

### ■ ■ 3 ■ ■ Tecniche di modulazione per la trasmissione dati

La rete commutata è il canale di trasmissione a più larga diffusione ma non può essere utilizzato da modem in banda base. Infatti lo spettro del segnale in uscita è molto più largo della banda passante consentita per il canale telefonico di 300-400 Hz. Per tale ragione è necessario provvedere al restringimento dello spettro utile del segnale digitale codificato. Si perviene al risultato mediante l'operazione di modulazione che agisce su una portante la cui frequenza è compresa nella banda di frequenze del canale telefonico (portante fonica). I parametri su cui si può intervenire sono allora l'ampiezza, la frequenza e la fase singolarmente oppure in una loro combinazione.

de modem  
in banda base

## Modulazione ASK

Quando la portante fonica viene modulata in ampiezza si parla di **modulazione ASK** (Amplitude Shift Keying). Può essere ottenuta utilizzando una modulante digitale **bi-polare** 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  $180^\circ$ . La modulazione ASK bipolare può essere simulata, per una sequenza alternata di bit 1 e 0, con il programma FOUR se si utilizza la seguente funzione (modulante a 50 Hz con duty-cycle del 50% e portante a 2 kHz):

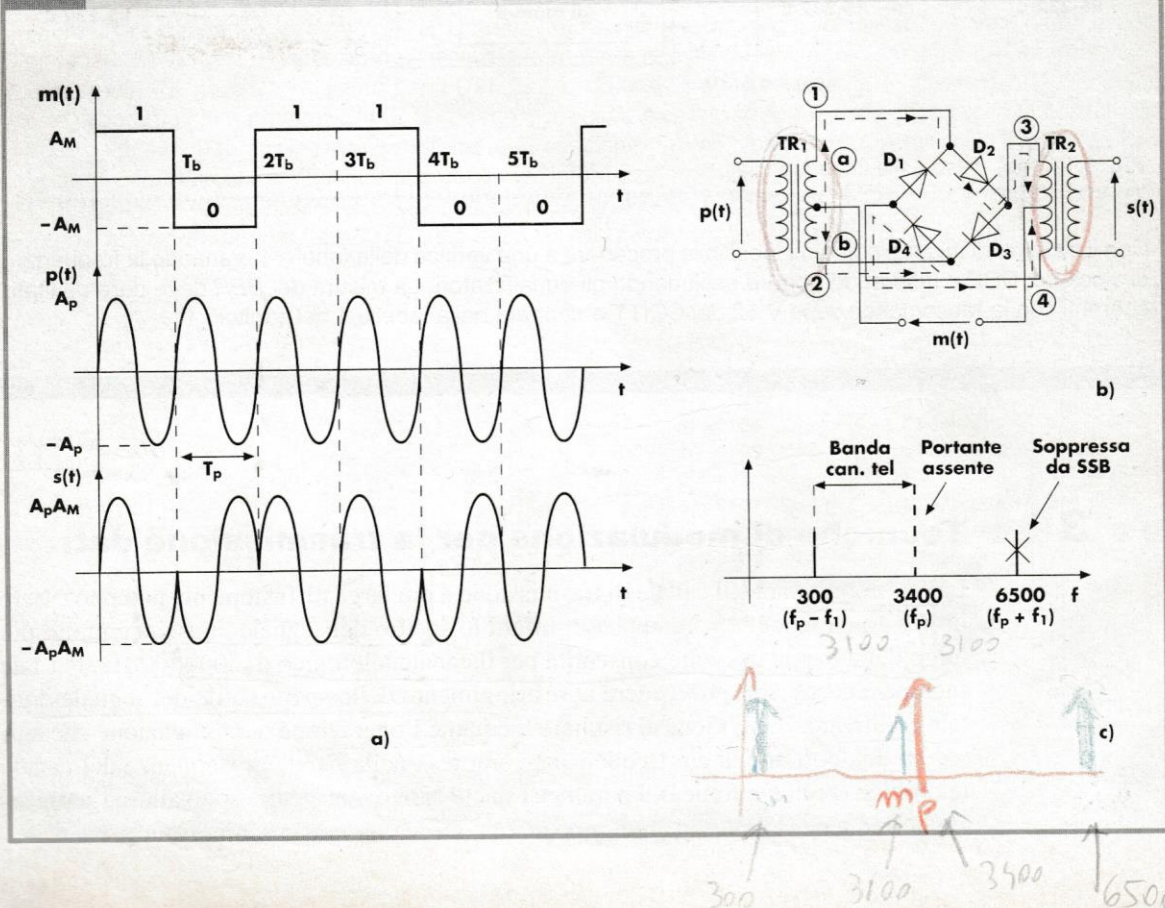
$$f(t) = *(quad(50, t, 0.5), \sin(*(2, p, 2000, t)))$$

È del tipo  
DSB-SC

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 otterrà l'armonica relativa alla portante ma solo le armoniche della modulante contenute nelle due bande laterali (vedere il capitolo 10, paragrafo 2). Nel caso della simulazione si otterranno le armoniche dell'onda quadra e quindi solo le armoniche dispari. In figura 8 è riportato un esempio di segnale ASK con un possibile modulatore (per lo spettro vedere il successivo esempio 1).

Il modulatore

FIG. 8 La modulazione ASK (a), un esempio di modulatore per ASK (b) e lo spettro armonico in SSB (c).



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.

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 in cui 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:

$$T_p = T_b$$

$$f_{max} = f_1 = \frac{f_p}{2} \quad \text{con} \quad f_1 = \frac{1}{2T_b} \quad (a)$$

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:

$$f_c = f_p = 2f_1 \quad (b)$$

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 nelle figure 8c: infatti secondo il criterio di Nyquist per la capacità di un canale (capitolo 7) 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:

$$f_c = 2f_1 = 2 \cdot 3100 = 6200 \text{ Hz} \quad (c)$$

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.

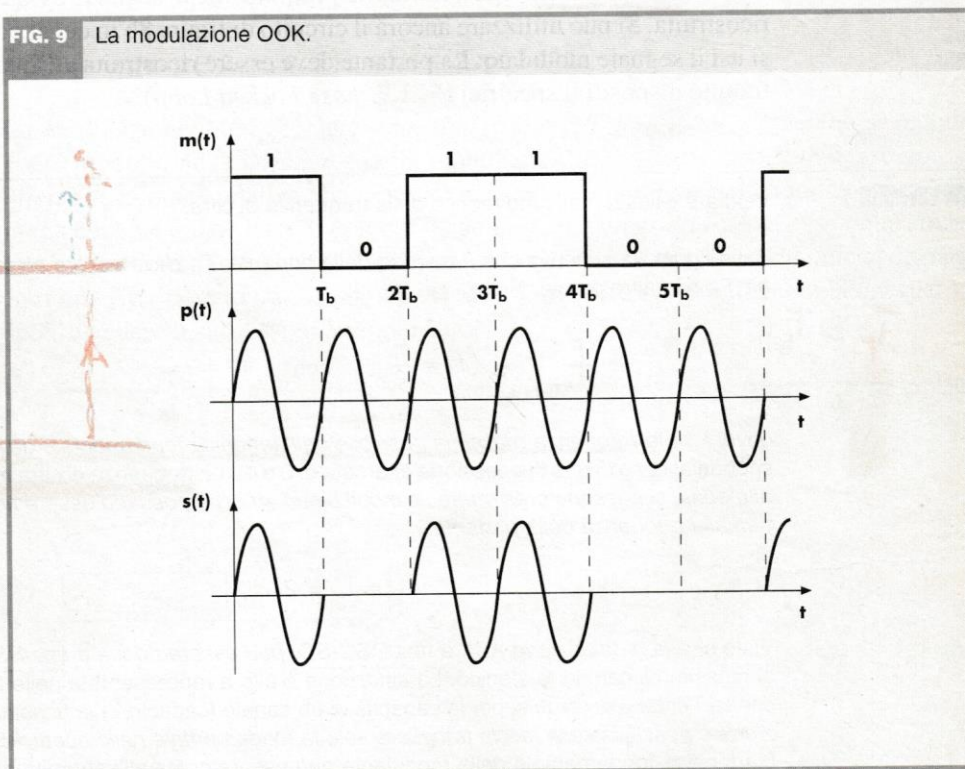
La modulazione OOK può essere simulata mediante il programma FOUR se si utilizza la funzione (modulante a 50 Hz con duty-cycle del 50% e portante a 2 kHz):

$$f(t) = *(+(0.5*(0.5, \text{quad}(50, t, 0.5))), \sin(*(2, \pi, 2000, t)))$$

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 (vedere il capitolo 10, figura 10).

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

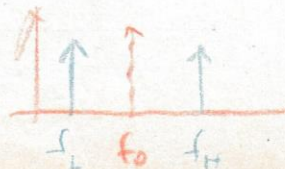
FIG. 9 La modulazione OOK.



## Modulazione FSK

Se la portante fonica viene modulata in frequenza si parla di **modulazione FSK** (Frequency Shift Keying), tecnica che riprende nel caso digitale quanto già analizzato nel capitolo 10 a proposito della modulazione di frequenza. 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:

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



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.

#### Analisi teorica

Nota la frequenza centrale, si può esprimere il segnale modulato FSK in base alla 34 del capitolo 10:

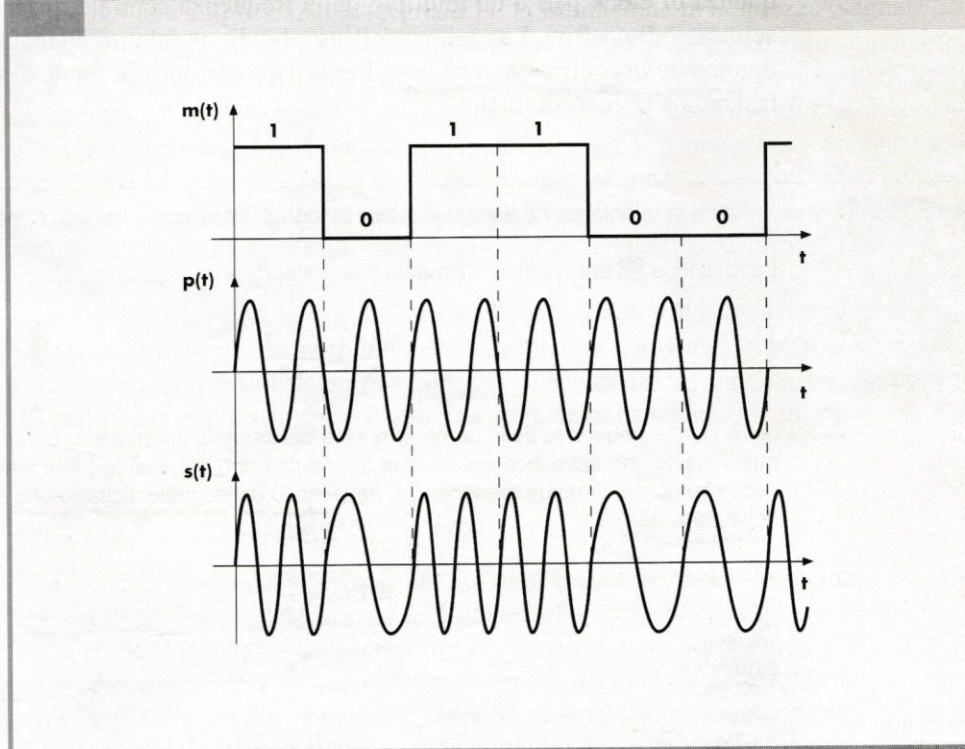
$$s(t) = A_p \cos\left(2\pi f_0 + K_f \int_0^t m(t) dt\right) \quad 9$$

Come si è già posto in evidenza nel capitolo 10, lo spettro del segnale modulato di frequenza occupa una banda che può essere individuata mediante la regola di Carson (relazione 46 del capitolo 10):

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

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

FIG. 10 La modulazione FSK.



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

## Modulazione CPFSK

• 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.

Per la simulazione con FOUR di una modulazione CPFSK si può utilizzare la seguente relazione:

$$f(t) = \sin((1700 + (400 \cdot \text{quad}(100, t, 0.5))) \cdot t, 0)$$

La simulazione è relativa a un caso reale di modulazione CPFSK, con frequenza centrale di 1700 Hz e deviazione di frequenza di 400 Hz (si veda il paragrafo successivo).

## 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 (cap. 10, par. 6) nel caso di figura 10.

La relazione 39 del capitolo 10 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:

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

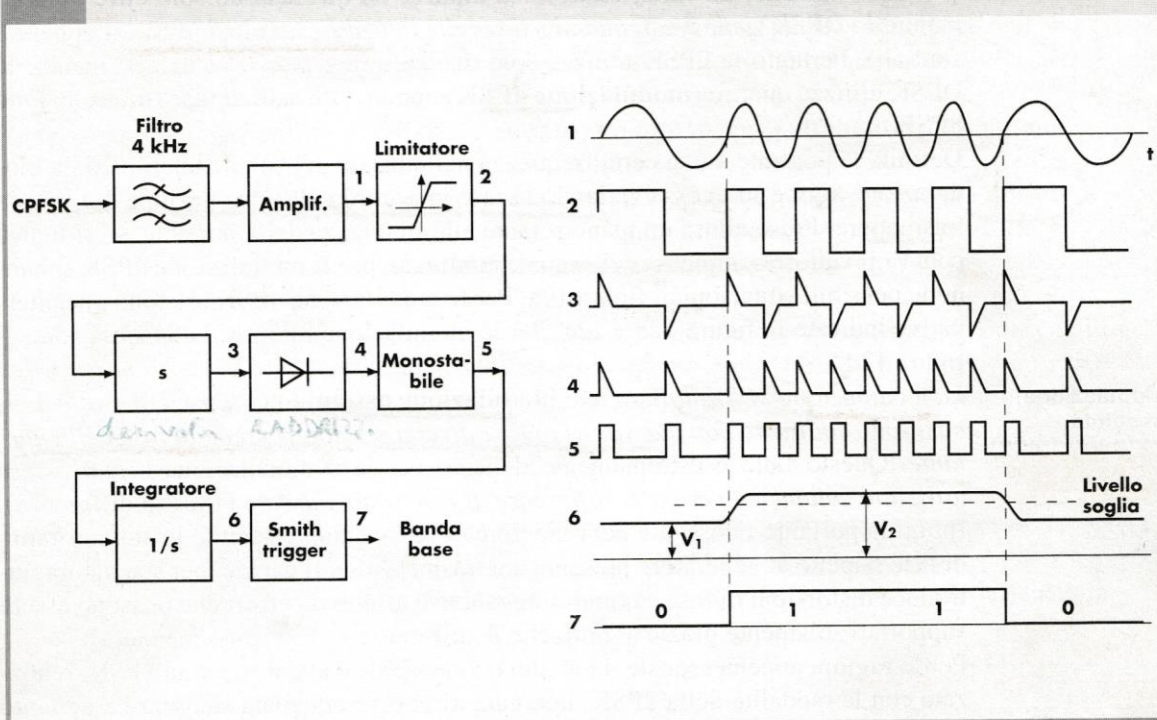
e quindi:

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

## La demodulazione

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

FIG. 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).

### 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  $\bar{V}_1$  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 in figura 12b e 12c. Per la modulazione 8PSK si ha la situazione di figura 12d.

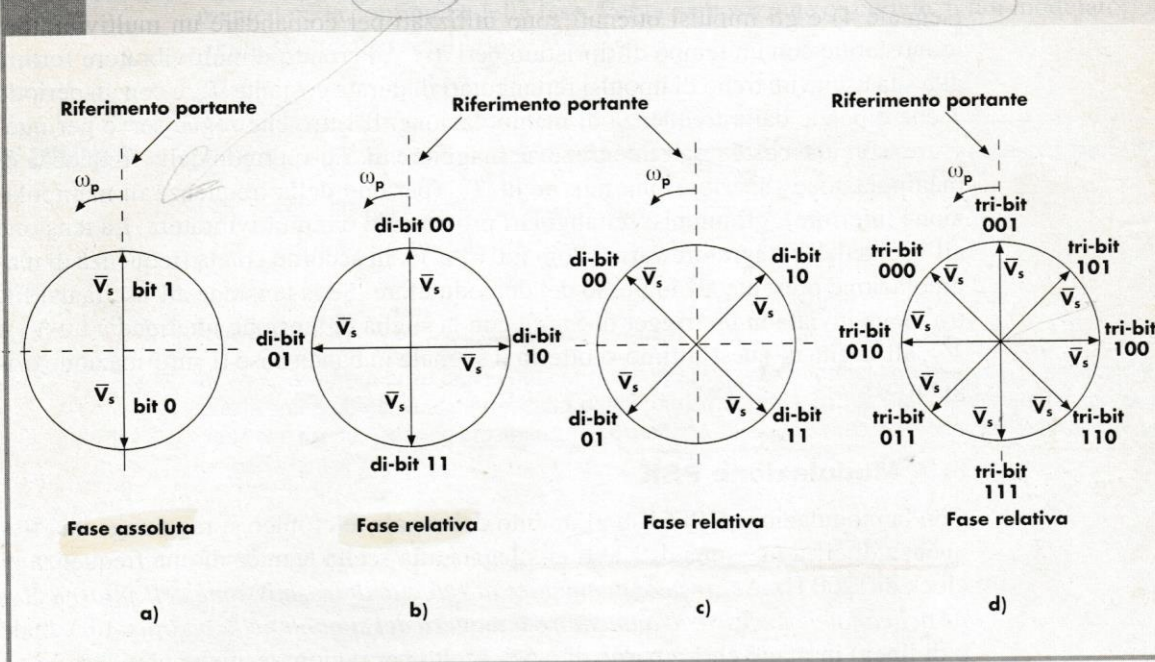
#### Modulazione assoluta

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 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.

#### Modulazione differenziale

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.

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



Le modulazioni 4PSK e 8PSK sono, per tale ragione, indicate appunto col nome di **DPSK**. 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 a 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.

TAB. 2 - Possibili codifiche per la 4PSK secondo la raccomandazione V.26

D <sub>i</sub> - bit	Variazioni di fase	
	Tipo A	Tipo B
00	0°	+45°
01	+90°	+135°
11	+180°	+225°
10	+270°	+315°

TAB. 3 - Codifica per la 8PSK secondo la raccomandazione V.27

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

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:

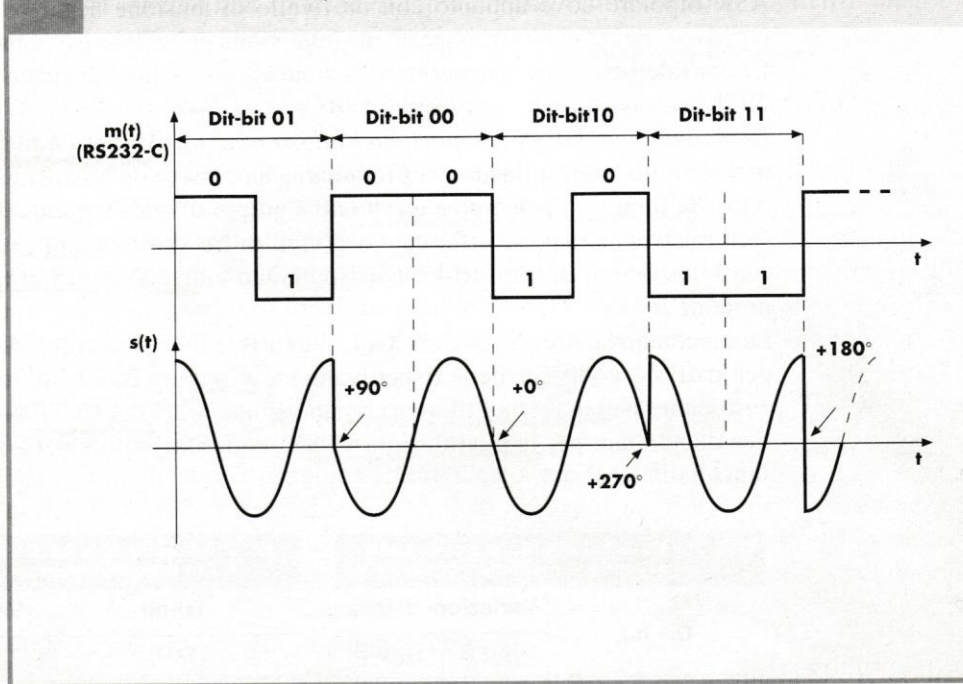
$$f_c = N f_s$$

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 il che comporta allora, per mantenere la stessa immunità, 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.

FIG. 13 Modulazione 4PSK di tipo A.



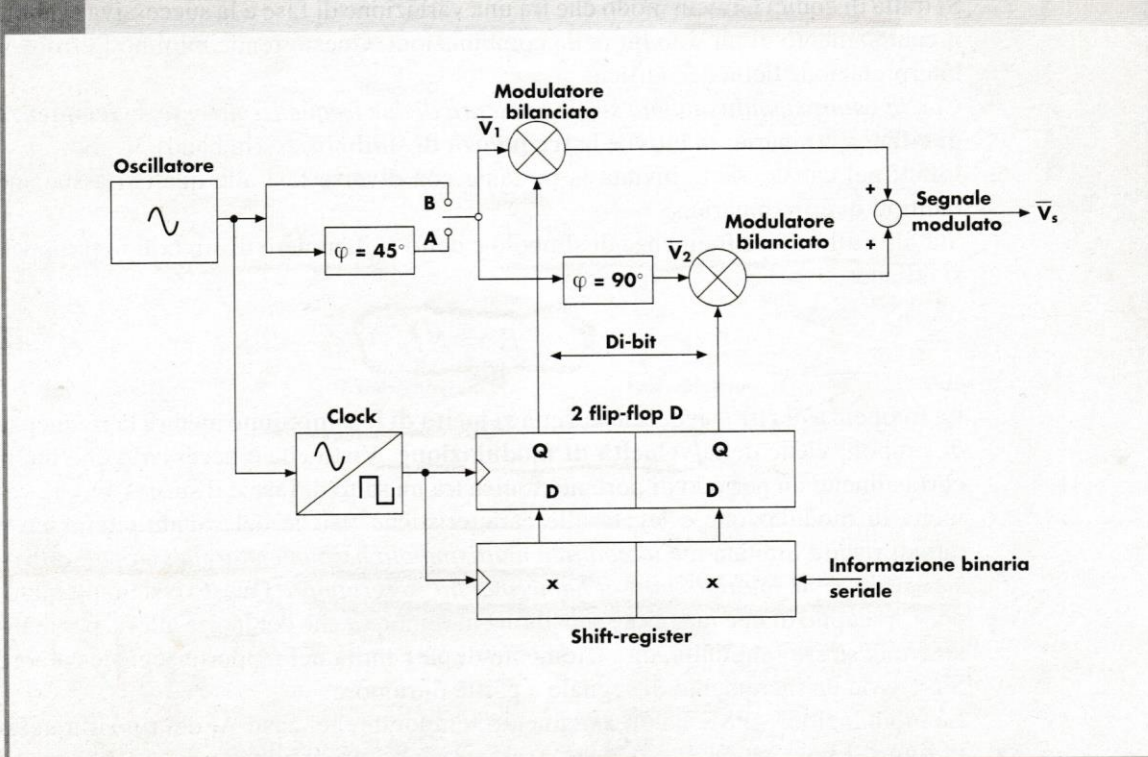
La fase subisce una variazione solo al termine del singolo di-bit e in accordo alla tabella 2.

*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.

In figura 14 è riportata la struttura di un **modulatore 4PSK**.

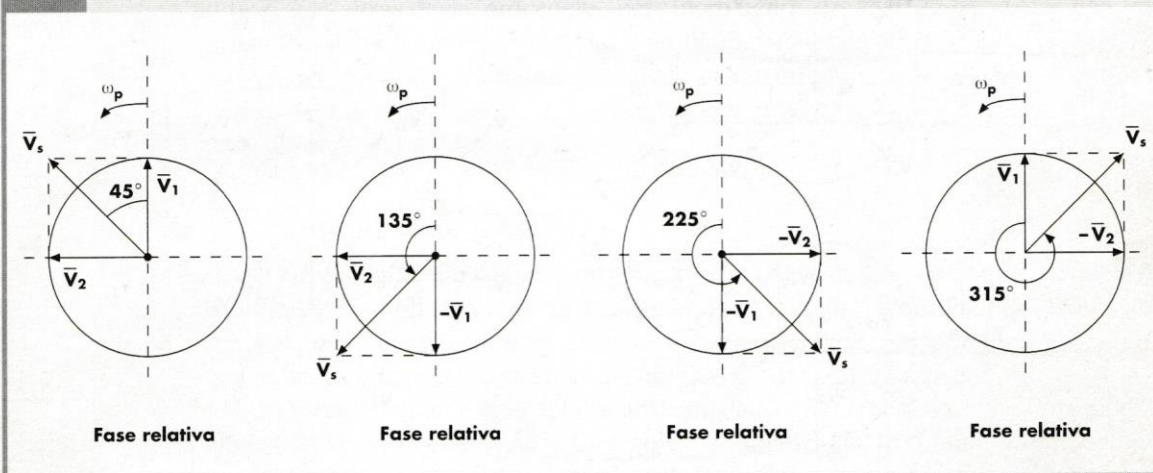
#### Modulatore 4PSK

FIG. 14 Struttura di un modulatore 4PSK.



Un oscillatore sinusoidale fornisce l'entrata  $\bar{V}_1$  a un primo modulatore del tipo di quello in figura 8b e a una rete di sfasamento, che produce una seconda portante  $\bar{V}_2$  sfasata di  $90^\circ$  rispetto alla prima. Questa seconda portante viene inviata in un secondo modulatore. All'uscita dei due modulatori bilanciati si otterranno due portanti che, rispetto a  $\bar{V}_1$  e  $\bar{V}_2$ , potranno subire una inversione di fase di  $180^\circ$  oppure no a seconda della modulazione operata del segnale digitale. Se si esegue ora la somma delle due portanti presenti all'uscita dei modulatori bilanciati, saranno possibili i quattro casi distinti indicati in figura 15.

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

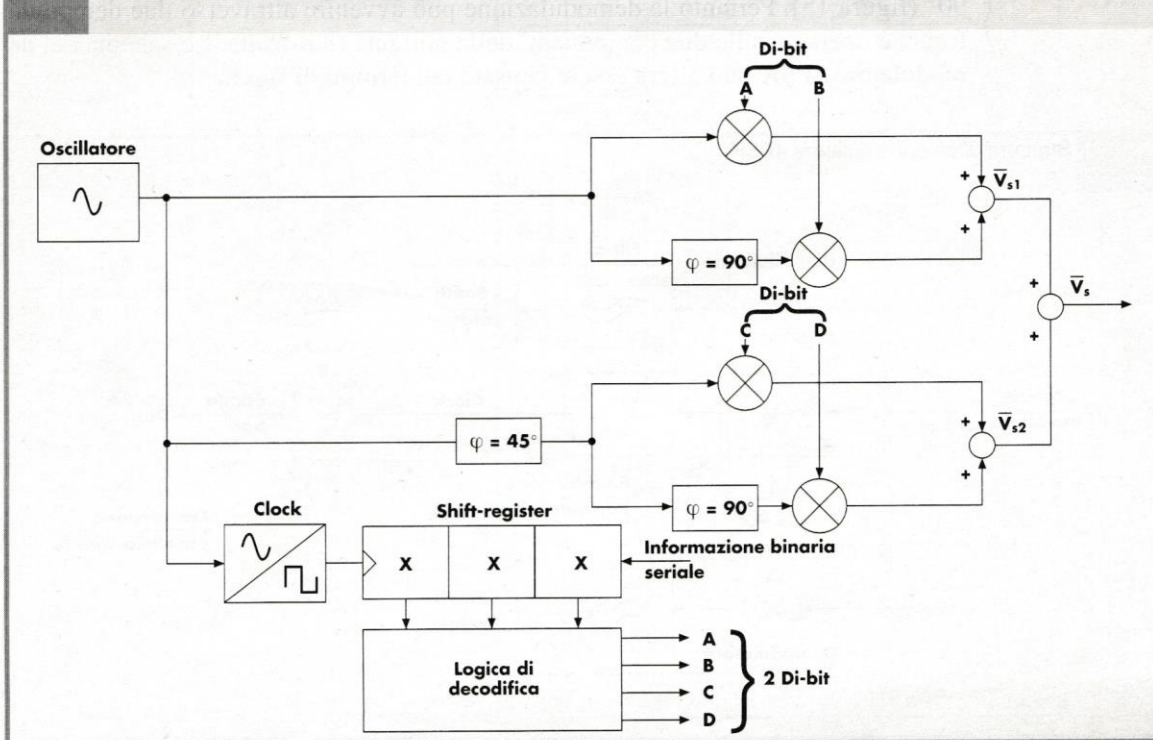


I risultati ottenuti sono in accordo alla raccomandazione V.26-B perché si procede con variazioni di  $90^\circ$  a partire da una fase di  $45^\circ$ . Per il caso previsto dalla raccomandazione V.26-A è necessario inserire un ulteriore sfasamento di  $45^\circ$  iniziiali spostando il deviatore nella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

#### Modulatore 8PSK

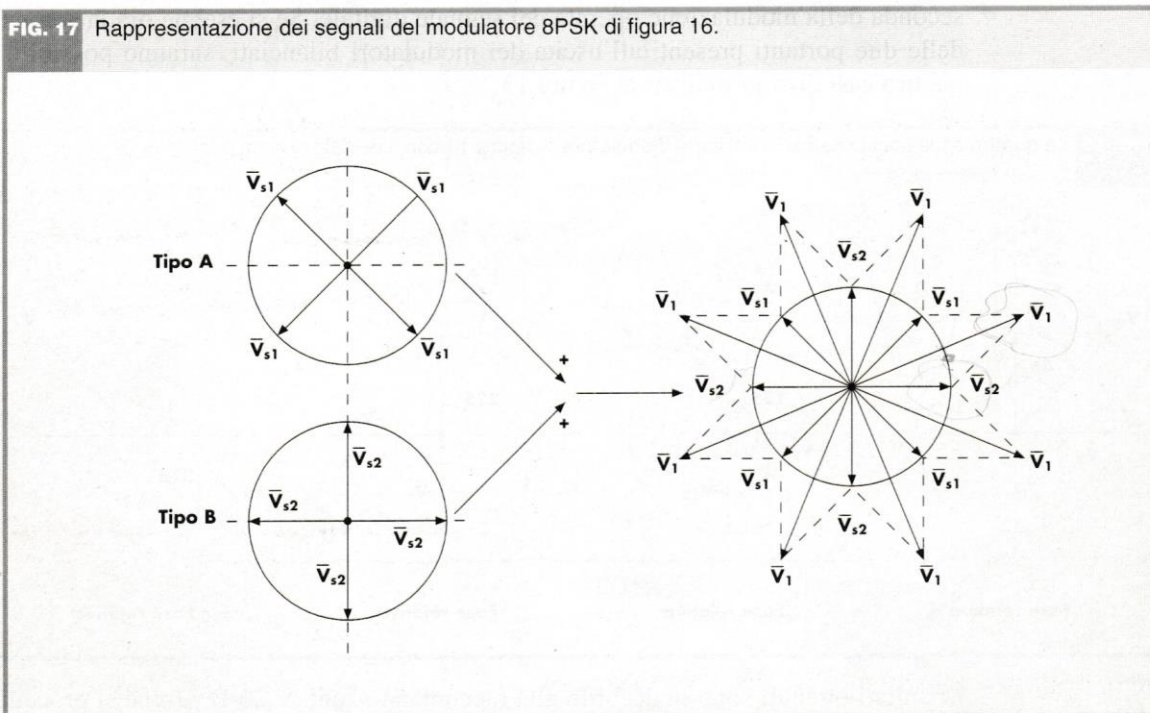
Il modulatore 8PSK si effettua utilizzando due modulatori 4PSK, uno di tipo A e uno di tipo B, e sommando poi le rispettive uscite come in figura 16.

**FIG. 16** La struttura di un modulatore 8PSK.



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.

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

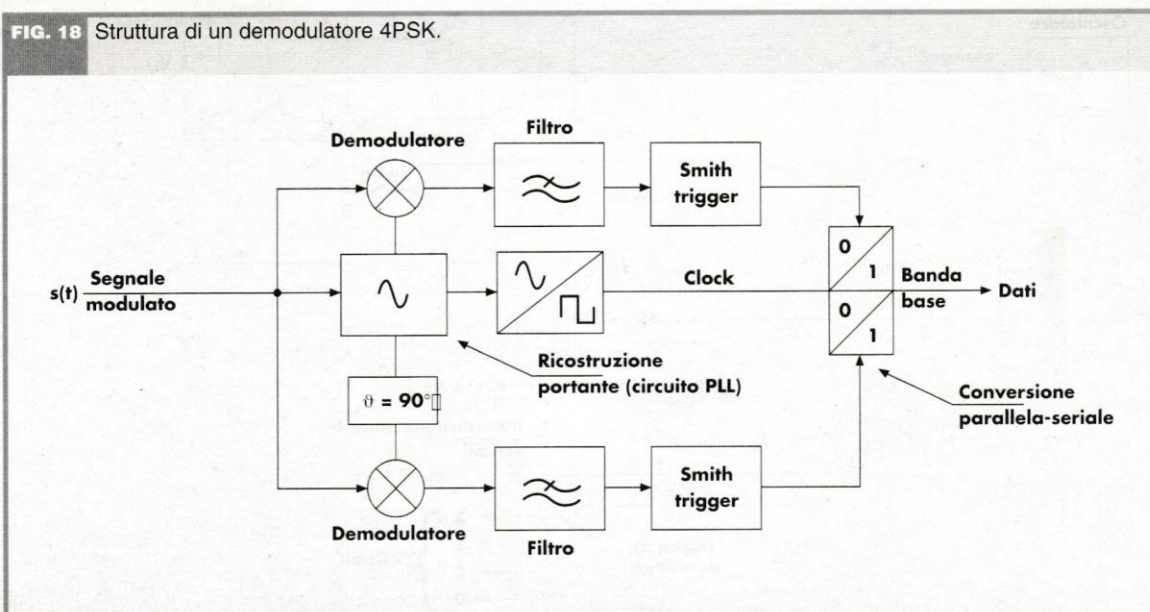


La somma di  $\bar{V}_{s1}$  con  $\bar{V}_{s2}$ , ciascuna nelle sue quattro possibili alternative, porta alle 8 posizioni di fase risultanti per  $\bar{V}_s$  e richieste appunto per la modulazione 8PSK. Ciascun segnale risultante  $\bar{V}_s$  è sfasato di  $45^\circ$  rispetto a quello che lo precede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

#### Demodulazione 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  $90^\circ$  (figura 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.

FIG. 18 Struttura di un demodulatore 4PSK.



## Demodulazione 8PSK

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.

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.

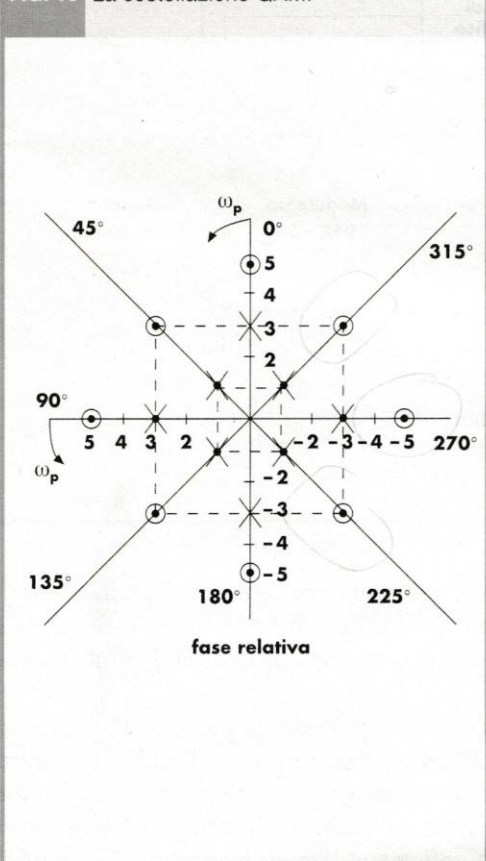
Sulla strada tracciata per la costruzione delle modulazioni DPSK si potrebbe proseguire introducendo in linea teorica una modulazione **16PSK** in cui la fase tra una codifica e l'altra deve procedere per incrementi di soli  $22,5^\circ$ . Con una tale modulazione nascerebbero però gravi problemi tecnici 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.

## 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  $\vec{V}_s$  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 dalla direttiva V.29 e V.32 del CCITT e può essere sintetizzata nella rappresentazione vettoriale detta "costellazione QAM" di figura 19.

## Costellazione QAM

FIG. 19 La costellazione QAM.



TAB. 4 - Ampiezze e fasi nella modulazione QAM

N	Quadri-bit				Portante totale		Portanti componenti	
	$Q_3$	$Q_2$	$Q_1$	$Q_0$	Modulo $V_s$	Salto di fase $\Delta_f$	$(\varphi = 0^\circ)$ $V_{s1}$	$(\varphi = 90^\circ)$ $V_{s2}$
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

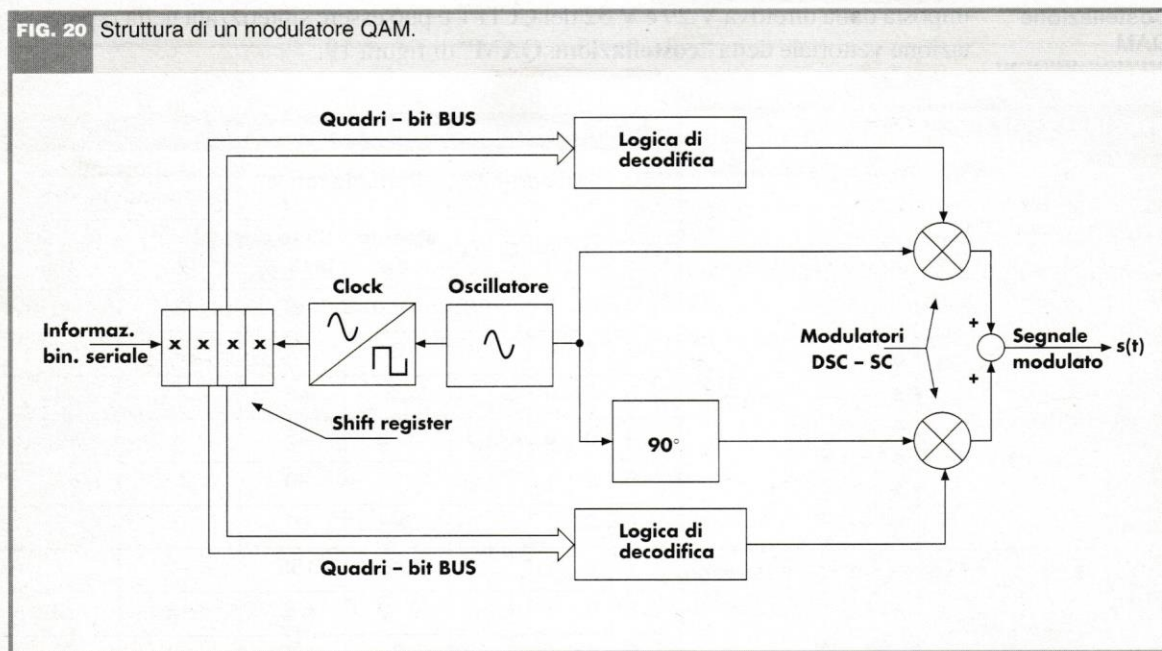
A ciascuna delle posizioni indicate in figura 19 corrisponde una determinata configurazione dei quadri-bit. Per ottenere il risultato espresso dalla rappresentazione grafica precedente è necessario utilizzare *due portanti sfasate tra loro di  $90^\circ$*  (in quadratura, da cui il nome della modulazione) 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.

In figura 20 è riportata la struttura di un modulatore QAM: dopo una iniziale conversione serie parallelo (shift register), il dato digitale viene convertito, tramite una logica di decodifica, in due segnali modulanti, di ampiezza e polarità opportune, in modo che le successive modulazioni (del tipo DSB-SC) con le due portanti in quadratura determinino le due componenti del segnale modulato QAM da inviare in un sommatore.

#### Modulatore QAM

FIG. 20 Struttura di un modulatore QAM.



#### Le aree di decisione

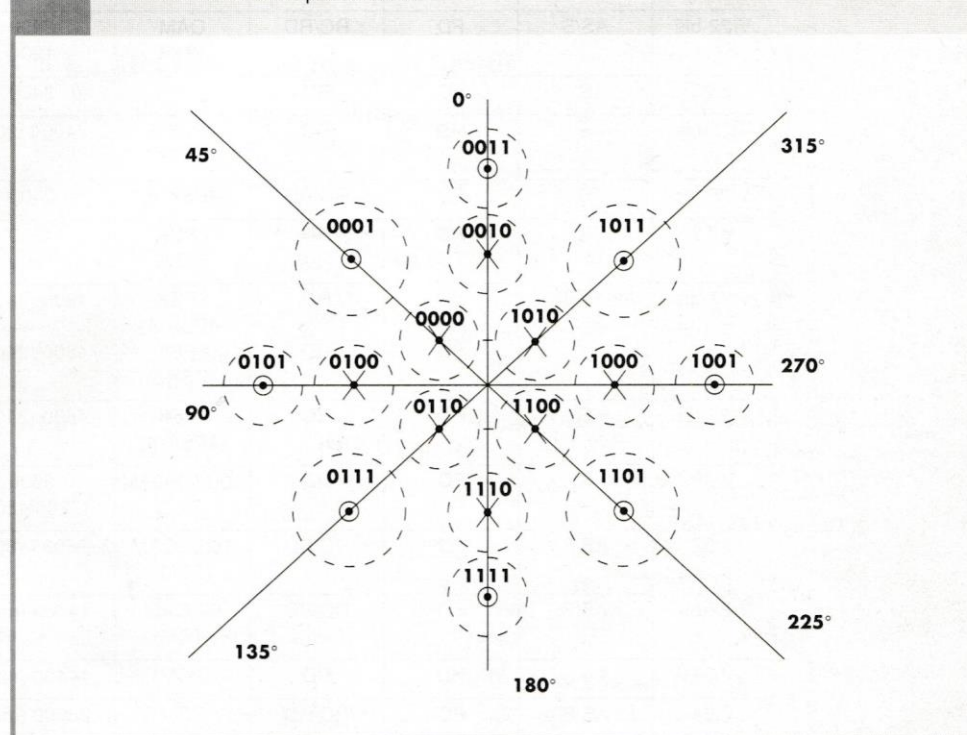
Il canale di trasmissione introduce rumore, distorsioni analogiche e digitali e quindi *le posizioni dei vari punti della costellazione QAM possono variare in certe zone dette aree di decisione* per le quali è consentita comunque la demodulazione e indicate dai cerchi tratteggiati in figura 21.

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.

FIG. 21 Le aree di decisione per la QAM.



### ■ ■ 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 (paragrafo 4) attualmente più diffusi nei collegamenti Internet (modem V.90 a 56 kbit/s).

## ■ ■ 4 ■ ■ Modem fonici

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.