
Ampiezze e fasi nella  
modulazione QAM.

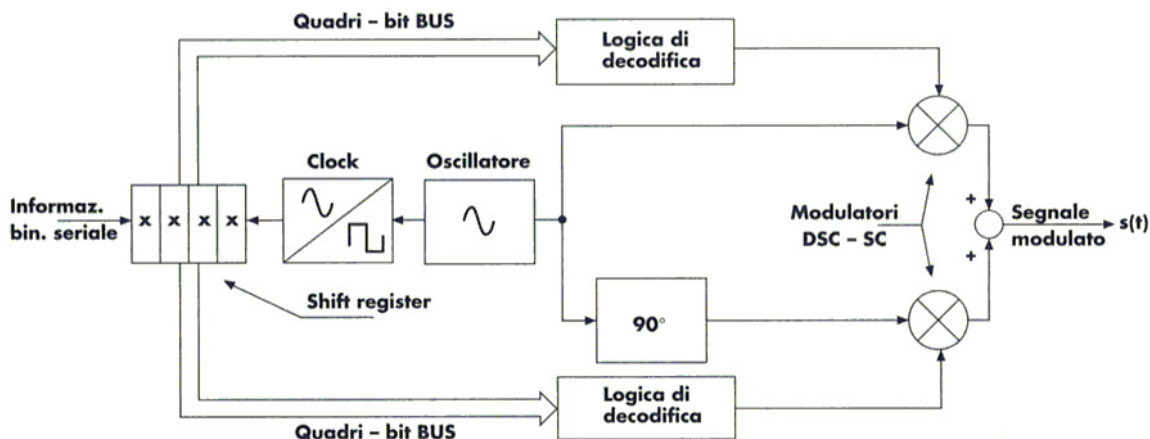
N	Quadri-bit				Portante totale		Portanti componenti	
	$Q_3$	$Q_2$	$Q_1$	$Q_0$	Modulo $\bar{V}_s$	Salto di fase $\Delta_f$	( $\varphi = 0^\circ$ ) $\bar{V}_{s1}$	( $\varphi = 90^\circ$ ) $\bar{V}_{s2}$
1	0	0	1	0	3	$0^\circ$	3	0
2	0	0	1	1	5	$0^\circ$	5	0
3	0	0	0	0	$\sqrt{2}$	$45^\circ$	1	1
4	0	0	0	1	$3\sqrt{2}$	$45^\circ$	3	3
5	0	1	0	0	3	$90^\circ$	0	3
6	0	1	0	1	5	$90^\circ$	0	5
7	0	1	1	0	$\sqrt{2}$	$135^\circ$	-1	1
8	0	1	1	1	$3\sqrt{2}$	$135^\circ$	-3	3
9	1	1	1	0	3	$180^\circ$	-3	0
10	1	1	1	1	5	$180^\circ$	-5	0
11	1	1	0	0	$\sqrt{2}$	$225^\circ$	-1	-1
12	1	1	0	1	$3\sqrt{2}$	$225^\circ$	-3	-3
13	1	0	0	0	3	$270^\circ$	0	-3
14	1	0	0	1	5	$270^\circ$	0	-5
15	1	0	1	0	$\sqrt{2}$	$315^\circ$	1	-1
16	1	0	1	1	$3\sqrt{2}$	$315^\circ$	3	-3

A ciascuna delle posizioni indicate in figura 19 corrisponde una determinata configurazione dei quadri-bit. Per ottenere il risultato espresso dalla rappresentazione grafica precedente è necessario utilizzare *due portanti sfasate tra loro di  $90^\circ$  (in quadratura)*, da cui il nome della modulazione) che abbiano ampiezze di valore discreto e in rapporto 0 (assenza di portante) 1, 3, 5. Ciascuna portante deve poi subire una modifica della propria fase di  $180^\circ$  ossia cambiare di segno. Le ampiezze e le fasi devono essere modificate in accordo alla tabella 4.

Il primo dei quadri-bit ( $Q_0$ ) determina la scelta tra la “mezza costellazione” interna (nella figura 19 individuata con crocette) e la “mezza costellazione” esterna (nella figura 19 individuata con cerchietti). Le ampiezze relative delle portanti della mezza costellazione interna sono 0, 1 e 3; le ampiezze della mezza costellazione esterna sono 0, 3 e 5. Si osservi che il quadri-bit  $Q_0$  non determina il salto di fase della portante totale ma solo la scelta tra la mezza costellazione esterna e la mezza costellazione interna. Nella tabella 4 sono anche indicati i valori che devono avere le portanti componenti con fase  $0^\circ$  e fase  $90^\circ$  affinché si possa ottenere la portante desiderata in modulo e fase. Si vede appunto che le due portanti assumono sette valori discreti possibili ciascuna, ovviamente, con la propria fase: questo consente pertanto di raggiungere tutti gli stati della costellazione QAM.

### Modulatore QAM

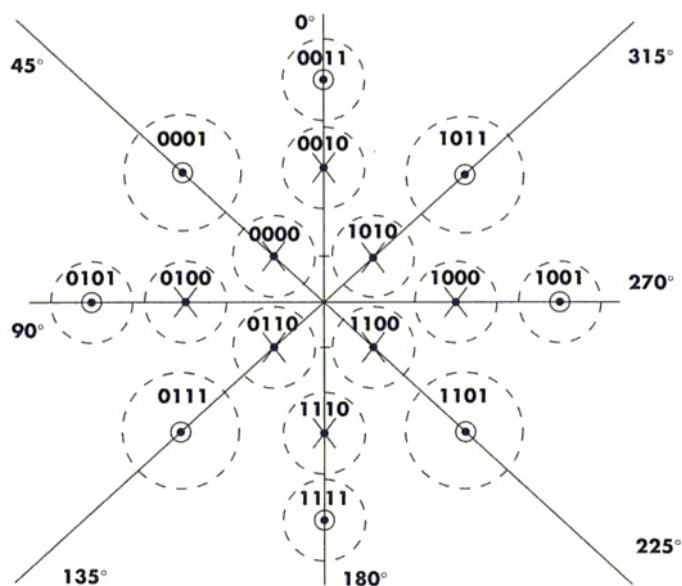
**Figura 20**  
Struttura di un  
modulatore QAM.



### Le aree di decisione

Il canale di trasmissione introduce rumore e distorsioni analogiche e digitali e quindi le posizioni dei vari punti della costellazione QAM possono variare in certe zone dette **aree di decisione** per le quali è consentita comunque la demodulazione e indicate dai cerchi tratteggiati in figura 21.

**Figura 21**  
Le aree di decisione  
per la QAM.



La frequenza delle portanti in quadratura è scelta in modo da posizionarsi quasi al centro della banda telefonica ed esattamente a 1700 Hz (inferiore all'effettivo centro di 1900 Hz per favorire la propagazione delle armoniche più alte). La modulazione QAM analizzata stabilisce quindi 16 stati diversi e viene anche indicata col nome di 16QAM. Esistono anche modulazioni più sofisticate con un numero più elevato di stati (ad esempio 64QAM e 256QAM). Il rumore assume in questi casi importanza determinante e sono necessari sofisticati software che eseguano la "pulizia" dei dati non interpretati correttamente.

Per i criteri e le tecniche adottate nella demodulazione QAM si rimanda a testi specialistici. Nel seguito si accenna alla variante della QAM, detta TCM, usata nei modem più recenti.

### Modulazione TCM

Nella modulazione QAM all'aumentare del numero di stati aumenta la probabilità d'errore. Per evitare che questo succeda si utilizza una codifica ridondante, tale da permettere la correzione diretta degli errori in fase di decodifica. In altri termini, non tutte le sequenze di simboli possibili sono ammesse e questo permette, oltre a individuare con facilità l'errore (qualora si riceva una sequenza non ammessa), di procedere alla correzione tramite la tecnica della *massima verosimiglianza* (MLSE: *Maximum Likelihood Sequence Estimation*; la sequenza errata viene sostituita con quella corretta più vicina). La modulazione QAM così modificata viene detta di **Trellis** (TCM: *Trellis Coded Modulation*).

Questa tecnica è usata nei modem fonici attualmente più diffusi nei collegamenti Internet (modem V.90 a 56 kbit/s).

## 9. Modem fonici

**scheda integrativa** ①

I **modem fonici** sono i dispositivi di trasmissione digitale più diffusi perché utilizzano il normale canale telefonico. Impiegano tutte le tecniche di modulazione viste nel paragrafo precedente, tra le quali è effettuata la scelta sulla base della rapidità di scambio dell'informazione e dell'economia. Occorre anche tenere presente che esistono standard imposti dalle raccomandazioni CCITT che riguardano la normalizzazione delle velocità e del tipo di modulazione da adottare; il tutto è sintetizzato in tabella 5.

**scheda integrativa** ②

Questa tabella richiede alcuni commenti.

- In alcuni modem esiste la possibilità di operare a *due velocità*: nel caso che il rumore in linea o le distorsioni del canale diventino inaccettabili il modem opta per la velocità inferiore, che garantisce una maggiore sicurezza di trasmissione.
- Nei modem più attuali la possibilità di optare tra due velocità viene sostituita con la possibilità di scegliere, tra più velocità, la più sicura, in relazione allo stato del canale (rumore, distorsione, standard); questo perché i modem più recenti sono concepiti per supportare gli standard precedenti.
- La comunicazione tra DTE e DCE avviene normalmente in modo asincrono alle basse velocità, diventa poi sincrona al crescere della velocità. Alcuni modem sono in grado di scegliere tra le due modalità adattandosi quindi sia ai DTE asincroni che a quelli sincroni.
- I modem fonici possono essere sia del tipo Half-Duplex (HD) che del tipo Full-Duplex (FD): con il normale doppino telefonico nei modem più vecchi il *funzionamento FD comportava una riduzione di velocità*, rispetto al caso HD, dovuta alla necessità di dividere la banda disponibile tra i due canali. Attualmente l'introduzione

della tecnica **DSP** (*Digital Signal Processing*) consente il funzionamento FD utilizzando tutta la banda con entrambi i canali. In questo modo *il funzionamento HD è diventato obsoleto*. Questa modalità di funzionamento è detta **FD con cancellazione d'eco** e opera sul normale doppino telefonico: i due DCE possono trasmettere in contemporanea occupando entrambi l'intera banda disponibile; i due segnali così sovrapposti non sono separati tramite filtri ma tramite tecniche di elaborazione digitale (DSP) che permettono al singolo DCE di discriminare il segnale ricevuto da quello trasmesso.

► Il collegamento dei modem fonici avviene tramite il doppino telefonico della rete commutata. Nel caso di linea dedicata è possibile anche il funzionamento full-duplex con due doppi telefonici.

**Tabella 5**  
Gli standard  
dei modem fonici.

Racc. CITT	Tipo di comunic.	Tipo di collegam.	Tipo di rete	Tipo di modulaz.	Velocità di trasm. [bit/s]	Velocità di mod. [baud]
V.21	AS	FD	RC	FSK	300	300
V.23	AS/S	HD (FD) FD	RC RD	FSK FSK	1200 (600) 1200 (600)	1200 (600) 1200 (600)
V.22	AS/S	FD	RC/RD	4PSK-A 2PSK	1200 600	600 600
V.22-bis	AS/S	FD	RC/RD	QAM 4PSK	2400 1200	600 600
V.26	S	FD	RD	4PSK	2400	1200
V.26-bis	S	HD	RC	4PSK-B (2PSK)	2400 (1200)	1200 (1200)
V.26-ter	S	FD	RC/RD	4PSK-A	2400	1200
V.27	S	HD FD	RD RD	8PSK 8PSK	4800 4800	1600 1600
V.27-bis	S	HD FD	RD RD	8PSK (4PSK-A) 8PSK (4PSK-A)	4800 (2400) 4800 (2400)	1600 (1200) 1600 (1200)
V.27-ter	S	HD	RC	8PSK (4PSK-A)	4800 (2400)	1600 (1200)
V.29	S	FD	RD	16(8/4)-QAM	9600 (7200/4800)	2400
V.32	AS/S	FD	RC/RD	16(8)-QAM (TCM)	9600 (4800)	2400
V.32-bis	AS/S	FD	RC/RD	64-QAM (TCM)	14400 (max)	2400
V.33	AS/S	HD	RD	TCM	14400 (max)	2400
V.34	AS/S	FD	RC/RD	TCM	28800 (max)	3200
V.34+	AS/S	FD	RC/RD	TCM	33600 (max)	3429
V.90	AS/S	FD	RC/RD	TCM	33600 (max) bit/s in trasmissione 56000 (max) bit/s in ricezione	

AS: comunicazione asincrona; S: comunicazione sincrona; FD: collegamento full-duplex;  
HD: collegamento half-duplex; RC: rete commutata; RD: rete dedicata.