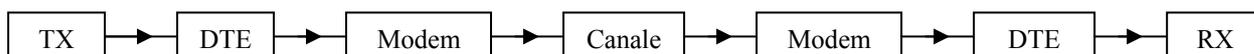


COMPONENTI DI UN SISTEMA TRASMISSIONE DATI

Dovendo effettuare un collegamento tra un computer e una periferica o un altro computer posto ad una certa distanza da esso, si può ricorrere alla linea telefonica.

Al fine di utilizzare una linea non adatta a segnali digitali, bisogna adattare i dati alle caratteristiche della linea usata trasformando il segnale digitale in un segnale le cui caratteristiche si adattino a quelle della linea. Ciò si realizza inserendo in trasmissione e in ricezione un modem.

Il sistema di trasmissione sarà quindi costituito da: interfaccia seriale, modem, canale di trasmissione, modem, interfaccia seriale.



Si possono effettuare fondamentalmente due tipi di collegamenti di trasmissione dati: punto a punto e multi punto.

Nel collegamento punto a punto la linea può essere commutata o diretta (dedicata o privata).

Nel multi punto si utilizzano solo linee dirette dedicate o private.

TIPO DI ESERCIZIO

La trasmissione dati può avvenire in tre modi:

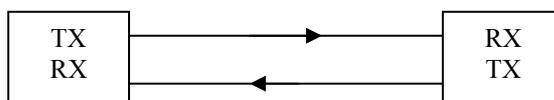
1. **Simplex (SPX):** la trasmissione è unidirezionale, cioè dispone di un unico canale nel quale i dati vengono inviati solo in una direzione.



2. **Half duplex (HDX):** la trasmissione è bidirezionale su un unico canale, ma non si può trasmettere e ricevere dati simultaneamente.



3. **Full duplex (FDX):** è costituito da due canali (o quanto meno da un canale con due bande di trasmissione), per cui è possibile ricevere e trasmettere contemporaneamente.



TIPI DI LINEE

- **Linea commutata:** è la linea su cui transita normalmente il segnale telefonico. È limitata in banda da 300Hz a 3400Hz e passa attraverso le centrali telefoniche di commutazione. È una linea rumorosa la cui qualità dipende fortemente dal tipo di percorso ottenuto attraverso le centrali.
- **Linea dedicata (o affittata):** è una linea pubblica limitata in banda; non passa, però, attraverso le centrali di commutazione e, perciò, è meno rumorosa della commutata. Si ha, quindi, una connessione fisica fissa.
- **Linea fisica (o privata):** è una linea che non ha limitazione di banda (a meno della risposta in frequenza della linea stessa). Può essere privata o pubblica (solo in territorio urbano).

TIPI DI CANALE

I sistemi di comunicazione possono venire distinti a secondo della banda di frequenze che possono essere trasmesse lungo il loro canale di comunicazione. Tutti i canali fisici trasmettono una banda limitata di frequenze.

Un canale che può trasmettere un segnale di qualsiasi frequenza f in una banda $f_1 \leq f \leq f_2$ è noto come canale passa-banda se f_1 non è piccolo in confronto a $f_2 - f_1$. segnali le cui componenti in frequenza appartengono a tale intervallo sono chiamati segnali passa.banda.

Un canale che può trasmettere un segnale di una frequenza qualsiasi purché compresa nella banda $0 \leq f \leq f_b$, si dice canale in banda base e i segnali le cui componenti appartengono a tale intervallo vengono detti segnali in banda base.

I segnali che devono essere trasmessi sono generalmente segnali in banda base.

Per trasmettere segnali in banda base utilizzando un sistema di comunicazione con un canale passa-banda, si usa modulare il segnale prima di trasmetterlo, per convertire il segnale di banda base in un segnale passa-banda adatto al canale di trasmissione. Possiamo, perciò, suddividere i sistemi di comunicazione in sistemi in banda base e sistemi passa-banda.

TRASMISSIONE IN BANDA BASE DI DATI BINARI

Quando dati binari devono essere trasmessi lungo un canale in banda base, può essere utilizzata una ampia varietà di formati del segnale.

In generale, il formato del segnale viene scelto in modo da adattarlo alle caratteristiche del canale.

Canali con caratteristiche di distorsione che li rendono inadatti alla trasmissione digitale possono essere ugualmente impiegati adattando un opportuno formato del segnale. È ovvio che, a patto di poter riottenere i dati binari in modo univoco, è indifferente il formato di segnale utilizzato.

Diversi formati di segnali danno origine a segnali che differiscono nella occupazione di banda, nelle caratteristiche temporali e nella insensibilità al rumore.

Queste caratteristiche possono essere utilizzate come base per accoppiare il segnale al canale.

Così, un determinato formato di segnale può essere scelto per fornire uno spettro di segnale che si accordi con la gamma di frequenza del canale, o può essere impiegato per ridurre le componenti del segnale ad alta o bassa frequenza, come eventualmente richiesto. È necessaria la rimozione delle componenti di segnale a bassa frequenza in trasmissione sulla rete telefonica per

la quale non sono ammessi segnali in continua. Le caratteristiche temporali del segnale contribuiscono alla facilità con cui il ricevitore può ricostruire i dati trasmessi. Per esempio, se i fronti di commutazione possono essere estratti dal segnale ricevuto, essi possono essere utilizzati per sincronizzare il campionario, assicurando di conseguenza che venga campionato ogni impulso ricevuto. Inoltre alcuni formati di segnale producono segnali con un'elevata resistenza al rumore, mentre altri producono segnali in cui errori di trasmissione possono essere rilevati e corretti.

SEGNALI BINARI. MODULAZIONE DIGITALE DI PORTANTE DIGITALE

Il modo più semplice di trasmettere dati binari con una velocità di trasmissione di $1/T$ bit/sec è quello di selezionare due forme d'onda di durata T , denominate $S_0(t)$ ed $S_1(t)$, e di trasmettere la prima quando l'ingresso dati è 0 e la seconda quando esso è 1. Quando si usa la trasmissione di impulsi rettangolari in banda base, le forme d'onda del segnale possono essere scelte in vario modo. Se scegliamo le forme d'onda come

$$S_0(t) = 0 \quad \text{per} \quad 0 \leq t \leq T$$

$$S_1(t) = V \quad \text{per} \quad 0 \leq t \leq T$$

dove V è un numero positivo, i segnali che ne risultano, del tipo di quelli riportati in fig. a, sono detti **unipolari**.

Quando

$$S_0(t) = -V \quad \text{per} \quad 0 \leq t \leq T$$

$$S_1(t) = V \quad \text{per} \quad 0 \leq t \leq T$$

I segnali che ne risultano, del tipo di quelli di fig. b, sono detti **bipolari**.

Entrambe le scelte di queste forme d'onda di segnale forniscono segnali che **non ritornano a zero (NRZ)**, dato che una lunga serie di 1 (o di 0) nei dati fa sì che il segnale mantenga un livello costante senza ritornare a zero. Durante queste sequenze non viene fornita alcuna informazione temporale e il segnale non è adatto alla trasmissione lungo un canale telefonico.

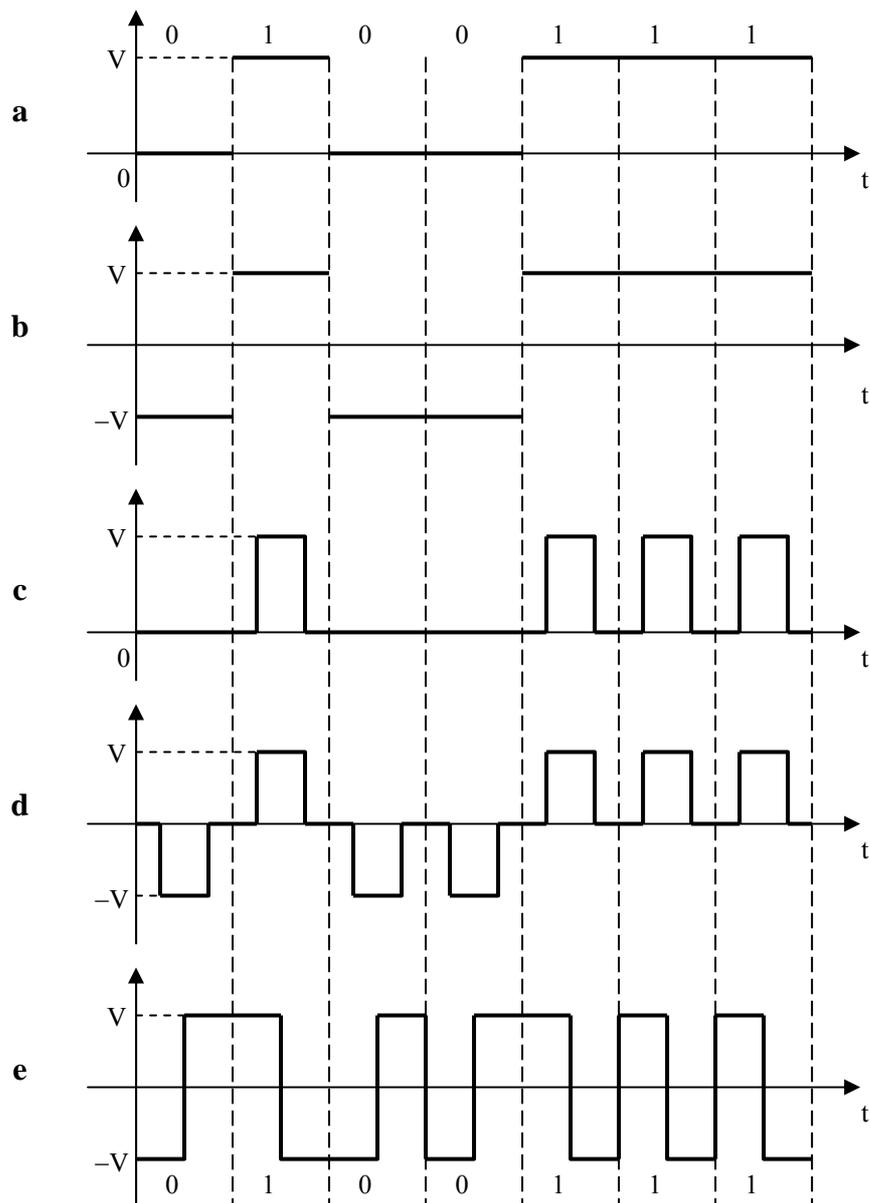
Ci sono formati di segnale corrispondenti alla situazione di **ritorno a zero (RTZ)**, e i segnali che sono ottenuti sono riportati nelle fig. c e d.

Le forme d'onda dei segnali sono degli impulsi che durano meno dell'intero periodo T , cosicché il segnale ritorna a zero in ogni periodo, rendendo evidente una transizione del segnale che può essere utilizzato a scopo di temporizzazione.

Dato che gli impulsi RTZ sono più stretti di quelli NTZ, i segnali RTZ richiedono una ampiezza di banda superiore.

Un altro formato che fornisce informazioni temporali mediante transizioni sia nella forma $S_0(t)$ che nella forma $S_1(t)$, è il doppio impulso bipolare, in fig. e. Le forme d'onda sono:

$$S_0(t) = \begin{cases} -V & \text{per} \quad 0 \leq t \leq \frac{T}{2} \\ V & \text{per} \quad \frac{T}{2} \leq t \leq T \end{cases} \quad S_1(t) = \begin{cases} V & \text{per} \quad 0 \leq t \leq \frac{T}{2} \\ -V & \text{per} \quad \frac{T}{2} \leq t \leq T \end{cases}$$



TECNICHE DIGITALI SU PORTANTE ARMONICA

Quando il segnale modulante è un segnale a due livelli, come quello di fig. a, che rappresenta una sequenza di dati binari, il segnale corrispondente modulato è composto da due forme d'onda di segnalazione fondamentali, ciascuna delle quali corrisponde ad un livello in banda base.

Per fornire al ricevitore la migliore possibilità di riconoscere ciascuna forma d'onda di segnalazione nella sequenza costituente il segnale modulato, nel caso che sia ricevuto in circostanze più o meno avverse, si deve fare in modo che le due ampiezze di segnalazione siano il più distinguibili possibile.

Abbiamo tre tipi fondamentali di modulazione impulsiva su portante analogica e sono i seguenti:

- **ASK (Amplitude Shift Key)**: modulazione a spostamento di ampiezza;
- **FSK (Frequency Shift Key)**: modulazione a spostamento di frequenza;
- **PSK (Phase Shift Key)**: modulazione a spostamento di fase;

Modulazione ASK

Il codice di trasmissione utilizzato in questa tecnica può essere **bipolare** (1; -1), modulazione **ASK**, oppure può essere binario o **unipolare** (1; 0), modulazione **OOK** (On Off Key). La più utilizzata è la seconda tecnica.

Quando la velocità di segnalazione del segnale modulante è di $1/T$ bit/sec, le forme d'onda di segnalazione del segnale ASK sono

$$\begin{aligned} A_c \cos(2\pi f_c t) & \quad \text{per} \quad 0 \leq t \leq T \Rightarrow 1 \\ 0 & \quad \text{per} \quad 0 \leq t \leq T \Rightarrow 0 \end{aligned}$$

e rappresentano rispettivamente l'1 e lo 0.

Nella fig. b è rappresentata la modulazione ASK del segnale di fig. a.

Quando la forma d'onda portante

$$A_c \cos(2\pi f_c t + \varphi_c)$$

è modulata in ampiezza da $s(t)$ il segnale risultante è

$$s(t) \cdot A_c \cos(2\pi f_c t + \varphi_c)$$

poiché φ_c è costante non si perde di generalità quando $\varphi_c = 0$, il che rende il segnale modulato

$$s(t) \cdot A_c \cos(2\pi f_c t)$$

Nel caso particolare che $s(t)$ sia un segnale a due livelli coi livelli 0 e 1, il segnale modulato risulta essere

$$A_c \cos(2\pi f_c t) \quad \text{o} \quad 0$$

negli intervalli di tempo appropriati.

Modulazione FSK

La modulazione FSK si ottiene associando a ciascun simbolo due frequenze diverse di valore costante. Quindi la frequenza f_p della portante sposta il suo valore tra due frequenze f_d ed f_c fisse ($f_d < f_c$); cioè viene trasmessa la frequenza f_d in corrispondenza del bit 0 e la frequenza f_c in corrispondenza del bit 1.

Considerando la velocità di segnalazione del segnale modulante $1/T$ bit/sec si avrà quindi:

$$\begin{aligned} A_c \cos(2\pi f_d t) & \quad \text{per} \quad 0 \leq t \leq T \Rightarrow 0 \\ A_c \cos(2\pi f_c t) & \quad \text{per} \quad 0 \leq t \leq T \Rightarrow 1 \end{aligned}$$

La differenza $f_p - f_d = f_c - f_p$ è definita deviazione di frequenza Δf .

In fig. c è rappresentata la modulazione FSK del segnale di fig. a.

Quando la forma d'onda portante è modulata di frequenza da $s(t)$, il segnale risultante è

$$A_c \cos(2\pi f_c t + k \int_0^t s(t) dt + \varphi_c) \quad \text{con} \quad k \int_0^t s(t) dt = ks(t)t = 2\pi(f_d - f_c)t$$

La sua frequenza istantanea è

$$f_c + \frac{Ks(t)}{2\pi}$$

Quando $s(t)$ è un segnale a due livelli 0 e 1, la scelta del fattore di modulazione dato da

$$K = 2\pi(f_d - f_c)$$

produce un segnale FSK con frequenza di segnalazione f_c e f_d .

Modulazione PSK

Nella modulazione PSK la portante varia la sua fase in modo discontinuo. Si associa ad ogni stato logico un determinato salto di fase della portante. Per la modulazione di fase per permettere al ricevitore di riconoscere il messaggio di informazione anche in presenza di condizioni sfavorevoli è necessario che le due fasi delle due forme d'onda di segnalazione differiscano di π . Per la p.s.k. se la velocità di segnalazione della modulante è di $1/T$ bit/sec si avranno le seguenti forme di segnalazione:

$$A_c \cos(2\pi f_c t + \pi) = -A_c \cos(2\pi f_c t) \quad \text{per} \quad 0 \leq t \leq T \Rightarrow 0$$

$$A_c \cos(2\pi f_c t) \quad \text{per} \quad 0 \leq t \leq T \Rightarrow 1$$

Nella fig. d è rappresentata la modulazione PSK del segnale di fig. a.

Quando la forma d'onda portante è modulata di fase da $s(t)$, il segnale risultante PSK è:

$$A_c \cos(2\pi f_c t + 2\pi ks(t) + \varphi_c)$$

Imponendo $\varphi_c = 0$ e scegliendo il fattore di modulazione $K = 1/2$, il segnale modulato diventa

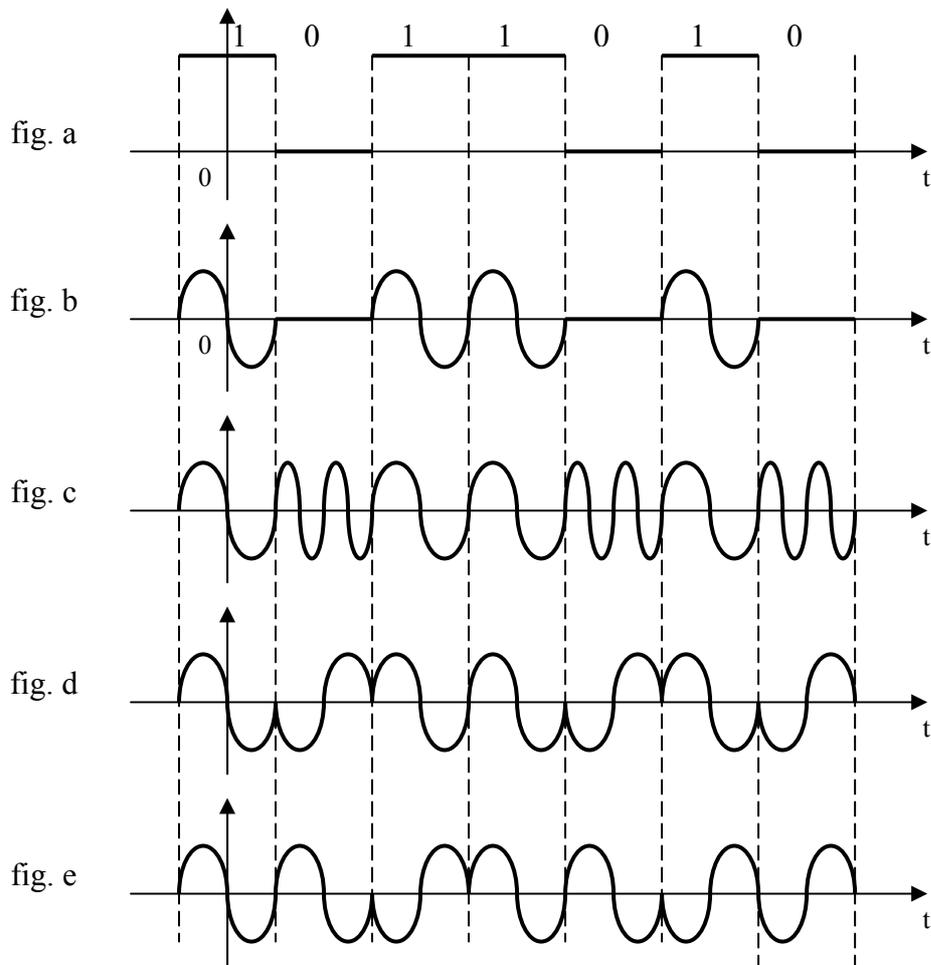
$$A_c \cos(2\pi f_c t + \pi) \quad \text{oppure} \quad A_c \cos(2\pi f_c t)$$

negli intervalli di tempo appropriati.

Modulazione PSDK

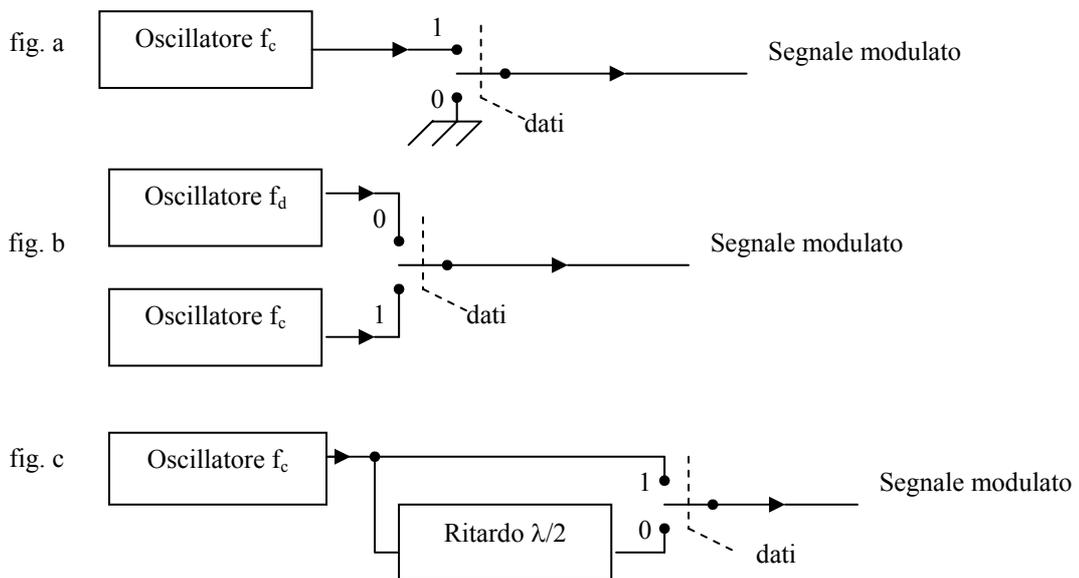
Nella normale modulazione di fase c'è un grosso inconveniente in quanto se la portante e il segnale ricevuto non sono perfettamente sincronizzati è possibile che il segnale non venga interpretato correttamente. Per evitare che ciò succeda si ricorre alla modulazione differenziata in cui nella generazione e nella decodifica ci si basa sul bit precedente eliminando, dopo la generazione del primo bit la portante. Ogni volta che si incontra un uno si cambia la fase, se si incontra uno zero essa rimane costante.

Un segnale modulato PSDK è rappresentato in fig. e.



SCHEMI A BLOCCHI DI DEMODULATORI

Negli intervalli di tempo appropriati. Si possono realizzare modulatori fornendo i dati in ingresso direttamente ad un interruttore che può scegliere la forma d'onda di segnale appropriata da una delle due sorgenti di segnale modulato.



Il modulatore a.s.k., rappresentato nella fig. a, accende o spegne semplicemente la sorgente della portante secondo al livello logico del segnale di ingresso. Per produrre un segnale a.s.k. con due ampiezze distinte ed entrambe diverse da zero l'interruttore può essere realizzato per introdurre una attenuazione.

Il modulatore f.s.k. della fig. b commuta tra due sorgenti di segnale di frequenza differente: il segnale risultante può essere discontinuo nei punti di transizione fra le due forme d'onda di segnalazione (discontinuità nella fase dei due segnali). Si possono produrre segnali preservandone la continuità della fase utilizzando un modulatore che commuti la frequenza di un singolo oscillatore.

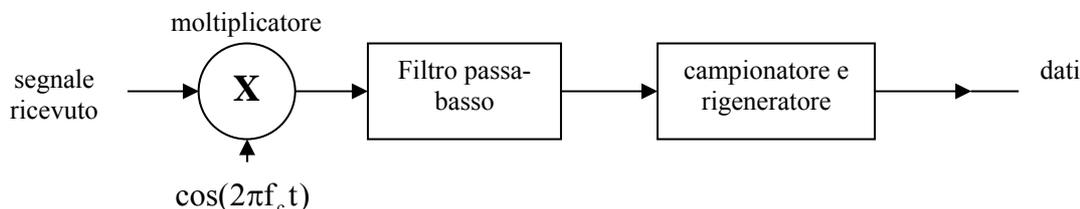
L'interruttore del modulatore p.s.k., fig. c, introduce un ritardo della durata di mezza lunghezza d'onda (cioè mezzo periodo) nel segnale proveniente dalla sorgente in modo da produrre un cambiamento di fase di π nel segnale modulato.

SCHEMI A BLOCCHI DI DEMODULATORI

Quando si riceve il segnale modulato, esso deve venire demodolato per ricostruire il segnale originario a due livelli. Dato che un segnale p.s.k. può assumere solo due valori

$$A_c \cos(2\pi f_c t) \quad \text{oppure} \quad -A_c \cos(2\pi f_c t)$$

in ogni intervallo di tempo, la sua demodulazione può essere realizzata rivelando il suo segno in ciascun intervallo di tempo. Questo è equivalente a rilevare la sua fase. Un demodulatore per segnali p.s.k. è riportato in modo schematico in figura.



Esso funziona moltiplicando il segnale in ingresso per il segnale di riferimento $\cos(2\pi f_c t)$, che è una versione generata localmente della portante non modulata. Il segnale di riferimento deve essere in fase con la portante non modulata. L'uscita del moltiplicatore è

$$\pm A_c \cos^2(2\pi f_c t) = \pm \frac{A_c}{2} [1 + \cos(4\pi f_c t)] \quad \left(\cos \frac{\alpha}{2} = \pm \sqrt{1 + \frac{\cos \alpha}{2}} \right)$$

dove il segno dipende dal segno del segnale modulato.

Quando questo segnale in uscita è filtrato da un filtro passa basso, tutto quello che resta è un segnale in banda base i cui livelli sono $\pm \frac{A_c}{2}$.

Il segnale in banda base è campionato nel rigeneratore, il quale ha il suo livello di soglia messo a zero e di conseguenza produce un 1 se il valore del campione supera il livello di soglia e uno 0 altrimenti. Il rigeneratore ha bisogno soltanto di decidere quale delle due forme d'onda di segnalazione è stata ricevuta. Basando la sua decisione sul fatto che il campione superi o meno il

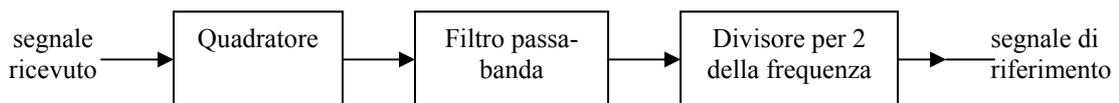
valore di soglia, può fornire una protezione contro il rumore che può contaminare il segnale ricevuto.

La demodulazione dei segnali a.s.k. può essere realizzata con lo stesso demodulatore, soltanto che il livello di soglia del rigeneratore deve essere messo su $\frac{A_c}{4}$ poiché i livelli risultanti in

banda base sono questa volta 0V e $\frac{A_c}{2}$.

La demodulazione con l'aiuto di un segnale di riferimento è indicato come demodulazione coerente.

Il segnale di riferimento generato localmente in un demodulatore p.s.k. può essere prelevato dal segnale modulato utilizzando una rete del tipo di figura.



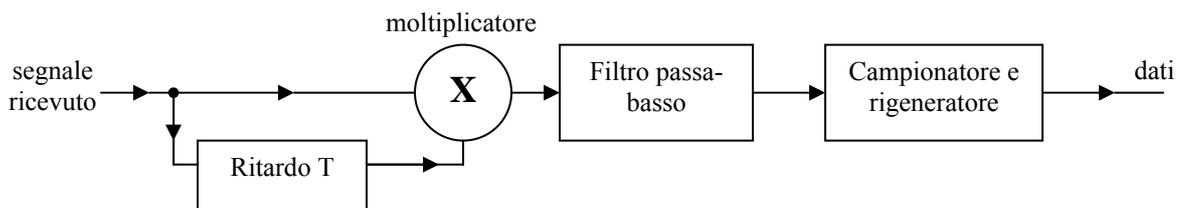
In questa rete, l'uscita del circuito quadratore è

$$[\pm A_c \cos(2\pi f_c t)]^2 = A_c^2 \cos^2(2\pi f_c t) = \frac{A_c^2}{2} [1 + \cos(4\pi f_c t)]$$

che rappresenta il segnale da cui è stata rimossa la modulazione. Il filtro passa banda rimuove la sua componente in banda base (ed eventuali componenti a frequenza elevata), fornendo un segnale

$$\frac{A_c^2}{2} \cos(4\pi f_c t)$$

a frequenza $2f_c$ da cui con una divisione a metà della frequenza si ottiene la portante non modulata. Un tipo alternativo di demodulazione per segnali p.s.k., detto demodulatore coerente differenziale, è riportato in figura.



Questo tipo di demodulazione evita l'uso del segnale di riferimento paragonando il segnale in ciascun intervallo di tempo con quello dell'intervallo precedente. Se il segnale è positivo, cioè non c'è cambiamento di fase, il rigeneratore mantiene la stessa uscita, se il segnale è negativo, il rigeneratore dà in uscita un livello opposto al precedente. Il diagramma a blocchi di un demodulatore per segnali f.s.k. è mostrato in figura.

Esso richiede due segnali di riferimento. In ogni intervallo di tempo il segnale f.s.k. può assumere soltanto una delle due forme seguenti:

$$A_c \cos(2\pi f_c t) \quad \text{oppure} \quad A_c \cos(2\pi f_d t)$$

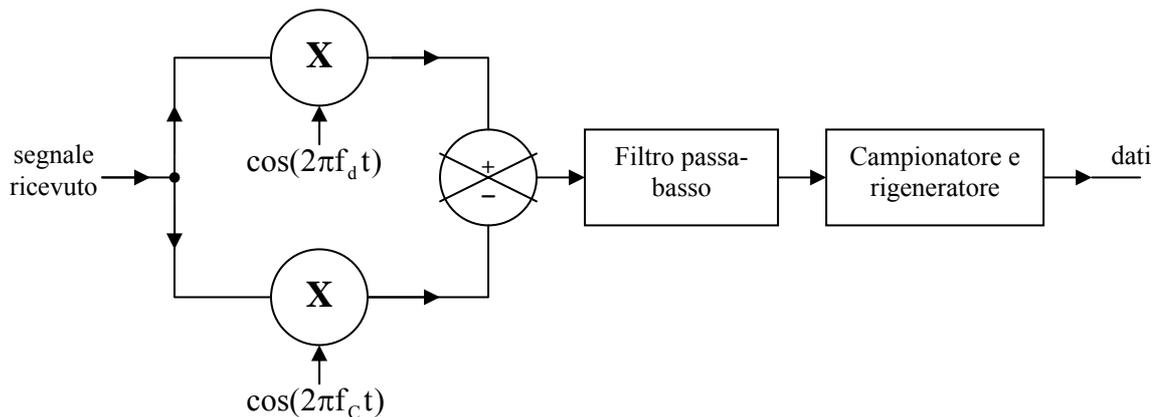
All'ingresso del filtro passa basso vi sarà:

Se il segnale ricevuto è $A_c \cos(2\pi f_d t)$

$$A_c \cos^2(2\pi f_d t) - A_c \cos(2\pi f_d t) \cos(2\pi f_c t) = \frac{A_c}{2} [1 + \cos(4\pi f_d t)] - A_c \cos(2\pi f_d t) \cos(2\pi f_c t)$$

Se il segnale ricevuto è $A_c \cos(2\pi f_c t)$

$$A_c \cos(2\pi f_d t) \cos(2\pi f_c t) - A_c \cos^2(2\pi f_c t) = A_c \cos(2\pi f_d t) \cos(2\pi f_c t) - \frac{A_c}{2} [1 + \cos(4\pi f_c t)]$$



Se il filtro passa passo rimuove tutte le componenti da questi segnali, eccetto la componente in banda base, adattando un filtro più stretto di quello per la p.s.k., la sua uscita sarà $\pm \frac{A_c}{2}$.

Passando questo segnale ad un rigeneratore con livello di soglia messo a zero si ottiene la rigenerazione dei dati binari esattamente nello stesso modo in cui la si ottiene nella modulazione p.s.k.

CONFRONTO DELLE TECNICHE DI MODULAZIONE

I fattori principali che influiscono sulla scelta di un metodo di modulazione per la trasmissione, con una portante armonica, di dati binari sono la facilità con cui il metodo può essere realizzato, la quantità di larghezza di banda richiesta per trasmettere i segnali, e infine la sensibilità al rumore del segnale trasmesso.

L'importanza relativa di questi fattori dipende dalla situazione, cosicché non è possibile scegliere un metodo come il migliore in assoluto.

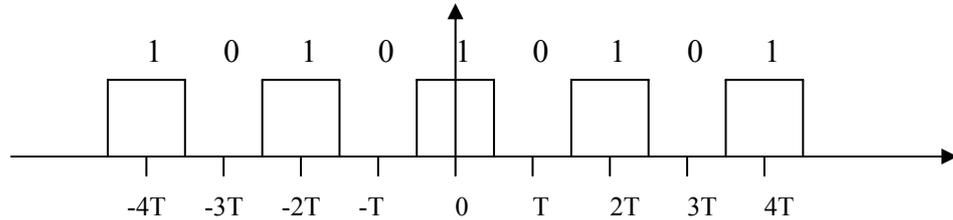
La descrizione dei modulatori e dei demodulatori fatta mostra che i sistemi richiesti per la a.s.k., p.s.k., f.s.k. sono tutti di complessità equivalente.

La conoscenza degli spettri dei segnali rende possibile l'esame delle richieste di ampiezza di banda di ciascun metodo di modulazione e il confronto con quelle degli altri. Un metodo che richieda una larghezza di banda inferiore a quella degli altri ha su di essi un chiaro vantaggio.

Analogamente, quando si confrontino le prestazioni dei differenti sistemi in presenza di rumori, il sistema che raggiunge la probabilità minima di errore in corrispondenza con un rapporto segnale/rumore fissato offre un vantaggio sugli altri sistemi.

SPETTRI DEI SEGNALI

Consideriamo la sequenza di dati ripetuta periodicamente ...0101010... emessa da una sorgente con una frequenza di $1/T$ bps. Questo messaggio può essere rappresentato da un segnale $s(t)$, come mostrato in figura, periodico di periodo $2T$.



Per ottenere le componenti di frequenza di questo segnale si determina la sua serie di Fourier. La scelta dell'origine dei tempi fatta rende il segnale simmetrico rispetto al tempo, escludendo tutte le componenti sinusoidali. La serie di Fourier per $s(t)$ è perciò data da

$$s(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos\left(\frac{2\pi n}{2T} t\right)$$

dove

$$a_0 = \frac{1}{2T} \int_{-T}^T s(t) dt = \frac{1}{2T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} 1 \cdot dt = \frac{1}{2}$$

e per $n > 0$

$$a_n = \frac{1}{T} \int_{-T}^T s(t) \cos\left(\frac{2\pi n}{2T} t\right) dt = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} 1 \cdot \cos\left(\frac{2\pi n}{2T} t\right) dt = \frac{1}{\pi n} \sin\left(\frac{\pi n}{2}\right)$$

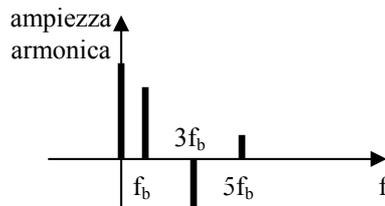
$$n = 1 \rightarrow a_1 = \frac{\sin \frac{\pi}{2}}{\frac{\pi}{2}} = \frac{2}{\pi}; \quad n = 2 \rightarrow a_2 = \frac{\sin \pi}{\pi} = 0; \quad n = 3 \rightarrow a_3 = \frac{\sin \frac{3\pi}{2}}{\frac{3\pi}{2}} = -\frac{2}{3\pi};$$

$$n = 4 \rightarrow a_4 = \frac{\sin 2\pi}{2\pi} = 0; \quad n = 5 \rightarrow a_5 = \frac{\sin \frac{5\pi}{2}}{\frac{5\pi}{2}} = \frac{2}{5\pi}; \quad n = 6 \rightarrow a_6 = \frac{\sin 3\pi}{3\pi} = 0$$

Da ciò si vede che le armoniche di ordine pari sono tutte nulle. Le componenti frequenza di $s(t)$ sono:

$$s(t) = \frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(\frac{n\pi}{2}\right)}{\frac{n\pi}{2}} \cdot \cos\left(\frac{2\pi n t}{2T}\right) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos\left(\frac{2\pi}{2T} t\right) - \frac{2}{3\pi} \cos\left(3 \frac{2\pi}{2T} t\right) + \frac{2}{5\pi} \cos\left(5 \frac{2\pi}{2T} t\right) + \dots$$

Questo spettro è riportato in figura



Poco più del 95% della potenza totale media del segnale è concentrata nella sua componente in corrente continua e nelle sue prime due componenti di frequenza. Per cui, se l'ampiezza di banda B di un segnale è definita, in modo abbastanza arbitrario, come l'intervallo di variazione della frequenza contenente il 95% della potenza media totale del segnale, allora per questo segnale

$$B = 3f - 0 = 3f = 3 \frac{1}{2T} = \frac{1,5}{T}$$

Se la sequenza considerata è quella che varia più rapidamente tra quelli che una sorgente può emettere, il segnale corrispondente è quello che varia più rapidamente, e che richiede perciò l'ampiezza di banda superiore a quella di qualsiasi altro segnale. L'analisi di questo segnale periodico, perciò, rende possibile un'analisi del caso peggiore che si possa verificare, per cui se un canale può sopportare questo segnale, può sopportare il segnale rappresentante un qualsiasi altro messaggio che la sorgente può emettere.

Quando l'ampiezza di una portante è modulata da $s(t)$, anche il segnale risultante è periodico. Può perciò essere scritto come:

$$s(t) \cos(2\pi f_c t) = \left\{ \frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos\left(n \frac{2\pi}{2T} t\right) \right\} \cos(2\pi f_c t);$$

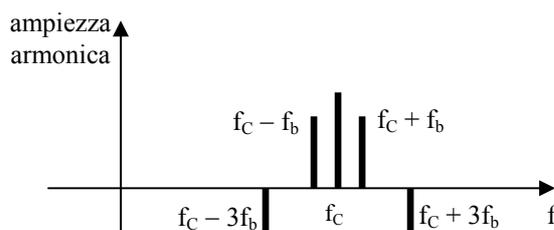
e usando gli a_n determinati dallo sviluppo in serie di Fourier di $s(t)$

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} \cos(2\pi f_c t) + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos\left(n \frac{2\pi}{2T} t\right) \cos(2\pi f_c t) = \\ & = \frac{1}{2} \cos(2\pi f_c t) + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \frac{1}{2} \left\{ \cos\left(n \frac{2\pi}{2T} t + (2\pi f_c t)\right) + \cos\left((2\pi f_c t) - n \frac{2\pi}{2T} t\right) \right\} = \\ & = \frac{1}{2} \cos(2\pi f_c t) + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \frac{1}{2} \left\{ \cos\left[2\pi\left(f_c + \frac{n}{2T}\right)t\right] + \cos\left[2\pi\left(f_c - \frac{n}{2T}\right)t\right] \right\} \\ & \left\{ \cos \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} [\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)] \right\} \end{aligned}$$

Questo spettro, riportato in figura, consiste in una traslazione dello spettro di $s(t)$ da $f = 0$ a $f = f_c$ oltre alla riflessione di questo spettro rispetto a $f = f_c$. L'ampiezza di banda del segnale modulato in ampiezza è

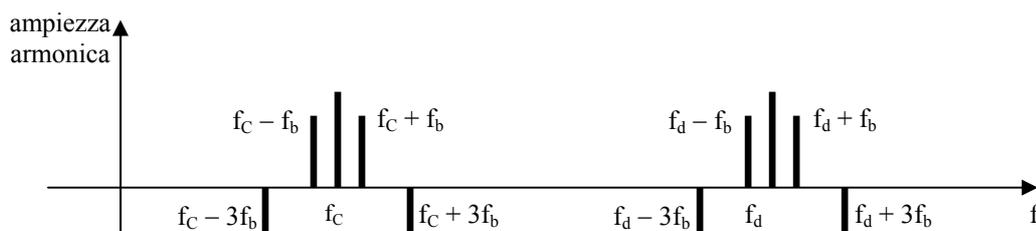
$$B = \frac{6}{2T} = \frac{3}{T} = 6f_b$$

cioè doppia dell'ampiezza di banda del segnale in banda base $s(t)$.



Il segnale f.s.k. ottenuto da una portante modulata in frequenza da $s(t)$ può essere visto come consistente di due forme d'onda intercalate, ciascuna avente la stessa forma della forma d'onda modulata in ampiezza. Il segnale f.s.k. può essere perciò scritto come (il segno - perché queste componenti sono sfasate di T , cioè di π , rispetto a quelle per f_d)

$$\begin{aligned}
 & s(t) \cos(2\pi f_d t) + s(t - T) \cos(2\pi f_c t) = \\
 & = \left\{ \frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos\left(n \frac{2\pi}{2T} t\right) \right\} \cos(2\pi f_d t) + \left\{ \frac{1}{2} - \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos\left(n \frac{2\pi}{2T} t\right) \right\} \cos(2\pi f_c t) = \\
 & = \frac{1}{2} \cos(2\pi f_d t) + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos\left(n \frac{2\pi}{2T} t\right) \cos(2\pi f_d t) + \frac{1}{2} \cos(2\pi f_c t) - \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos\left(n \frac{2\pi}{2T} t\right) \cos(2\pi f_c t) = \\
 & = \frac{1}{2} \cos(2\pi f_d t) + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} a_n \left\{ \cos\left[2\pi\left(f_d + \frac{n}{2T}\right)t\right] + \cos\left[2\pi\left(f_d - \frac{n}{2T}\right)t\right] \right\} + \\
 & + \frac{1}{2} \cos(2\pi f_c t) - \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} a_n \left\{ \cos\left[2\pi\left(f_c + \frac{n}{2T}\right)t\right] + \cos\left[2\pi\left(f_c - \frac{n}{2T}\right)t\right] \right\}
 \end{aligned}$$



Lo spettro f.s.k. è la somma dei due spettri a.s.k. La larghezza di banda f.s.k. è

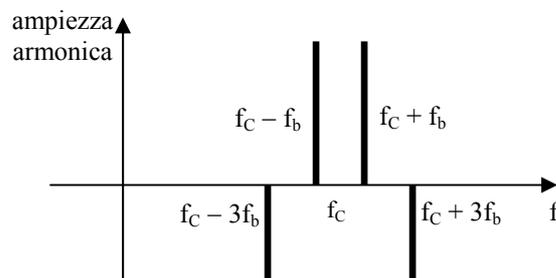
$$B = \frac{3}{T} + (f_d - f_c) = 6f_d + (f_d - f_c)$$

In cui si è assunto $f_d > f_c$, e quindi è più del doppio della larghezza di banda del segnale originale in banda base.

Anche il segnale p.s.k. ottenuto modulando di fase una portante con un segnale $s(t)$ può essere pensato come consistente di due segnali a.s.k. intercalati. Possiamo scrivere:

$$\begin{aligned}
& s(t) \cos(2\pi f_c t) + s(t - T) \{- \cos(2\pi f_c t)\} = \\
& = \left\{ \frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos\left(n \frac{2\pi}{2T} t\right) \right\} \cos(2\pi f_c t) + \left\{ \frac{1}{2} - \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos\left(n \frac{2\pi}{2T} t\right) \right\} [- \cos(2\pi f_c t)] = \\
& = \frac{1}{2} \cos(2\pi f_c t) + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos\left(n \frac{2\pi}{2T} t\right) \cos(2\pi f_c t) - \frac{1}{2} \cos(2\pi f_c t) + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos\left(n \frac{2\pi}{2T} t\right) \cos(2\pi f_c t) = \\
& = 2 \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos\left(n \frac{2\pi}{2T} t\right) \cos(2\pi f_c t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \left\{ \cos\left[2\pi\left(f_c + \frac{n}{2T}\right)t\right] + \cos\left[2\pi\left(f_c - \frac{n}{2T}\right)t\right] \right\}
\end{aligned}$$

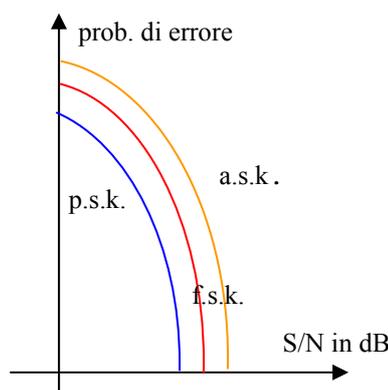
Lo spettro p.s.k. è perciò lo spettro a.s.k. con le componenti delle sequenze raddoppiate in ampiezza e il termine portante eliminato.



La larghezza di banda è la stessa di quella del segnale a.s.k., e doppia del segnale in banda base. Riassumendo, i segnali a.s.k. e p.s.k. richiedono le stesse larghezze di banda per la trasmissione, mentre i segnali f.s.k. ne richiedono più del doppio. I requisiti medi per la larghezza di banda dei segnali modulati possono essere determinati con l'ausilio di tecniche più sofisticate di quelle impiegate qui, che sono invece adatte al caso peggiore. Le conclusioni danno comunque le stesse indicazioni qui ottenute.

EFFETTI DEL RUMORE SUI SEGNALI

Quando i dati binari sono trasmessi mediante metodi che usano una portante, il rumore che contamina i segnali modulati può dare origine ad errori al ricevitore, facendo sì che questo scambi una forma di segnalazione per un'altra. La probabilità che si verifichino errori dipende dal rapporto segnale/rumore. In figura è riportata la probabilità di errore in funzione del rapporto portante/rumore in decibel per i tre metodi di modulazione.



Da questa figura, risulta chiaramente che, in termini di immunità al rumore, la p.s.k. è la migliore, seguita dalla f.s.k., con in ultimo la a.s.k.

SCELTA DELLE TECNICHE DI MODULAZIONE

Quando si sceglie una tecnica di modulazione, nella pratica, la a.s.k. è raramente utilizzata, poiché la modulazione della portante riduce automaticamente la potenza media del segnale modulato.

Le modulazioni di fase e di frequenza permettono invece entrambe la massima ampiezza di segnalazione. Perciò, la a.s.k. si trova in svantaggio in termini di rapporto segnale/rumore ed è inoltre sensibile all'attenuazione del segnale dovuta alla propagazione lungo percorsi con diramazioni.

Nella scelta tra la f.s.k. e la p.s.k. per la trasmissione di dati binari con una portante, la p.s.k. è avvantaggiata dato che richiede una larghezza di banda minore e possiede una immunità superiore agli effetti del rumore.

La scelta più comune come metodo di modulazione al momento sembra essere la p.s.k. a quattro fasi, in cui la fase della portante assume una delle quattro fasi in ciascun intervallo di segnalazione e perciò rappresenta una coppia di cifre binarie. Questa trova larga applicazione in alta frequenza. La scelta della f.s.k. predomina invece nelle applicazioni in bassa frequenza, quale la trasmissione di dati su portante lungo cavi, anche a causa della sua facilità di realizzazione. La p.s.k. a quattro fasi può essere realizzata con l'aiuto di quattro forme d'onda di segnalazione, ciascuna delle quali rappresenta una coppia diversa di cifre binarie. Per una prestazione ottimizzata, le fasi delle forme d'onda devono essere ugualmente spaziate, esse potrebbero essere:

$$\begin{aligned}
 s_0(t) &= A_c \cos\left(2\pi f_c t + \frac{\pi}{4}\right) & s_1(t) &= A_c \cos\left(2\pi f_c t + 3\frac{\pi}{4}\right) \\
 s_2(t) &= A_c \cos\left(2\pi f_c t + 5\frac{\pi}{4}\right) & s_3(t) &= A_c \cos\left(2\pi f_c t + 7\frac{\pi}{4}\right)
 \end{aligned}$$

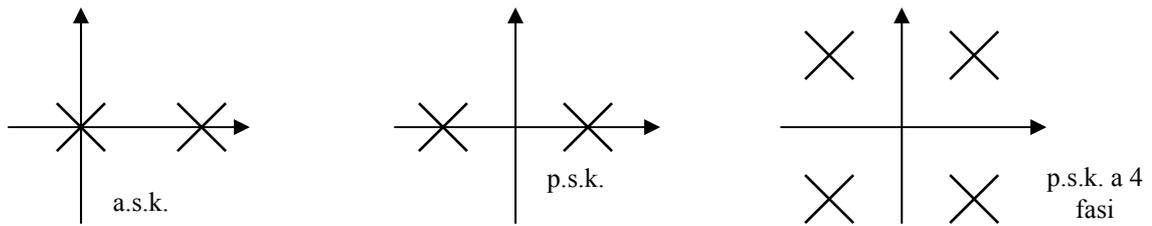
Queste forme d'onda di segnalazione possono essere scritte anche così:

$$\begin{aligned}
 s_0(t) &= \frac{A_c}{\sqrt{2}} \cos(2\pi f_c t) - \frac{A_c}{\sqrt{2}} \sin(2\pi f_c t) & s_1(t) &= \frac{A_c}{\sqrt{2}} \cos(2\pi f_c t) - \frac{A_c}{\sqrt{2}} \sin(2\pi f_c t) \\
 s_2(t) &= \frac{A_c}{\sqrt{2}} \cos(2\pi f_c t) - \frac{A_c}{\sqrt{2}} \sin(2\pi f_c t) & s_3(t) &= \frac{A_c}{\sqrt{2}} \cos(2\pi f_c t) - \frac{A_c}{\sqrt{2}} \sin(2\pi f_c t)
 \end{aligned}$$

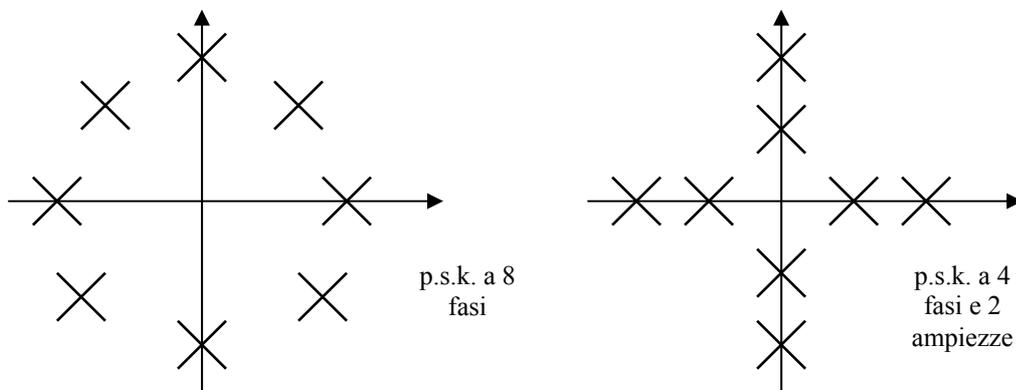
Questa forma di p.s.k. può perciò essere realizzata con una modulazione binaria di fase simultanea delle due portanti in quadratura

$$\frac{A_c}{\sqrt{2}} \cos(2\pi f_c t) \quad \text{e} \quad \frac{A_c}{\sqrt{2}} \sin(2\pi f_c t)$$

Le forme d'onda di segnalazione della a.s.k. e della p.s.k. possono essere rappresentate per punti in modo semplice su un diagramma polare per dare le rispettive fasi ed ampiezze.



La ricerca di sempre migliori tecniche di modulazione ha portato all'analisi delle tecniche di modulazione combinate, come i metodi della modulazione d'ampiezza e di fase.



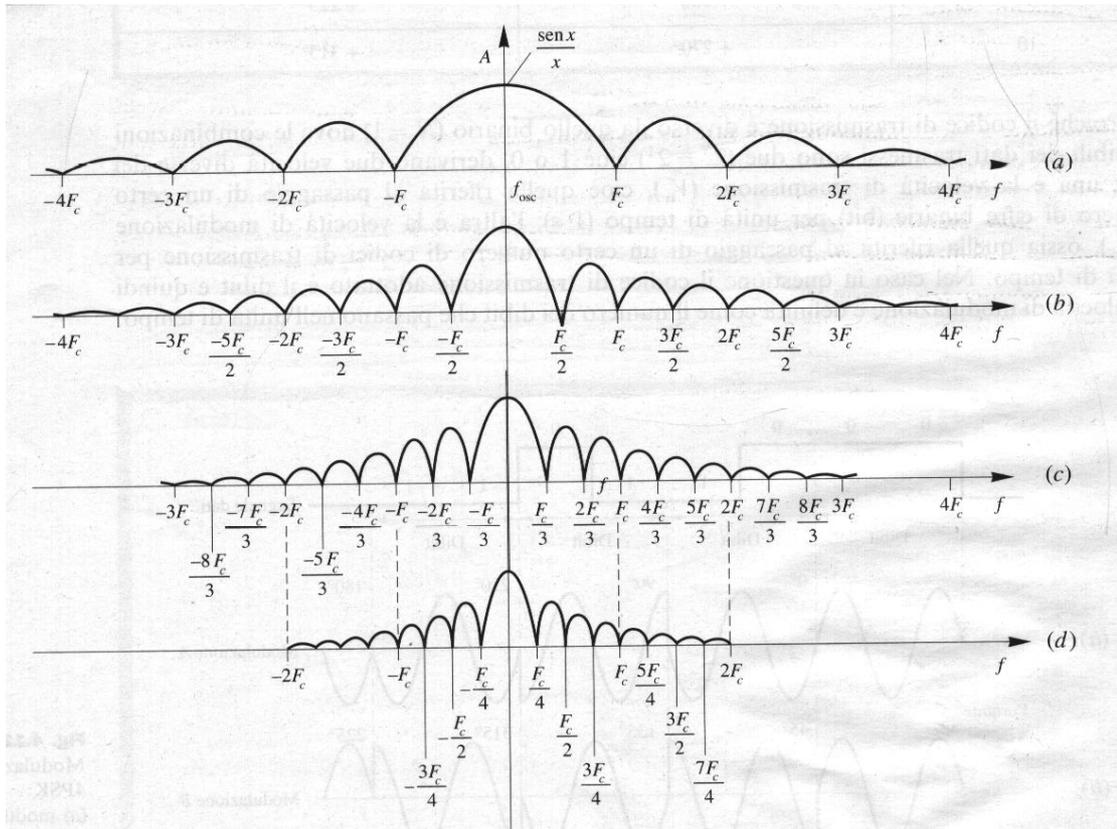
MODULAZIONE MULTILIVELLO. QAM

La modulazione multilivello è quella in cui in un baud vengono trasmessi n bit in cui n è maggiore o uguale a 2.

Ad esempio nella modulazione 4PSK la sequenza di bit da trasmettere viene divisa in coppie di due bit, chiamati dibit, e si associa ad ognuno di essi un determinato salto di fase (0° , 90° , 180° , 270°). La velocità di trasmissione è doppia e lo spettro del segnale risulta essere dimezzato.

Nella modulazione 8PSK la sequenza di bit viene divisa in gruppi di tre bit, chiamati tribit, ai quali viene associato un opportuno salto di fase (0° , 45° , 90° , 135° , 180° , 225° , 270° , 315°). La velocità di trasmissione è tripla e lo spettro diventa un terzo rispetto a quello della normale modulazione PSK.

Un particolare tipo di modulazione multilivello è la QAM nel quale si usa il quadribit (la sequenza di bit viene suddivisa in gruppi di quattro bit) aumentando la velocità di trasmissione e diminuendo la larghezza di banda. Si utilizza una modulazione combinata di fase ed ampiezza e più precisamente i tre bit più significativi determinano la modulazione di fase secondo il codice della 8PSK (Q_2 , Q_3 , Q_4) mentre il primo bit (Q_1) determina l'ampiezza.



Spettro emesso di un segnale modulato PSK: a) segnale 2PSK; b) segnale 4PSK; c) segnale 8PSK; d) segnale QAM.

APPENDICE

SVILUPPO IN SERIE DI FOURIER

Una funzione periodica del tempo, avente una determinata frequenza f , può essere scomposta nella somma di un termine costante e di infiniti termini sinusoidali di ampiezza opportuna e di frequenza uguale o multipla di quella data.

$$f(t) = A_0 + A_1 \cos \omega t + A_2 \cos 2\omega t + \dots + A_n \cos n\omega t + \dots \\ \dots + B_1 \sin \omega t + B_2 \sin 2\omega t + \dots + B_n \sin n\omega t + \dots$$

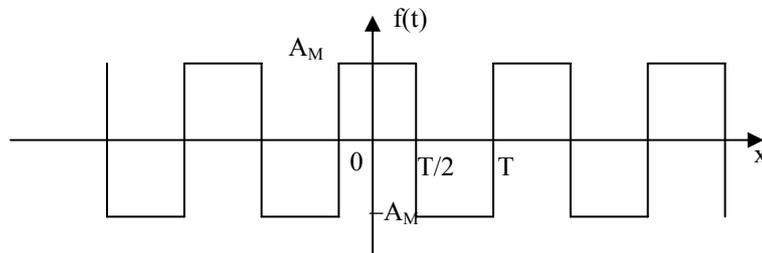
In cui A_0 è un termine costante, avente valore pari al valore medio della funzione data:

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt$$

Mentre i coefficienti degli addendi, si possono ricavare dalle seguenti formule:

$$A_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos n\omega t dt \quad B_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin n\omega t dt$$

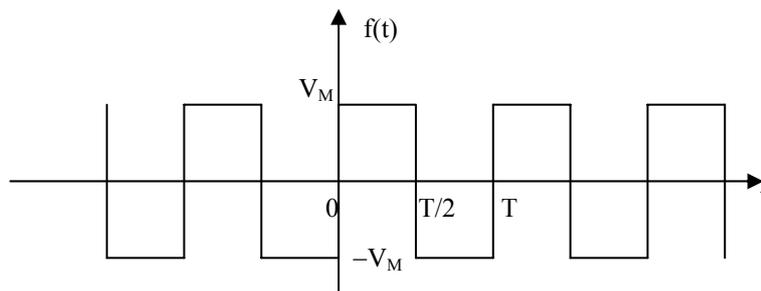
a) Se la funzione è simmetrica rispetto all'asse delle ordinate, si definisce pari: $f(t) = f(-t)$



allora nello sviluppo di Fourier si annulleranno i termini sinusoidali, cioè si annullano i coefficienti B_n , per cui lo sviluppo risulta formato dai soli termini cosinusoidali:

$$f(t) = A_0 + A_1 \cos \omega t + A_2 \cos 2\omega t + \dots + A_n \cos n\omega t + \dots$$

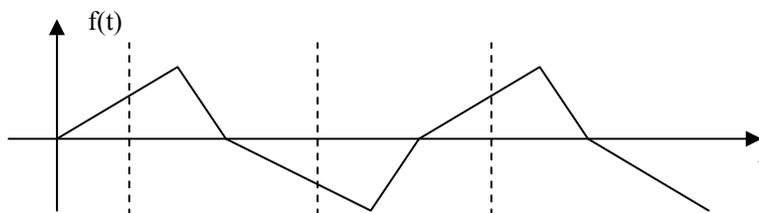
b) Se la funzione periodica è antisimmetrica rispetto all'asse delle ordinate (simmetrica rispetto all'origine) si dice dispari: $f(t) = -f(-t)$



Nello sviluppo di Fourier sono nulli i coefficienti A_n e A_0 , per cui lo sviluppo è formato dai soli termini sinusoidali:

$$f(t) = B_1 \sin \omega t + B_2 \sin 2\omega t + \dots + B_n \sin n\omega t + \dots$$

c) se la funzione periodica è anche alternativa, con semiperiodi non simmetrici rispetto all'asse medio del semiperiodo, il suo sviluppo manca delle armoniche di ordine pari, cioè:



$$A_0 = A_2 = A_4 = \dots = A_{2n} = 0 = B_2 = B_4 = B_6 = \dots = 0$$

d) Se la funzione periodica è alternativa con semiperiodi simmetrici rispetto all'asse medio del semiperiodo, lo sviluppo manca delle armoniche di ordine pari e dei termini cosinusoidali:

$$f(t) = B_1 \sin \omega t + B_3 \sin 3\omega t + \dots$$

