

UNITÀ

8

Tecniche di trasmissione analogiche e digitali

Leggere prima la mappa concettuale. Concentrarsi su questo file in particolare sulle parti sottolineate e/o evidenziate fino a pag. 321 saltando le parti barrate.

- 8.1 Tecniche di trasmissione analogiche
- 8.2 Modulazioni analogiche e armonica
- 8.3 Modulazioni analogiche con portante impulsiva
- 8.4 Modulazioni digitali con portante armonica
- 8.5 Modulazioni digitali con portante impulsiva
- 8.6 Conversione di frequenza
- 8.7 Multiplazione
- 8.8 Trasmissione dati
- 8.9 Interfacce seriali



Contenuti
multimediali

- NA 8.1 PLL: anello ad aggancio di fase
- NA 8.2 Interfacce
- LAB 8.1 Modulazioni
- Fogli tecnici

Prerequisiti

- > Segnali sinusoidali e formule trigonometriche
- > Teorema di Fourier
- > Campionamento e quantizzazione

Competenze

- > **Conoscenze**
 - Sistemi di trasmissione
 - Tipi di modulazioni
 - Segnali modulati e rappresentazione spettrale
 - Multiplazione FDM e TDM
 - Tecniche di trasmissione dati
 - Interfacce e protocolli di comunicazione
- > **Abilità**
 - Comprendere le problematiche relative alla trasmissione dei segnali
 - Valutare le caratteristiche dei vari tipi di modulazione
 - Scegliere e implementare il protocollo di comunicazione per la trasmissione dati in funzione delle specifiche applicative

La trasmissione di segnali, di tipo digitale o analogico, riveste grande importanza in Elettronica sia per la vastità e l'eterogeneità dei campi applicativi, sia per la molteplicità delle tecniche con cui può essere effettuata e delle problematiche che essa coinvolge, sia infine per il crescente sviluppo della tecnologia e della scienza telematica.

In linea generale **un sistema di trasmissione comprende un trasmettitore**, che emette il segnale a cui è associata l'informazione, **un mezzo di trasmissione**, attraverso il quale la trasmissione viene trasferita, **e un ricevitore**, che fornisce in uscita una riproduzione riconoscibile del segnale trasmesso. I segnali da trasmettere possono essere segnali vocali, segnali televisivi, sequenze di dati digitali fornite da elaboratori, segnali provenienti da sensori remoti. In ogni caso, attraversando il mezzo di trasmissione, chiamato anche *canale*, **i segnali subiscono distorsioni e attenuazioni e vengono alterati dal rumore e da interferenze**; il ricevitore deve essere in grado di ricostruire o interpretare correttamente l'informazione trasmessa.

La scelta della tecnica di trasmissione è condizionata principalmente dalla distanza a cui deve essere trasferita l'informazione, **dalla velocità di trasmissione richiesta e dalle caratteristiche del mezzo trasmissivo**. A ciò si aggiunge il fatto che quasi sempre si ha l'esigenza di effettuare più comunicazioni contemporaneamente utilizzando un unico mezzo trasmissivo.

Mentre, per distanze molto limitate, spesso basta condizionare i segnali in modo da garantire una sufficiente immunità al rumore, ricorrendo per esempio alla conversione tensione-corrente oppure alla conversione analogico-digitale con livelli elettrici adeguati, per distanze di una certa entità si rende quasi sempre necessario l'uso di tecniche di *modulazione* e di *multiplazione*.

Nel campo della trasmissione di segnali, hanno assunto grande rilevanza i sistemi di *trasmissione dati*, sia su aree estese sia in ambito locale. Fra le numerose problematiche a essi inerenti, sono fondamentali quelle relative all'*interfacciamento* fra apparati di elaborazione e apparati di trasmissione. In particolare risulta sempre più evidente la necessità di implementare le interfacce secondo i criteri standardizzati e riconosciuti in ambito internazionale.

8.1 Tecniche di modulazione

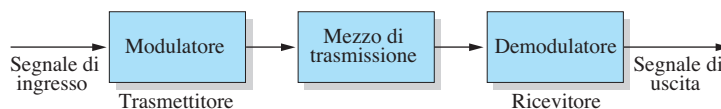
Il processo di modulazione consiste essenzialmente nell'impiego di un segnale, detto *portante* (*carrier*), per trasferire il contenuto informativo di un altro segnale, detto *modulante*, al fine di adattare le caratteristiche del segnale da trasmettere ai mezzi trasmissivi a disposizione oltre che consentire la trasmissione simultanea, attraverso un unico mezzo, di più segnali provenienti da diverse sorgenti. La forma d'onda modulante può per esempio essere un segnale audio (20 Hz ÷ 20 kHz) mentre la portante può essere un segnale sinusoidale ad alta frequenza, adatto quindi a essere irradiato, se si usa lo spazio come mezzo trasmissivo (canale hertziano).

La modulante modifica uno o più parametri (ampiezza, frequenza, fase) della portante con una legge precisa e definita; il segnale che si ottiene, ovvero il *segnale modulato*, è ovviamente correlato con il segnale modulante e ne contiene quindi l'informazione; questa può essere estratta, dopo la trasmissione, con un processo di *demodulazione* effettuato nel ricevitore. In **fig. 8.1** è illustrato lo schema base di un generico sistema di comunicazione che comprende un processo di modulazione.

Fra le varie tecniche di modulazione, riassunte in **tab. 8.1**, si possono distinguere la *modulazione analogica* e quella *digitale* (vedi par. 8.4), intendendo con ciò che la forma d'onda modulante è in un caso analogica e nell'altro digitale. In entrambi i casi poi, la portante può essere un *segnale armonico*, ovvero di tipo sinusoidale, o un *segnale impulsivo*.

fig. 8.1

Sistema di trasmissione.



tab. 8.1 Tipi di modulazioni.

Modulazioni analogiche							Modulazioni digitali				
Portante armonica			Portante impulsiva				Portante armonica			Portante impulsiva	
AM DSB SSB	FM	PM	PAM	PWM	PPM	PFM	ASK OOK	FSK	PSK	PCM	DM

8.2 Modulazioni analogiche con portante armonica

Si consideri la situazione in cui il segnale modulante sia esprimibile con la relazione

$$v_m(t) = V_m \cos \omega_m t \quad [8.1]$$

e la portante, anch'essa di tipo sinusoidale con pulsazione $\omega_p \gg \omega_m$, sia espressa dalla relazione

$$v_p(t) = A \cos \varphi(t) = A \cos(\omega_p t + \theta) \quad [8.2]$$

La portante potrà essere modulata variando, in funzione di $v_m(t)$, l'ampiezza A , oppure la pulsazione ω_p (e quindi la frequenza f_p), oppure la fase θ . Si ottengono così la modulazione di ampiezza (AM) e le modulazioni angolari, di frequenza (FM) e di fase (PM).

8.2.1 Modulazione di ampiezza (AM)

In fig. 8.2 è illustrato lo schema di principio. Si supponga che l'ampiezza A della portante dipenda da $v_m(t)$ secondo la relazione $A(t) = A + k_a V_m \cos \omega_m t$. Sostituendo nell'eq. [8.2] all'ampiezza A l'espressione $A(t)$ e scegliendo, per comodità, il riferimento temporale in modo che sia $\theta = 0$, si ottiene l'espressione del segnale modulato

$$v(t) = A \left(1 + k_a \frac{V_m}{A} \cos \omega_m t \right) \cos \omega_p t = A (1 + m \cos \omega_m t) \cos \omega_p t \quad [8.3]$$

dove k_a è una costante che dipende dal modulatore e il fattore

$$m = k_a \frac{V_m}{A} \quad \leftarrow \text{Indice di modulazione}$$

[8.4]

Contiene l'informazione da trasmettere

Portante sinusoidale: trasporta il segnale modulante

ESERCIZI

> 1-5



LAB 8.1

Modulazioni

fig. 8.2

Modulazione AM: schema di principio.

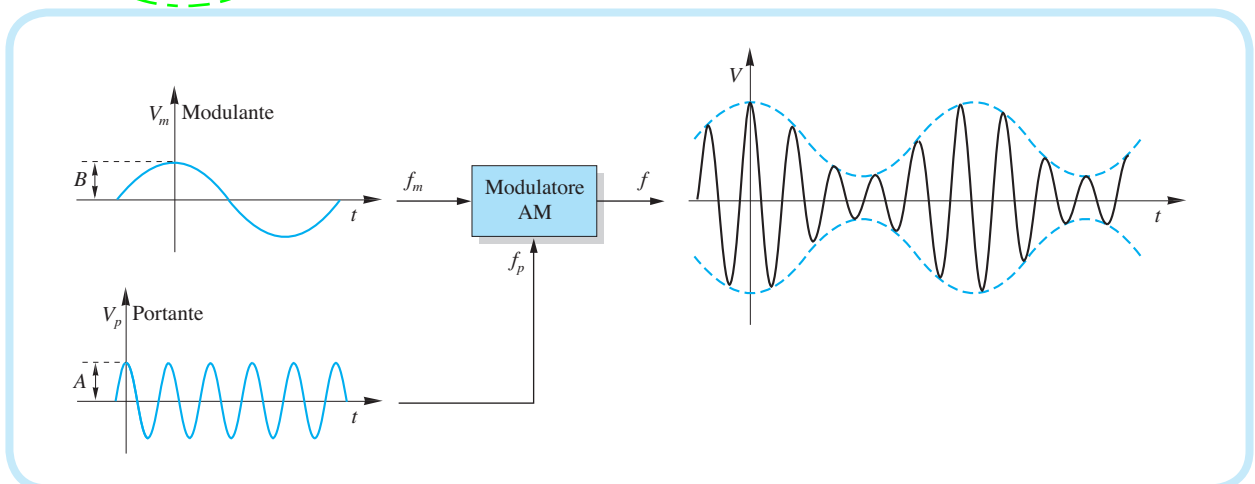
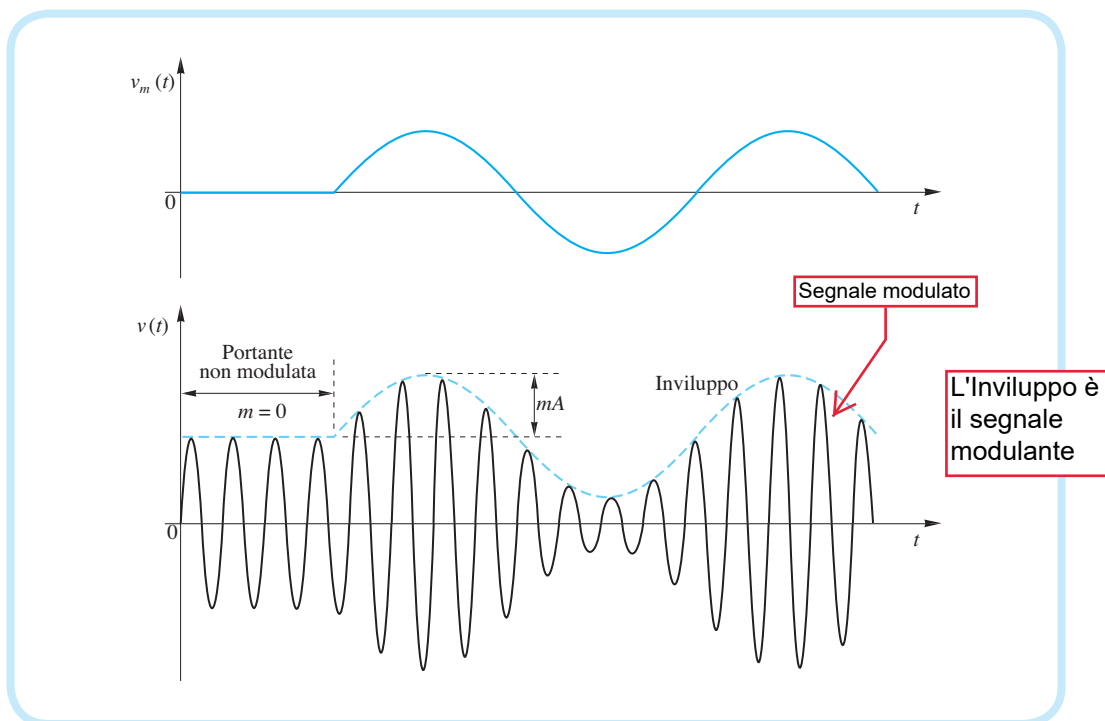


fig. 8.3

Segnale modulante e segnale modulato con indice di modulazione $m=0,75$.



ESERCIZIO

> 1

è detto indice di modulazione o profondità di modulazione. L'indice di modulazione specifica di quanto la modulante incide sulla portante e deve presentare valori compresi fra 0 e 1; per $m > 1$ si ha un'onda distorta o sovramodulata. In fig. 8.3 è illustrato il segnale modulato con indice di modulazione $m=0,75$ (o, secondo una terminologia più comune, con modulazione del 75%). Si noti che l'inviluppo del segnale modulato riproduce proprio il segnale modulante.

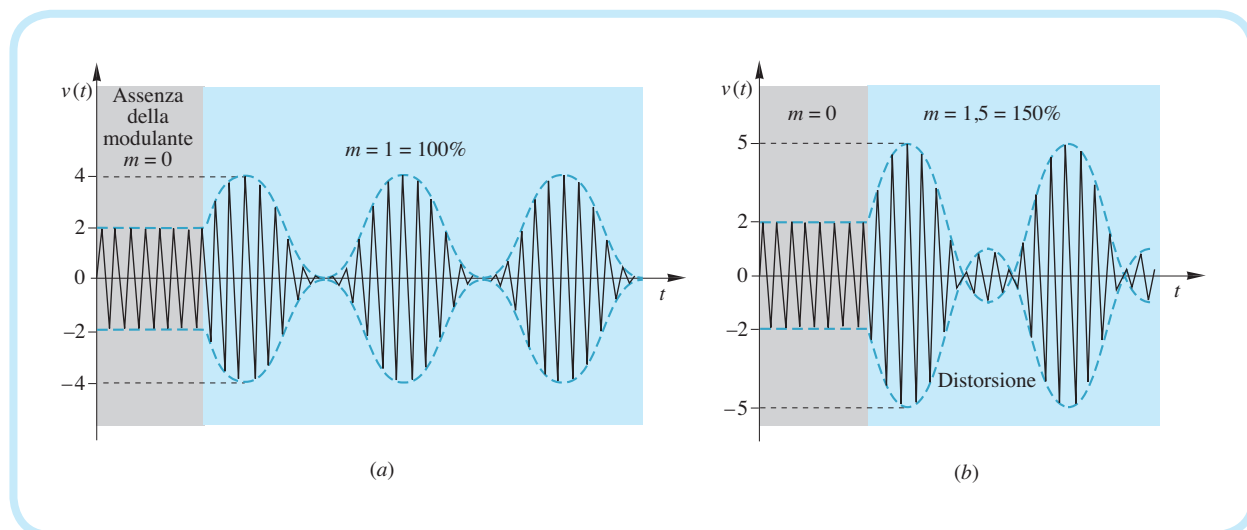
fig. 8.4

Segnali modulati AM con indice di modulazione
(a) $m=1$ e
(b) $m=1,5$.

In fig. 8.4 sono invece illustrati i segnali modulati, rispettivamente, con indice di modulazione $m=1$ e $m=1,5$; la fig. 8.4b presenta un'evidente distorsione.

Sviluppando con le formule di Werner la relazione [8.3] si ricava l'espressione

$$\longrightarrow v(t) = A \cos 2\pi f_p t + \frac{mA}{2} \cos 2\pi (f_p - f_m)t + \frac{mA}{2} \cos 2\pi (f_p + f_m)t \quad [8.5]$$



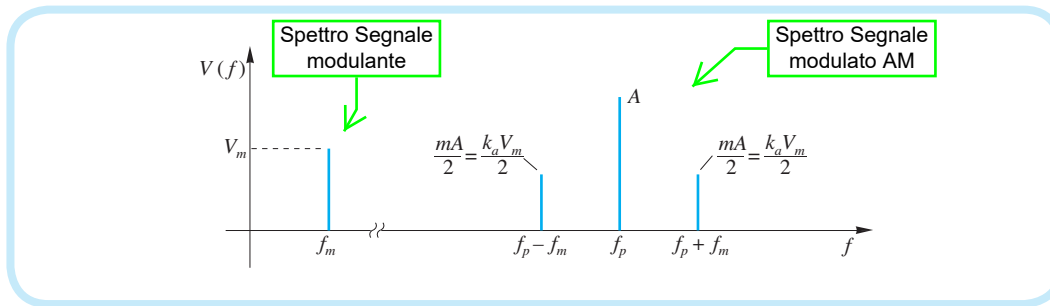


fig. 8.5

Spettri di frequenza di un segnale modulante sinusoidale e del relativo segnale modulato (AM).

che pone in evidenza le componenti del segnale modulato. Lo spettro di frequenza del segnale modulato è illustrato in **fig. 8.5** insieme allo spettro del segnale modulante di ampiezza V_m . Si nota la presenza di una componente di ampiezza A e frequenza f_p e di due componenti laterali di ampiezza $\frac{mA}{2} = \frac{k_a V_m}{2}$ e frequenza, rispettivamente, $f_p - f_m$ e $f_p + f_m$. Risulta quindi evidente che, per effetto della modulazione, il segnale $v_m(t)$ viene traslato in un campo di frequenze superiore ed esattamente a valori che dipendono dalla portante scelta (f_p). In tal modo segnali di bassa frequenza possono essere convertiti in segnali ad alta frequenza così da poter essere trasmessi lungo un canale di trasmissione; un caso tipico è la radiodiffusione, in cui i segnali audio vengono convertiti in segnali a radiofrequenza e trasmessi nello spazio.

La possibilità di modulare più segnali, in particolare segnali audio, con portanti di frequenze diverse consente poi di effettuare trasmissioni radiofoniche da più stazioni mantenendo distinti i segnali provenienti da ciascuna di esse. Così per esempio le trasmissioni radio in onde medie avvengono con portanti di frequenza f_p compresa fra 540 e 1600 kHz distanziate, l'una dall'altra, di 10 kHz.

Ogni stazione radio ha la sua portante

Dall'esame dello spettro di fig. 8.5 si deduce che quanto più alto è l'indice di modulazione tanto più alta risulta l'ampiezza delle componenti laterali e quindi del segnale utile che verrà estratto alla ricezione.

R rappresenta la resistenza equivalente che il Modulatore vede in direzione del Canale di trasmissione

Potenza del segnale modulato. Per valutare la potenza del segnale modulato si considera l'eq. [8.5] supponendo che il modulatore sia chiuso su un carico resistivo R sul quale viene dissipata la potenza.

ESERCIZIO

> 5

La potenza totale è data dalla somma delle potenze relative alle tre componenti spettrali: P_p relativa alla portante, P_I relativa alla componente di frequenza inferiore $f_p - f_m$, P_S relativa alla componente di frequenza superiore $f_p + f_m$, ossia

$$P_T = P_p + P_I + P_S \quad [8.6]$$

La potenza effettiva è data da

$$P = \frac{V_{RMS}^2}{R} = \frac{\left(\frac{V_{max}}{\sqrt{2}}\right)^2}{R} = \frac{V_{max}^2}{2R} \quad [8.7]$$

V_{RMS} è il valore efficace
Si sfrutta la legge di Joule

dove V_{RMS}^2 è il valore efficace della tensione, V_{max} è il valore di picco ed R è il carico applicato in uscita.

Poiché per la portante $V_{max} = A$, e per le righe laterali $V_{max} = \frac{mA}{2}$, si ricava

$$P_p = \frac{A^2}{2R} \quad P_I = \frac{m^2 A^2}{8R} \quad P_S = \frac{m^2 A^2}{8R} \quad [8.8]$$

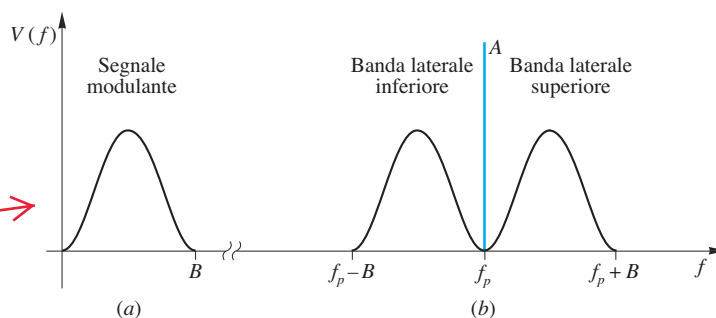
e in definitiva

$$P_T = P_p + P_I + P_S = \frac{A^2}{2R} + \frac{m^2 A^2}{4R} = P_p \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) \quad [8.9]$$

fig. 8.6

Spettri di frequenza di un segnale modulante complesso e del segnale modulato.

Il segnale modulante è generico e non più una sola sinusoide



Si nota che per $m = 1$ la potenza complessiva associata alle due componenti laterali è pari alla metà di quella associata alla portante. Inoltre la potenza P_p non varia con l'indice di modulazione mentre le potenze P_I e P_S aumentano con m^2 .

Un parametro che permette di confrontare le potenze associate alle componenti laterali con quella della portante è il **rendimento della modulazione** η

$$\eta = \frac{P_I}{P_T} = \frac{P_S}{P_T} = \frac{m^2}{2m^2 + 1} \quad \text{Non molto alto} \quad [8.10]$$

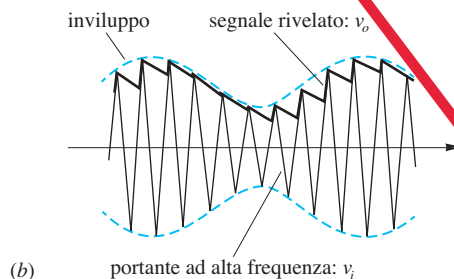
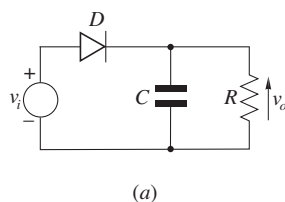
che raggiunge il valore massimo del 16,7% per $m = 1$.

Modulante non armonica. Quanto detto in riferimento a una modulante sinusoidale vale ovviamente anche per segnali modulanti complessi. In fig. 8.6 è illustrato lo spettro di un segnale non sinusoidale con larghezza di banda B accanto a quello del segnale modulato; in questo caso si notano, oltre alla portante A , una **banda laterale inferiore** e una **banda laterale superiore** delimitate dalle frequenze $f_p - B$ e $f_p + B$.

Si noti che il contenuto informativo del segnale modulante originario è conservato ed espresso da entrambe le bande laterali (o da entrambe le righe laterali riferendosi a fig. 8.5); la portante, che non possiede alcun contenuto informativo, viene di solito trasmessa unicamente per consentire la demodulazione del segnale alla ricezione. Il circuito di demodulazione può essere il **rivelatore a diodo e condensatore** illustrato in fig. 8.7a. Il segnale modulato v_i viene applicato all'ingresso del rivelatore; durante la conduzione del diodo, C si carica al valore di picco di v_i , per poi scaricarsi su R quando il diodo non conduce. Se il valore della costante di tempo RC è scelto opportunamente, il segnale v_o segue abbastanza fedelmente l'involuppo della portante e restituisce quindi il segnale modulante.

fig. 8.7

(a) Rilevatore di involuppo e (b) forme d'onda relative.



Soppressione della portante. Un **primo inconveniente** di questa tecnica consiste nel fatto che l'elevata potenza richiesta per trasmettere la portante risulta sostanzialmente sprecata dal momento che quest'ultima non contiene l'informazione. Un **altro inconveniente** è dato dal fatto che lo spettro del **segnale modulato occupa un ampio campo di frequenza** (da $f_p - B$ a $f_p + B$) limitando le potenzialità offerte dalla traslazione di frequenza (vedi par. 8.6).

Per questi motivi vengono anche utilizzate tecniche di modulazione AM particolari, quali la DSB (*Double Side Band*) e la SSB (*Single Side Band*) o BLU (*Banda laterale Unica*).

Con la tecnica **DSB** vengono trasmesse solo le bande laterali e la portante è soppressa. Tuttavia, per permettere la demodulazione, alla ricezione occorrerà ricostruire e reinserire la portante, operazione che comporta quasi sempre distorsione del segnale. In pratica spesso non si elimina completamente la portante ma la si trasmette a un livello ridotto in modo da rendere più agevole la ricostruzione.

Molto usata è la tecnica **SSB**, specie nelle trasmissioni audio in cui interessa solo l'intelligibilità del messaggio ricevuto e, in certa misura, sono tollerabili distorsioni di fase ed errori di frequenza (p. es. nei radiotelefoni). In questo caso **vengono soppresse sia la portante sia una delle bande laterali** e si trasmette solo o la banda laterale inferiore (LSB: *Low Side Band*) o quella superiore (USB: *Upper Side Band*). **Si ottiene così una riduzione ancora maggiore della potenza richiesta**; inoltre lo spettro del segnale modulato viene a occupare un campo di frequenza limitato alla sola larghezza di banda B del segnale modulante. Ovviamente, per demodulare il segnale, occorre ricostruire la portante e il ricevitore risulta quindi piuttosto complesso e sofisticato.

8.2.2 Modulazione di frequenza (FM)

Questo tipo di modulazione si ottiene variando la frequenza (ovvero la pulsazione) della portante in funzione dell'informazione da trasmettere. Si supponga che la portante sia il segnale armonico espresso dall'eq. [8.2], in cui, per semplicità, sia $\theta = 0$.

Riferendoci al segnale modulante sinusoidale espresso dall'eq. [8.1], la *pulsazione istantanea* ω del segnale modulato sarà

$$\omega = \omega_p + k_f V_m \cos \omega_m t \quad [8.11]$$

dove k_f è una costante di proporzionalità caratteristica del modulatore.

La **frequenza istantanea del segnale modulato** sarà quindi

$$f = f_p + \frac{k_f}{2\pi} V_m \cos \omega_m t = f_p + \Delta f \cos \omega_m t \quad [8.12]$$

dove $\Delta f = k_f V_m / 2\pi$ è la **deviazione di frequenza**. Quest'ultima rappresenta la massima differenza tra la frequenza del segnale modulato e la frequenza f_p propria della portante.

Volendo ricavare l'espressione analitica del segnale modulato, occorre considerare che il suo angolo di fase istantanea $\varphi(t)$ viene a dipendere dalla pulsazione istantanea ω espressa dall'eq. [8.11]. Poiché vale la relazione $\omega = d\varphi/dt$, la fase istantanea risulta

$$\varphi(t) = \int \omega dt = \int (\omega_p + k_f V_m \cos \omega_m t) dt = \omega_p t + k_f \frac{V_m}{\omega_m} \sin \omega_m t \quad [8.13]$$

L'espressione del **segnale modulato** sarà quindi

$$v(t) = A \cos \varphi(t) = A \cos \left(\omega_p t + k_f \frac{V_m}{\omega_m} \sin \omega_m t \right) = A \cos \left(2\pi f_p t + \frac{\Delta f}{f_m} \sin \omega_m t \right) \quad [8.14]$$

Il fattore

$$m_f = \frac{\Delta f}{f_m} \quad \leftarrow \text{Indice di modulazione} \quad [8.15]$$

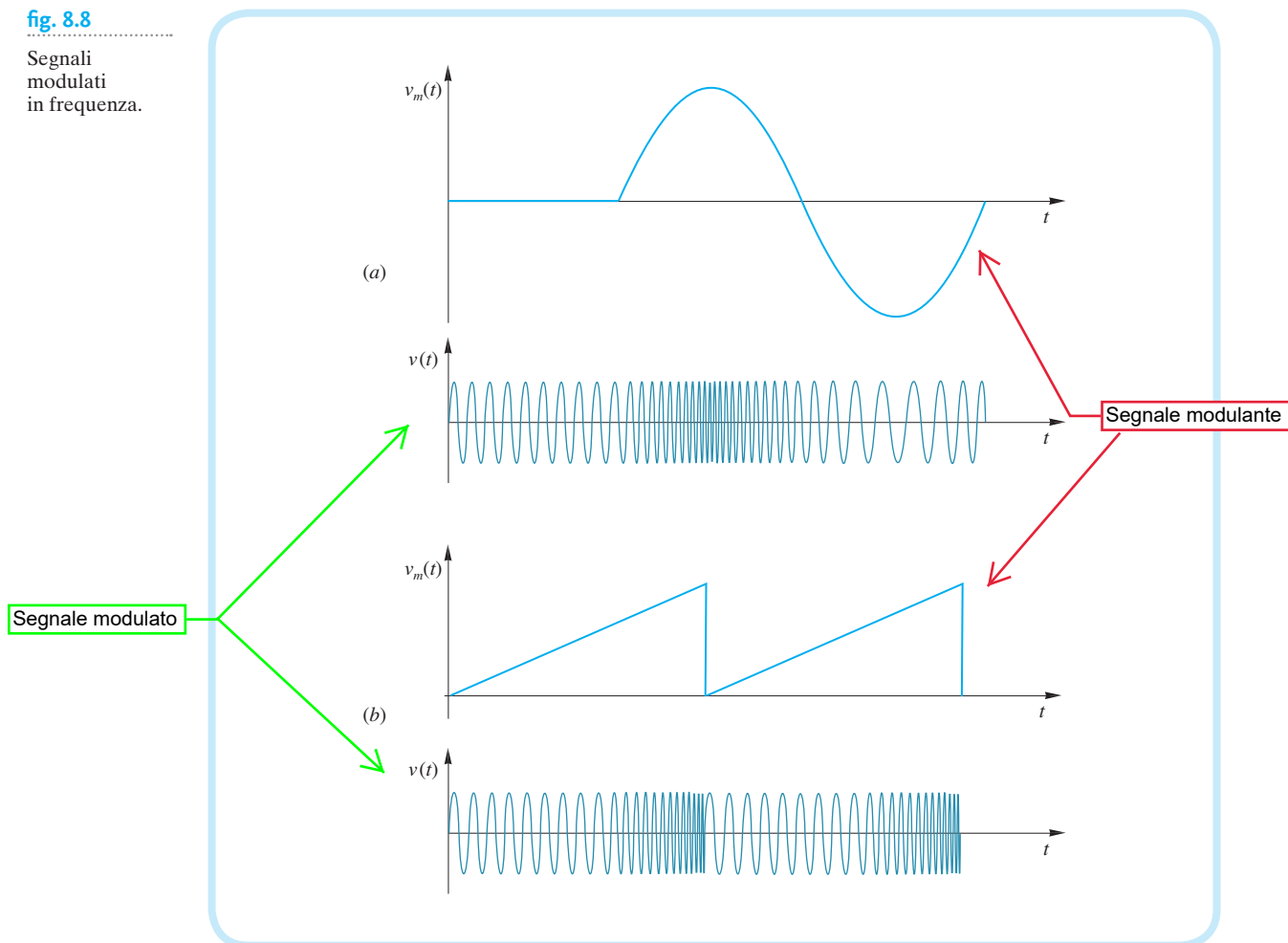
è detto **indice di modulazione** ed esprime il rapporto fra la deviazione di frequenza dovuta alla modulazione e la frequenza del segnale modulante.

ESERCIZI

> 6, 7

fig. 8.8

Segnali
modulati
in frequenza.



Quanto detto relativamente a un segnale modulante armonico (*vedi fig. 8.8a*) vale anche per segnali analogici di forma qualsiasi (*vedi p. es. fig. 8.8b*), nel qual caso, ovviamente, la pulsazione istantanea è espressa dalla relazione

$$\omega = \omega_p + k_f v_m(t) \quad [8.16]$$

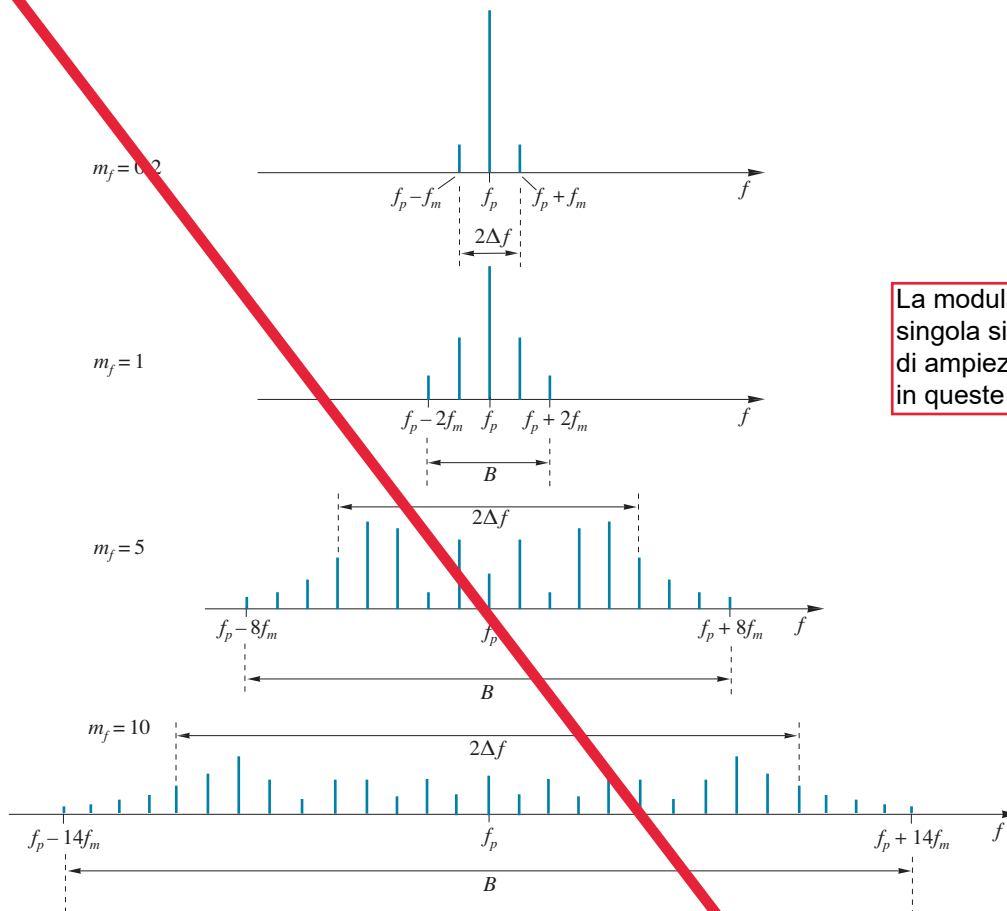
Lo spettro di un segnale FM si determina sviluppando l'eq. [8.14] in serie di Bessel con un procedimento piuttosto laborioso e complesso che esula dagli obiettivi di questa Unità. Si può comunque dire che esso è costituito da una componente di frequenza f_p , la portante, e da numerose componenti laterali (teoricamente infinite) spaziate, le une dalle altre, di f_m . L'ampiezza delle componenti laterali è funzione di $m_f = \Delta f / f_m = k_f V_m / 2\pi$. In particolare, se m_f è piccolo ($m_f < 0,5$) solo le righe laterali di frequenza $f_p - f_m$ e $f_p + f_m$ hanno ampiezza non trascurabile; al crescere di m_f diventano apprezzabili anche altre componenti. Risulta quindi che:

- a parità di f_m , al crescere dell'ampiezza della modulante, m_f e Δf aumentano e perciò lo spettro comprende un numero sempre maggiore di componenti apprezzabili;
- a parità di ampiezza V_m , al crescere della frequenza f_m della modulante, m_f diminuisce e quindi lo spettro si stringe ossia la banda di frequenza occupata B si riduce.

~~In fig. 8.9 sono riportati gli spettri di 4 segnali FM ottenuti mantenendo f_m costante e variando V_m , e di conseguenza m_f e Δf . Si nota che, al crescere di m_f la banda B si allarga e il numero di componenti laterali aumenta, anche se con ampiezza via via trascurabile.~~

fig. 8.9

Spettri di segnali FM con f_m costante per diversi valori dell'ampiezza della modulante V_m e quindi di m_f .



La modulante è la singola sinusoide di ampiezza V_m in queste figure

In pratica la **banda di frequenza B_T richiesta** per la trasmissione è data, con approssimazione sufficiente nella maggior parte dei casi, dalla **relazione di Carson**

$$B_T = 2(\Delta f + f_m) = 2f_m(1 + m_f) \quad [8.17]$$

Per esempio, nel caso di trasmissioni radio FM, ove si stabilisce per f_m il valore massimo di 15 kHz e per Δf il valore di 75 kHz, risulta $B_T = 180$ kHz.

La banda richiesta appare considerevole; si noti però che, nel caso della FM, la trasmissione viene effettuata con portante compresa fra 88 e 108 MHz e quindi B_T è di fatto percentualmente piccola; ciò costituisce un pregio essenziale per i motivi che verranno esposti in seguito (vedi par. 8.6).

Il **vantaggio principale** offerto dalla tecnica FM consiste nella possibilità di ottenere nella trasmissione un'elevata immunità da disturbi e interferenze se l'indice di modulazione è sufficientemente alto ($m_f \geq 5$); ciò, come si è detto, a spese di una più ampia banda B_T richiesta.

Da un punto di vista energetico, la potenza richiesta per la trasmissione del segnale FM è uguale a quella richiesta per la trasmissione della sola portante non modulata; al variare di m_f , varia la distribuzione dell'energia fra la componente di frequenza f_p e le componenti laterali.

8.2.3 Modulazione di fase (PM)

Questa tecnica consiste nel variare la fase θ dell'onda sinusoidale portante in funzione del segnale modulante. Con riferimento alle espressioni analitiche [8.1] e [8.2] relative alla modulante e alla portante, la fase del segnale modulato risulta

$$\theta = \theta_0 + k_p V_m \cos \omega_m t = \theta_0 + \Delta\theta \cos \omega_m t \quad [8.18]$$

dove k_p rappresenta la sensibilità del modulatore [rad/V] e $\Delta\theta = k_p V_m$, detta *deviazione di fase*, indica il valore massimo della variazione di fase introdotta dalla modulazione.

Supponendo nulla θ_0 , l'espressione del segnale modulato è

$$v(t) = A \cos \varphi(t) = A \cos(\omega_p t + \theta) = A \cos(\omega_p t + \Delta\theta \cos \omega_m t) \quad [8.19]$$

Il termine $(\omega_p t + \Delta\theta \cos \omega_m t)$ definisce il valore istantaneo della fase del segnale modulato; da questo si possono ricavare la pulsazione e la frequenza istantanea del segnale PM

$$\omega = \frac{d\varphi}{dt} = \omega_p - \Delta\theta \omega_m \sin \omega_m t \quad \text{da cui} \quad f = f_p - \Delta\theta f_m \sin \omega_m t \quad [8.20]$$

Si noti l'analogia fra l'espressione di f nelle eq. [8.20] e [8.12]. Il fattore $\Delta\theta f_m$ rappresenta la massima *deviazione di frequenza* (qui dipendente anche da f_m) che subisce la portante quando viene modulata in fase; questo fattore può dunque essere assimilato alla deviazione di frequenza Δf .

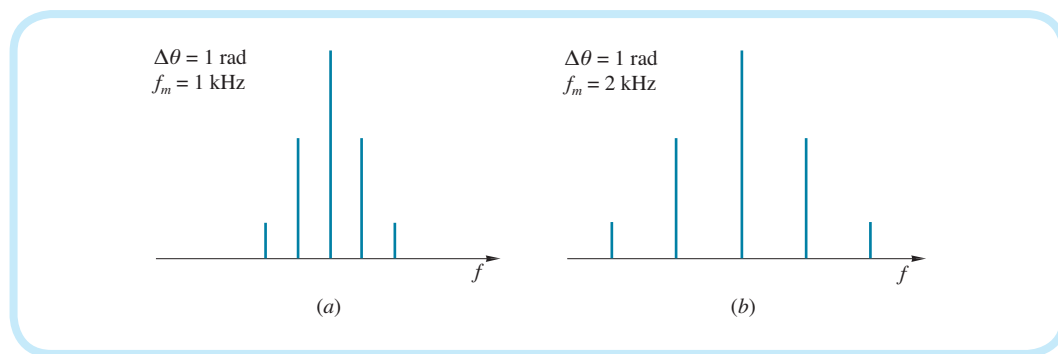
Nella modulazione PM lo spettro di frequenza è simile a quello dei segnali FM; la banda necessaria per la trasmissione è data approssimativamente dalla relazione, analoga all'eq. [8.17] essendo $\Delta f = f_m \Delta\theta$,

$$B_T = 2(\Delta\theta f_m + f_m) = 2f_m(1 + \Delta\theta) \quad [8.21]$$

In fig. 8.10 sono illustrati due esempi.

fig. 8.10

Spettri di segnali PM con deviazioni di fase costanti e frequenze f_m diverse.



8.3 Modulazioni analogiche con portante impulsiva

Come si è detto precedentemente, il segnale portante può anche essere costituito da una *successione di impulsi* caratterizzati da ampiezza, frequenza e durata costanti. Variando uno dei parametri caratteristici della portante impulsiva in funzione di una modulante analogica, si realizzano diversi tipi di modulazione: PAM, PWM, PPM, PFM.

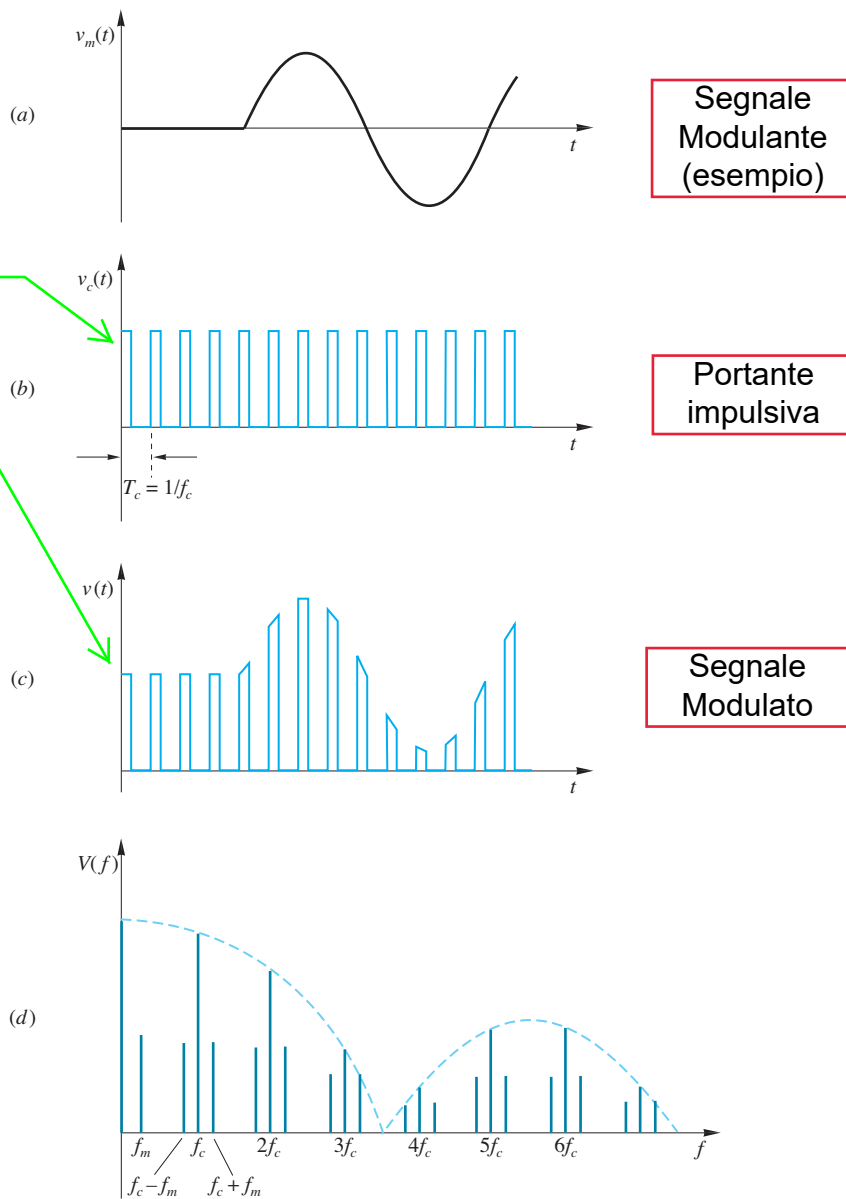
8.3.1 Modulazione ad ampiezza di impulsi (PAM)

In fig. 8.11 sono illustrate le forme d'onda relative alla tecnica PAM (*Pulse Amplitude Modulation*) nel caso di una modulante sinusoidale. Si nota che il segnale modulato $v(t)$ è costituito da impulsi di ampiezza proporzionale a campioni del segnale modulante prelevati con cadenza regolare. La frequenza f_p della portante viene a coincidere con la frequenza f_c con cui viene campionato il segnale: si potrà pertanto parlare indifferentemente di frequenza della portante o di *frequenza di campionamento*.

fig. 8.11

Modulazione PAM.
 (a) Modulante.
 (b) Portante impulsiva.
 (c) Segnale modulato.
 (d) Spettro relativo.

Mentre l'impulso della portante è ON, il modulante ne varia l'ampiezza



Lo **spettro del segnale modulato**, illustrato in fig. 8.11d, evidenzia: una componente continua; una componente di frequenza f_m pari a quella del modulante; una fondamentale e le sue armoniche di frequenza $f_c, 2f_c, 3f_c$ ecc.; componenti laterali di frequenza $f_c \pm f_m, 2f_c \pm f_m$ ecc.

Nel ricevitore il segnale può essere ricostruito o con un rivelatore di picco a diodo o, meglio, con un filtro passa-basso che elimini tutte le componenti di frequenza superiore a f_m .

Occorre ricordare che, affinché il segnale possa essere ricostruito correttamente, la frequenza della portante deve essere $f_c \geq 2f_m$; in altri termini, **deve essere rispettato il teorema del campionamento (teorema di Nyquist-Shannon)**. Ciò risulta evidente esaminando lo spettro di fig. 8.11d: se fosse $f_c < 2f_m$, la porzione di spettro centrata intorno alla frequenza f_c andrebbe a sovrapporsi alla componente di frequenza f_m ovvero allo spettro modulante; si originerebbero quindi nel segnale modulato distorsioni non eliminabili note come distorsioni di *fold-over* o *aliasing*.

ESERCIZI

> 8, 9

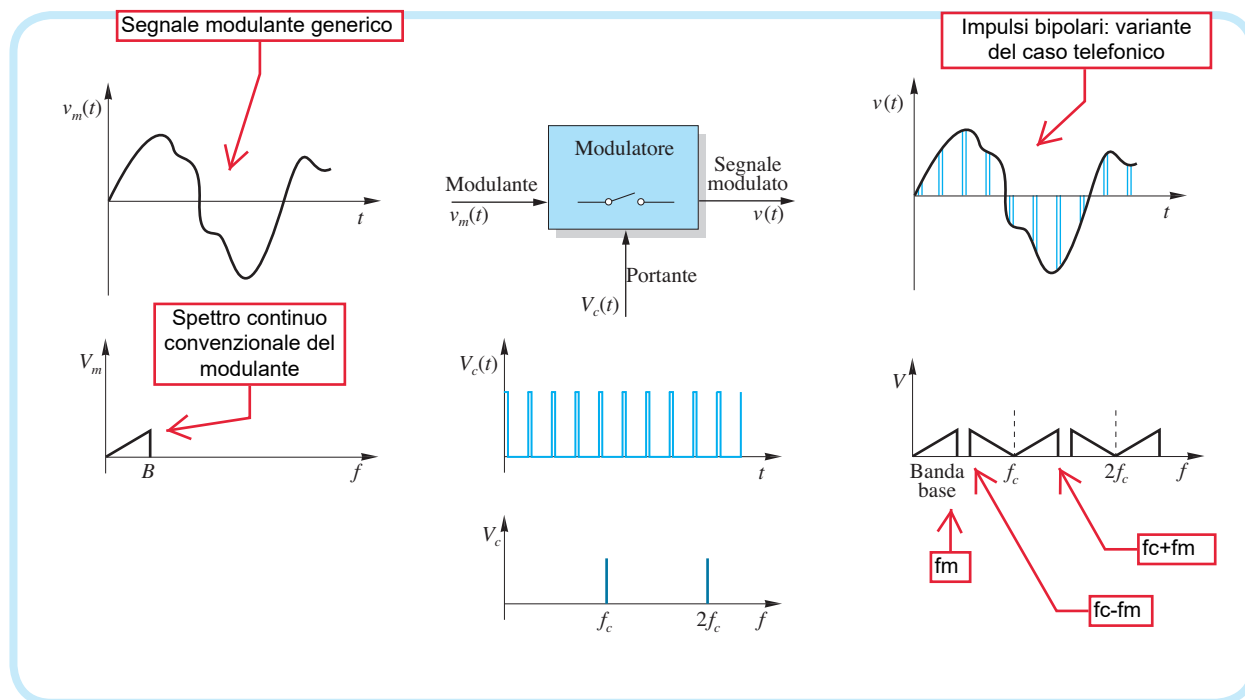


fig. 8.12

Campionamento di un segnale con le forme d'onda e gli spettri relativi.

Il principio e le considerazioni esposte valgono ovviamente anche quando il segnale modulante non è sinusoidale. Molto importante è per esempio il caso della telefonia ove per i segnali fonici si limita la larghezza di banda B a circa 3,4 kHz (banda base); viene allora impiegata la tecnica PAM con una frequenza di campionamento di 8 kHz.

Nei sistemi telefonici si usa più frequentemente una variante della PAM. Secondo questa tecnica il segnale modulante viene semplicemente campionato con frequenza f_c (p. es. con un circuito S/H) cosicché il segnale modulato risulta essere bipolare. In fig. 8.12 è illustrato uno schema a blocchi del modulatore e sono evidenziati i segnali modulante $v_m(t)$, portante $V_c(t)$ (che comanda il S/H) e modulato $v(t)$, con i rispettivi spettri di frequenza. La banda fonica è rappresentata convenzionalmente con un triangolo rettangolo. Anche in questo caso, come in fig. 8.11d, nello spettro del segnale modulato si trovano, oltre alla banda base, le bande laterali centrate intorno a f_c , $2f_c$ ecc., mentre ovviamente manca la componente continua. In ricezione, per ricostruire il segnale v_m , sarà sufficiente un filtro che escluda le componenti di frequenza superiore alla banda base.

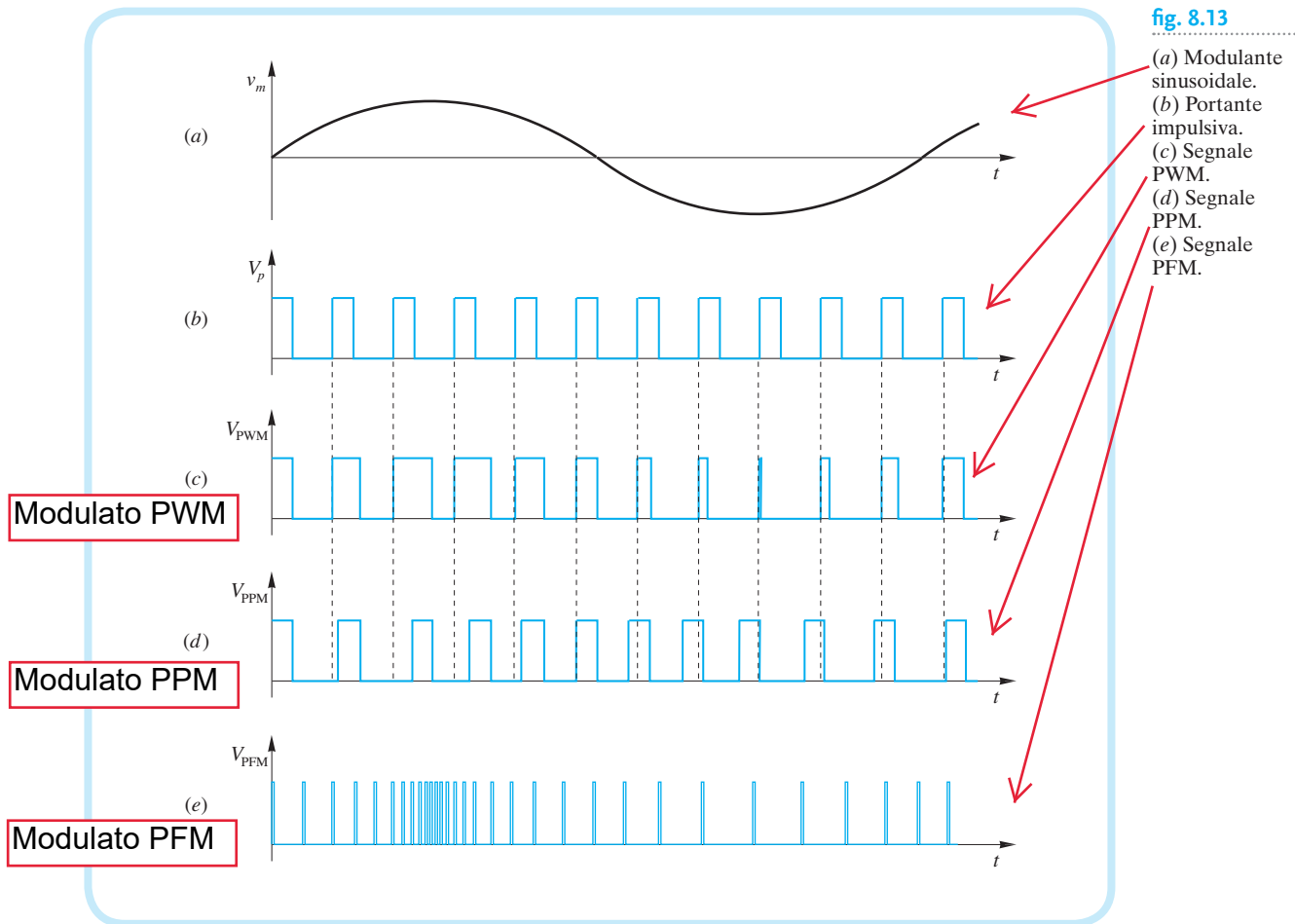
Appare anche qui evidente che una frequenza di campionamento $f_c < 2f$ determinerebbe nel segnale modulato la sovrapposizione degli spettri; ciò renderebbe impossibile il filtraggio e causerebbe una distorsione di fold-over.

8.3.2 Modulazioni PWM, PPM, PFM

Si tratta di tecniche alquanto speciali non adatte alla trasmissione di segnali a lunga distanza ma molto usate in ambito industriale e nei sistemi di controllo.

Modulazione a larghezza di impulsi (PWM: Pulse Width Modulation). Con questa tecnica di modulazione viene fatta variare la larghezza, o durata, degli impulsi in funzione del segnale modulante; la frequenza e l'ampiezza degli impulsi vengono invece mantenute costanti. In fig. 8.13c è illustrato un segnale modulato in PWM da una modulante sinusoidale. La PWM viene principalmente impiegata nei sistemi di controllo industriali; esempi sono riportati nell'Unità 6.

fig. 8.13



Modulazione a posizione di impulsi (PPM: Pulse Position Modulation). Come si vede in fig. 8.13d, gli impulsi del segnale modulato presentano ampiezza, durata e frequenza costanti, ma la loro posizione viene variata in funzione del segnale modulante, che in figura è sinusoidale.

Modulazione a frequenza di impulsi (PFM: Pulse Frequency Modulation). Questa tecnica, che essenzialmente è realizzata dai convertitori tensione-frequenza, non è adatta ai sistemi di comunicazione a lunga distanza. Essa viene però molto usata per la trasmissione di segnali nei sistemi di acquisizione dati in ambiente rumoroso e nel controllo industriale. Un segnale modulato in PFM è illustrato in fig. 8.13e.

8.4 Modulazioni digitali con portante armonica

Quando l'informazione da trasmettere è rappresentata da un **segnale binario**, costituito da una sequenza di livelli logici 0 e 1, e con esso si modula una portante, si ottiene una **modulazione digitale**. Il segnale binario spesso è ottenuto da un segnale analogico mediante campionamento, conversione A/D e serializzazione dei bit di uscita.

Se la portante è di tipo armonico, i parametri che possono essere variati sono, come per le modulazioni analogiche, **ampiezza, frequenza e fase**. Si ottengono così le modulazioni ASK, con la sua variante OOK, FSK, PSK.

8.4.1 Modulazione a variazione di ampiezza (ASK)

Nella modulazione ASK (*Amplitude Shift Keying*) l'ampiezza A della portante sinusoidale di pulsazione ω_p viene modulata da un segnale $v_m(t)$ che può assumere due valori, per esempio -1 e 1 , corrispondenti ai livelli logici 0 e 1. Pertanto l'ampiezza del segnale modulato varierà fra due valori distinti associati ai suddetti livelli logici.

Questo tipo di modulazione viene più frequentemente realizzato in modo che l'ampiezza del segnale modulato assuma un valore *nullo* in corrispondenza del valore logico 0 (stato OFF) e viceversa un valore *diverso da zero* in corrispondenza del livello logico 1 (stato ON). In questo caso la tecnica di modulazione viene più propriamente indicata come **OOK (ON-OFF Keying)**. Il segnale modulato può allora essere espresso analiticamente nella forma

$$v(t) = v_m(t) A \cos \omega_p t \quad \text{[8.22]}$$

MODULANTE

PORTANTE

dove $v_m(t)$ vale 0 o 1.



LAB 8.1

Modulazioni

Il segnale modulante digitale illustrato in **fig. 8.14a** rappresenta la sequenza binaria 101101001. In **fig. 8.14b** è raffigurato il corrispondente segnale modulato con tecnica OOK; si noti che ciascuna cifra binaria (*bit*) ha una durata costante indicata con T ; pertanto l'informazione viene trasmessa con velocità di $1/T$ bit/s.

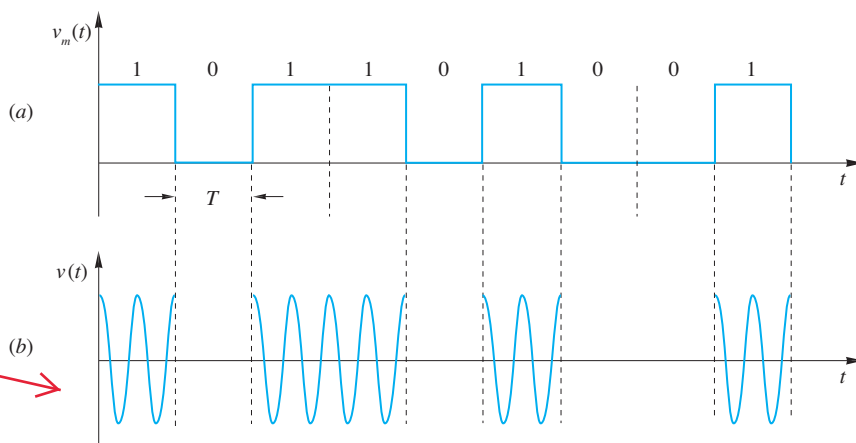
Lo spettro di frequenza del segnale OOK dipende ovviamente dalla particolare sequenza binaria da trasmettere. Si consideri, per esempio, un segnale modulante composto da una sequenza di livelli 0 e 1 alternati, ciascuno di durata T : il segnale modulante è quindi un'onda quadra con periodo $2T$ e frequenza $f_m = 1/2T$. Lo spettro di frequenza è costituito da una componente fondamentale f_m e da infinite armoniche, tutte dispari, di frequenza $3f_m, 5f_m, \dots$ di ampiezza via via decrescente (*vedi* Volume 2, par. 4.1.2). **Considerando solo le armoniche più significative**, ossia in pratica filtrando il segnale digitale stesso con un filtro passa-basso, **si ottiene per il segnale modulante uno spettro limitato in un intervallo di frequenza B (banda base)**.

Per effetto della modulazione, lo spettro di larghezza B viene traslato alla frequenza f_p .

In **fig. 8.15** è illustrato il segnale modulato OOK con il relativo spettro. Si vede che, come nella modulazione AM analogica, ai lati della portante sono presenti le due bande laterali (ciascuna costituita dalle armoniche 1, 3, 5, 7) delimitate da $f_p - B$ e $f_p + B$: la larghezza di banda del segnale da trasmettere è quindi $B_T = 2B$.

fig. 8.14

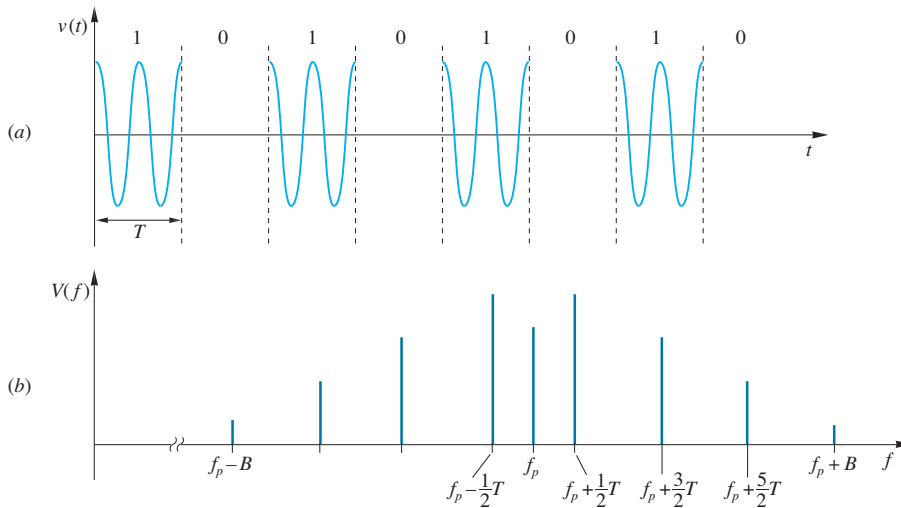
(a) Segnale modulante digitale.
(b) Segnale modulato con tecnica OOK.



MODULATO OOK

fig. 8.15

Segnale modulato con tecnica OOK e relativo spettro di frequenza.



8.4.2 Modulazione a spostamento di frequenza (FSK)

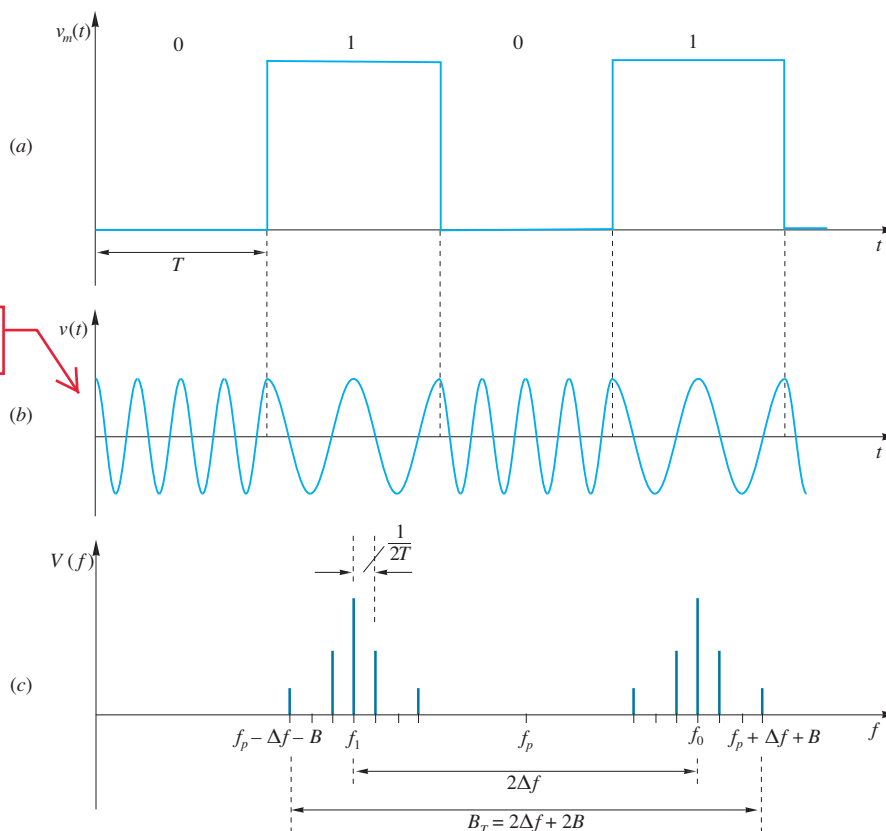
Con la tecnica di modulazione FSK (*Frequency Shift Keying*) la portante viene trasmessa con frequenza f_1 quando il segnale binario modulante $v_m(t)$ vale 1 con frequenza f_0 quando $v_m(t)$ vale 0 (vedi fig. 8.16). I valori di f_1 e f_0 sono simmetrici rispetto alla frequenza centrale

ESERCIZI

> 10-12

fig. 8.16

(a) Segnale binario.
(b) Segnale modulato in FSK.
(c) Spettro di frequenza relativo al caso in cui $\Delta f > 1/T$ e la modulante è la sequenza 101010...



f_p ossia al valore nominale della frequenza portante a riposo; in particolare si ha $f_1 = f_p - \Delta f$ e $f_0 = f_p + \Delta f$, dove Δf rappresenta la *deviazione di frequenza*. L'indice di modulazione è $m = \Delta f / B$.

A seconda delle applicazioni e del tipo di canale trasmissivo vengono scelti valori di f_c e di Δf differenti. Spesso f_1 e f_0 sono molto maggiori di $1/T$, dove T è la durata di un bit. In altri sistemi, per esempio quello telefonico, f_1 e f_0 sono dello stesso ordine di $1/T$; tipici sono i valori $f_1 = 1300$ Hz, $f_p = 1700$ Hz, $f_0 = 2100$ Hz utilizzati per trasmissioni a 1200 bit/s ($T = 1/1200$ s).

La determinazione dello spettro di frequenza, che dipende dalla particolare configurazione della successione binaria e dalla larghezza di banda del segnale modulante oltre che dai parametri della modulazione, è piuttosto complessa. A titolo esemplificativo, in **fig. 8.16c** è illustrato lo spettro relativo a un segnale binario costituito da una successione di 0 e 1 alternati e con larghezza di banda limitata B ; le frequenze f_1 e f_0 sono multiple intere di $1/T$ e $\Delta f > 1/T$. La larghezza di banda del segnale da trasmettere risulta approssimativamente $BT = 2\Delta f + 2B$. Come si vede, al crescere di Δf , la banda richiesta per la trasmissione del segnale risulta assai più ampia che nel caso della modulazione OOK (o della ASK).

8.4.3 Modulazione a spostamento di fase (PSK)

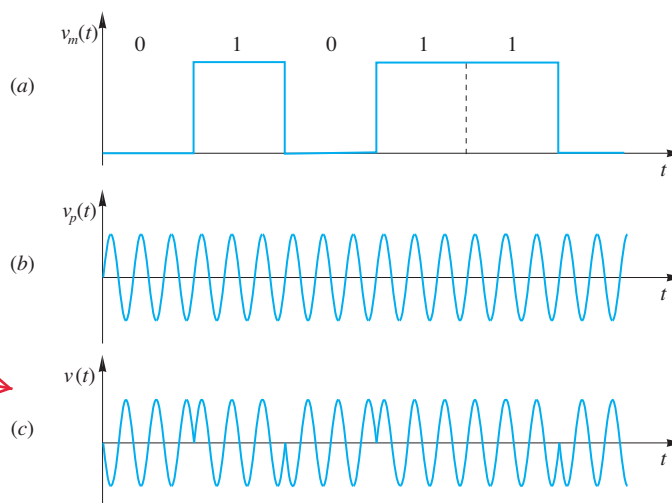
Con la modulazione PSK (*Phase Shift Keying*) nota anche come 2PSK, il segnale modulato $v(t)$, di ampiezza e frequenza costanti, presenta, rispetto alla portante $v_p(t)$, uno sfasamento di 180° e di 0° in corrispondenza, rispettivamente, ai valori 0 e 1 del segnale modulante $v_m(t)$ (vedi **fig. 8.17**).

Il segnale PSK ha caratteristiche spettrali analoghe a quelle del segnale ASK (o OOK) ovvero presenta due bande laterali simmetriche rispetto alla frequenza f_p della portante con una larghezza di banda B_T pari al doppio di quella del segnale digitale ($B_T = 2B$).

Confrontando le tre tecniche di modulazione digitale illustrate, pur lasciando gli approfondimenti ai testi specifici, si può osservare che, benché tutte presentino un elevato *rapporto segnale/rumore* (intrinseco alla natura binaria dell'informazione), la PSK è decisamente quella che offre le prestazioni migliori. Un inconveniente che però limita l'impiego della PSK è costituito dal fatto che il processo di demodulazione è assai sensibile agli errori di fase dovuti a slittamenti degli oscillatori o a variazioni delle caratteristiche del mezzo trasmissivo. Pertanto, se a ognuno dei possibili sfasamenti viene associato rigidamente un valore binario, si crea in ricezione una sostanziale ambiguità nel riconoscimento dei valori binari stessi.

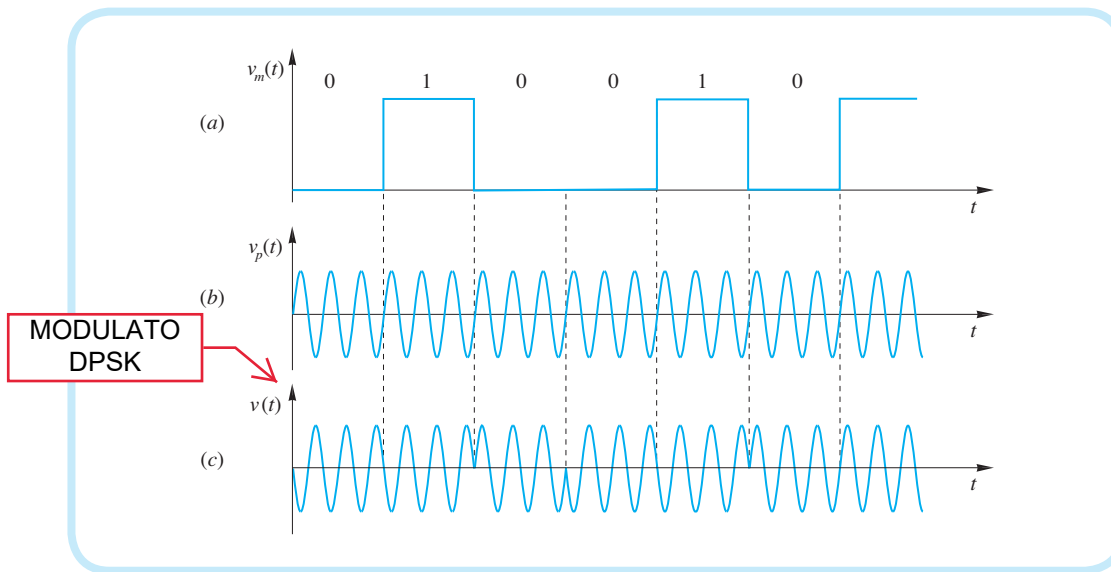
fig. 8.17

(a) Segnale modulante,
(b) portante sinusoidale e
(c) segnale modulato in PSK.



MODULATO PSK

fig. 8.18

Modulazione
DPSK.

Modulazioni polifase. Anziché associare alle due cifre binarie 1 e 0 due valori diversi di fase, per esempio 0° e 180° (oppure $+90^\circ$ e -90°), i bit del segnale digitale vengono codificati, ovvero raggruppati, in parole di n bit: a ciascuna delle 2^n parole possibili è associata poi una determinata fase del segnale modulato.

Nel caso della modulazione **4-PSK** si associano alle coppie di bit 00, 01, 10, 11 (*dibit*) le fasi 0° , 90° , 180° e 270° , rispettivamente. In una forma alternativa, la **4-QPSK** (Q: *quadrature*), le fasi associate ai dibit sono invece 45° , 135° , 225° , 315° , cioè in quadratura rispetto agli assi cartesiani.

La modulazione **8-PSK** permette di trasmettere 8 diversi codici a 3 bit (*tribit*) tramite 8 diverse fasi della sinusoide portante: così il codice 000 corrisponde alla fase 0° , il codice 001 corrisponde alla fase 45° , 010 corrisponde alla fase 90° ecc., la terna 111 corrisponde alla fase 315° .

Le tecniche polifase consentono di trasmettere, per ogni stato del segnale, un numero superiore di bit e quindi di ottenere, a parità di frequenza del segnale modulato, una maggiore velocità di trasmissione.

Modulazione PSK differenziale. La modulazione PSK differenziale (DPSK: *Differential Phase Shift Keying*) permette di superare le difficoltà e le possibili ambiguità che nascono in ricezione per rivelare il dato digitale trasmesso con le tecniche PSK. La DPSK identifica ciascuno dei livelli binari con una *variazione della fase* anziché con il suo valore assoluto. In fig. 8.18 sono illustrati i diagrammi di un segnale digitale, della portante e del segnale modulato DPSK. Come si vede, in corrispondenza di ciascun bit a livello 0 il segnale modulato presenta un salto di fase di 180° ; i bit a 1 non introducono invece alcuna variazione di fase. Con lo stesso principio, vengono realizzate le modulazioni polifase differenziali.

8.5 Modulazioni digitali con portante impulsiva

Considerando infine la modulazione digitale di una portante impulsiva, si devono citare le tecniche PCM e DM.

8.5.1 Modulazione a impulsi codificati (PCM)

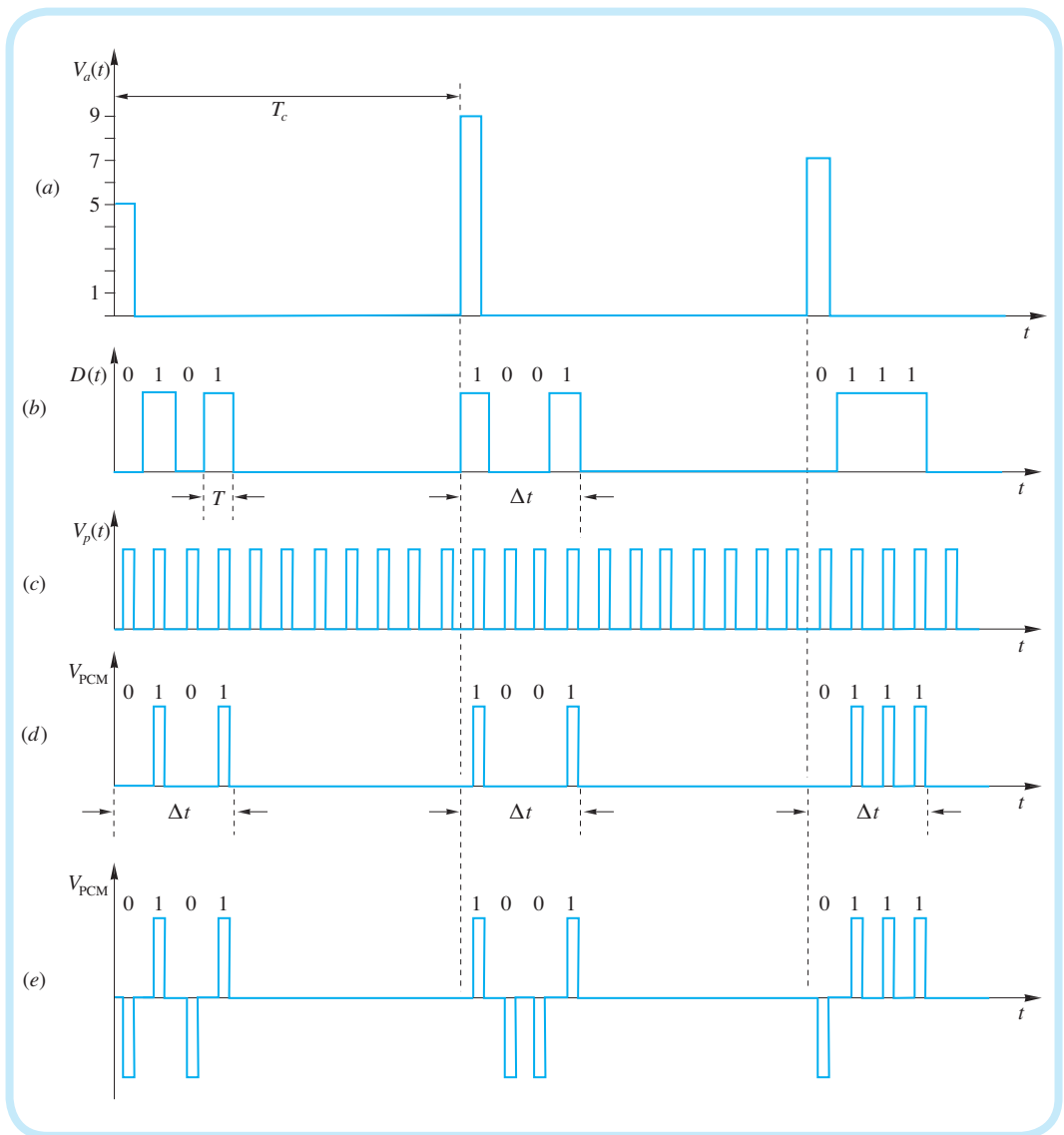
L'impiego della tecnica PCM (*Pulse Code Modulation*) per la trasmissione di un segnale analogico $v_a(t)$ prevede che il segnale venga campionato, quantizzato e convertito in forma digitale seriale a n bit secondo un certo codice. Quest'ultimo può essere il codice binario

ESERCIZI

> 13-16

fig. 8.19

(a) Segnale analogico campionato in tre istanti successivi.
 (b) Segnale digitale corrispondente (NRZ).
 (c) Portante impulsiva.
 (d) Segnale PCM unipolare (RTZ).
 (e) Segnale PCM bipolare.



puro, oppure un codice binario bipolare in modulo e segno o il codice Gray o altri ancora. Supponendo di utilizzare un codice binario puro a 4 bit per codificare i campioni $V_a(t)$ di **fig. 8.19a**, il segnale codificato $D(t)$ presenterà l'andamento illustrato in **fig. 8.19b**: in corrispondenza al valore campionato di 5 V si avrà il codice 0101, per il valore 9 V si avrà 1001, per il valore 7 V si avrà 0111. Il segnale $D(t)$, tipico dei sistemi digitali, è caratterizzato dal fatto che ai valori binari 1 e 0 corrispondono, rispettivamente, i livelli di tensione alto e basso (zero), livelli che si susseguono, ciascuno con durata T , in sincronismo con un clock di frequenza $1/T$.

Il segnale di **fig. 8.19b** (del tipo cosiddetto **NRZ: Non Return to Zero**) non è adatto alla trasmissione per varie ragioni, fra cui le difficoltà che insorgono in ricezione per estrarre e riconoscere i bit, specie in presenza di lunghe successioni di 1 e 0.

Più adatto a essere trasmesso è il segnale V_{PCM} di **fig. 8.19d** che, pur presentando la stessa sequenza di bit, è codificato nella forma **RTZ (Return To Zero)**; in corrispondenza a un livello 1 si ha un impulso di durata inferiore a T mentre al livello 0 non è associato alcun impulso. In questo modo, una sequenza di 1 genera comunque un segnale di frequenza non nulla e pari a $1/T$.

Si noti che la generazione del segnale V_{PCM} di fig. 8.19d può essere vista anche come il risultato della modulazione della portante impulsiva $V_p(t)$ di frequenza $1/T$ mediante il segnale digitale $D(t)$. Gli impulsi della corrente vengono trasmessi solo se coincidono con il livello 1 della modulante.

In fig. 8.19e lo stesso segnale PCM è rappresentato con un codice di tipo bipolare, che fa corrispondere un impulso positivo al livello logico 1 e un impulso negativo al livello 0.

Il codice bipolare garantisce la sincronizzazione fra trasmissione e ricezione anche in presenza di lunghe sequenze di 0 o di 1 ed elimina la componente continua.

In definitiva comunque, ciascun gruppo di impulsi del segnale PCM corrisponde al codice binario di un campione del segnale $v_a(t)$ da trasmettere.

Il processo di quantizzazione introduce nel segnale PCM un certo rumore, detto appunto *rumore di quantizzazione*, particolarmente dannoso specie quando il livello del segnale da trasmettere è basso.

Esso può essere ridotto diminuendo il passo di quantizzazione Q e quindi aumentando il numero dei livelli di quantizzazione; in questo modo però cresce il numero di impulsi necessari per rappresentare ciascun campione del segnale analogico. Se il tempo Δt assegnato a ciascun gruppo di impulsi deve rimanere costante si dovranno avere impulsi di frequenza maggiore e in definitiva la banda di frequenze occupata per la trasmissione risulterà più ampia.

Per migliorare il rapporto segnale/rumore di quantizzazione, rendendolo al tempo stesso costante per l'intera dinamica del segnale da trasmettere, di solito si ricorre a una *quantizzazione non lineare* in modo che l'ampiezza dei passi di quantizzazione aumenti proporzionalmente all'ampiezza del segnale stesso.

Questo obiettivo viene raggiunto sostanzialmente applicando al segnale da trasmettere una *compressione logaritmica* realizzata con tecnica analogica (sul segnale campionato) oppure, assai più comunemente, con tecniche numeriche (in fase di codifica o con elaborazione numerica del segnale già codificato). Ovviamente il dispositivo ricevitore dovrà provvedere a una corrispondente *espansione logaritmica* per restituire il segnale originario.

I vantaggi che favoriscono l'impiego sempre più diffuso della tecnica PCM nei moderni sistemi di comunicazione sono numerosi: l'elevata insensibilità della trasmissione alle interferenze e al rumore; la possibilità di elaborare i segnali trasmessi in forma digitale; la facilità con cui i segnali possono essere riformati o rigenerati lungo il canale di trasmissione; la possibilità di utilizzare un unico canale trasmissivo per trasferire campioni di segnali diversi (tecnica TDM). Quest'ultimo aspetto, decisamente importante, verrà esaminato nel par. 8.7.2.

Fin qui

8.5.2 Modulazione Delta (DM)

La modulazione Delta è un caso particolare di modulazione **DPCM** (*Differential PCM*) in cui, di un dato campione di segnale, non viene trasmesso il relativo codice bensì è codificata la sua variazione Δ rispetto al valore precedente (o ai valori precedenti).

Con la tecnica DM, la variazione Δ è codificata con *un solo bit*. Naturalmente in questo modo si ottiene una forte riduzione del numero di bit da trasmettere. Si ha però una limitazione per fatto che, fra due campionamenti successivi, il segnale da trasmettere non deve presentare variazioni superiori al passo di quantizzazione. Se cioè Q è il passo di quantizzazione e f_c la frequenza di campionamento, la variazione del segnale analogico $v_a(t)$ deve essere $dv_a(t)/dt < Qf_c$.

Un miglioramento rispetto alla tecnica DM lineare descritta è costituito dalla Modulazione **Delta Adattiva** (ADM), in cui l'ampiezza del passo di quantizzazione Q varia, con legge definita, in funzione dei valori dei campioni precedenti del segnale $v_a(t)$. Questo metodo è usato per la trasmissione di segnali vocali e offre prestazioni paragonabili a quelle della tecnica PCM.

8.6 Conversione di frequenza

ESERCIZI

> 17-21

Il principio della conversione di frequenza è fondamentale nella realizzazione di numerose funzioni tipiche dei sistemi di comunicazione. Secondo questa tecnica le frequenze di tutte le componenti dello spettro di un segnale vengono traslate di una quantità costante, positiva (*up conversion*) o negativa (*down conversion*), mantenendo inalterate le distanze fra le varie componenti e la larghezza di banda del segnale originario.

Le modalità con cui viene realizzata la conversione di frequenza sono illustrate in **fig. 8.20**. Un dispositivo non lineare, chiamato *miscelatore* (*mixer*), compone il segnale di ingresso v_s , la cui frequenza deve essere traslata, con un segnale sinusoidale v_0 generato localmente, la cui frequenza f_0 determina l'entità dello spostamento. Un filtro di uscita provvede a eliminare dal segnale ottenuto le componenti indesiderate.

La caratteristica di trasferimento dell'elemento non lineare può essere rappresentata con sufficiente approssimazione da una serie di Mac Laurin del tipo

$$v_o = k_1 v_i + k_2 v_i^2 \quad [8.23]$$

troncata al secondo termine, in cui cioè si suppongono nulli tutti i coefficienti k_n con $n > 2$.

Se il segnale v_i è dato dalla somma dei segnali sinusoidali v_0 e v_s , si ha

$$v_i = v_0(t) + v_s(t) = V_0 \cos \omega_0 t + V_s \cos \omega_s t \quad [8.24]$$

ESERCIZIO

> 17

Combinando le eq. [8.23] e [8.24] e applicando le formule di duplicazione e quelle di Werner, si ottiene il segnale di uscita

$$\begin{aligned} v_o &= k_1 (V_0 \cos \omega_0 t + V_s \cos \omega_s t) + k_2 (V_0 \cos \omega_0 t + V_s \cos \omega_s t)^2 = \\ &= \frac{1}{2} k_2 (V_0^2 + V_s^2) + k_1 V_0 \cos \omega_0 t + k_1 V_s \cos \omega_s t + \\ &\quad + \frac{1}{2} k_2 (V_0^2 \cos 2\omega_0 t + V_s^2 \cos 2\omega_s t) + \\ &\quad + k_2 [V_0 V_s \cos (\omega_0 + \omega_s) t + V_0 V_s \cos (\omega_0 - \omega_s) t] \end{aligned} \quad [8.25]$$

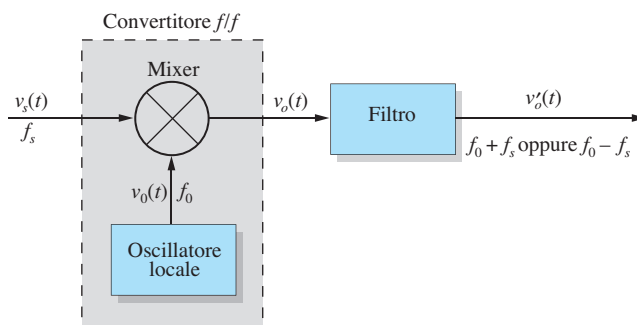
Come si vede, il segnale di uscita contiene una componente continua, componenti di frequenza f_0 e f_s e loro armoniche e due componenti di frequenza, rispettivamente, $f_0 + f_s$ e $f_0 - f_s$. L'inserimento di opportuni filtri passa-banda consente di eliminare tutte le frequenze indesiderate e di ottenere la sola frequenza voluta $f_0 + f_s$ (oppure $f_0 - f_s$).

La relazione [8.25], valida per un segnale v_s sinusoidale, vale ovviamente anche per segnali complessi, il cui spettro si estenda per una larghezza B da f_1 a f_2 (vedi **fig. 8.21a**).

In tal caso lo spettro del segnale di uscita si presenta come in **fig. 8.21b** ovvero risulta traslato sull'asse delle frequenze. Si notano due bande laterali di larghezza B centrate intorno alla frequenza f_0 ; filtrando opportunamente si può per esempio ottenere il solo segnale con banda traslata compresa fra $f_0 - f_2$ e $f_0 - f_1$.

fig. 8.20

Convertitore di frequenza.



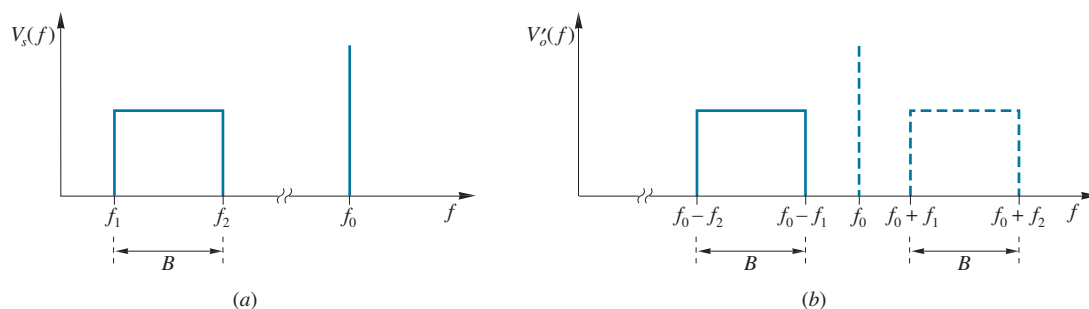


fig. 8.21

Rappresentazione degli spettri di frequenza (a) di un segnale complesso e (b) dello stesso segnale traslato in frequenza.

In pratica i circuiti miscelatori utilizzano come elementi non lineari diodi, particolarmente diodi Schottky, transistori bipolari e, più spesso, MOSFET, adatti anche per frequenze molto elevate; si sta inoltre sviluppando la realizzazione di mixer integrati con prestazioni sempre più ampie.

Il principio base di funzionamento del mixer descritto si riferisce naturalmente a un dispositivo ideale. Nei circuiti reali occorre valutare diversi parametri che specificano le prestazioni; fra questi i più importanti sono:

- il *guadagno di conversione* ovvero il rapporto fra il segnale di uscita v_o in banda traslata e il segnale v_s di ingresso a frequenza f_s ;
- la *larghezza di banda*, che esprime la gamma di frequenza entro cui lo spettro del segnale di uscita v_o è in relazione lineare con lo spettro del segnale di ingresso;
- l'*attenuazione delle frequenze spurie*, che rappresenta il grado con cui le componenti di frequenza indesiderata possono essere eliminate mediante filtraggio: l'ottimizzazione di questo parametro richiede un'attenta scelta sia dei segnali di ingresso sia della caratteristica di trasferimento del dispositivo non lineare;
- la *reiezione dei segnali di ingresso* indesiderati sovrapposti al segnale v_s .

Mixer a moltiplicatore analogico. Il processo di miscelazione può essere realizzato in maniera più semplice utilizzando circuiti in grado di *moltiplicare* i due segnali applicati v_o e v_s . In tal caso il segnale di uscita risulta

$$v_o = kV_0 \cos \omega_0 t V_s \cos \omega_s t = k \frac{V_0 V_s}{2} \cos(\omega_0 + \omega_s)t + k \frac{V_0 V_s}{2} \cos(\omega_0 - \omega_s)t \quad [8.26]$$

Esso contiene soltanto le componenti di frequenza $f_0 + f_s$ e $f_0 - f_s$, una delle quali può essere facilmente filtrata. Questa soluzione viene per esempio sfruttata nei casi in cui l'intervallo di frequenze di lavoro consente l'impiego di moltiplicatori integrati e in alcuni mixer a MOSFET a doppio gate.

Applicazioni. Fra le molteplici applicazioni della conversione di frequenza, oltre alla tecnica FDM che verrà illustrata nel par. 8.7, si può ricordare la *modulazione* AM, in cui i due segnali che vengono forniti al mixer sono la modulante a bassa frequenza e la portante ad alta frequenza. Il segnale utile di uscita risulta traslato in frequenza e può essere filtrato per ottenere un segnale modulato in DSB o in SSB.

Sul principio della conversione di frequenza sono basate le tecniche di *demodulazione coerente* (o *sincrona*) per segnali modulati in ampiezza, frequenza e fase. In **fig. 8.22** è illustrato per esempio lo schema di principio di un demodulatore sincrono per segnali ASK o PSK. Al mixer vengono applicati il segnale modulato $v(t)$ e un segnale generato localmente di frequenza f_0 uguale a quella della portante. La moltiplicazione dei due segnali, effettuata dal mixer, e l'operazione di filtraggio, che elimina la componente con frequenza $2f_p$, forniscono in uscita il segnale digitale demodulato.

ESERCIZI

> 19-21



LAB 8.1

Modulazioni



FOGLI TECNICI



NA 8.1

PLL: anello ad aggancio di fase

fig. 8.22

Demodulatore
sincrono per
segnali ASK
o PSK.

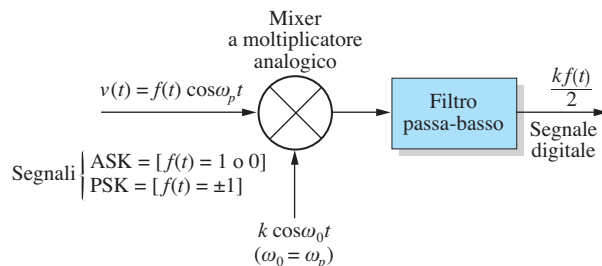
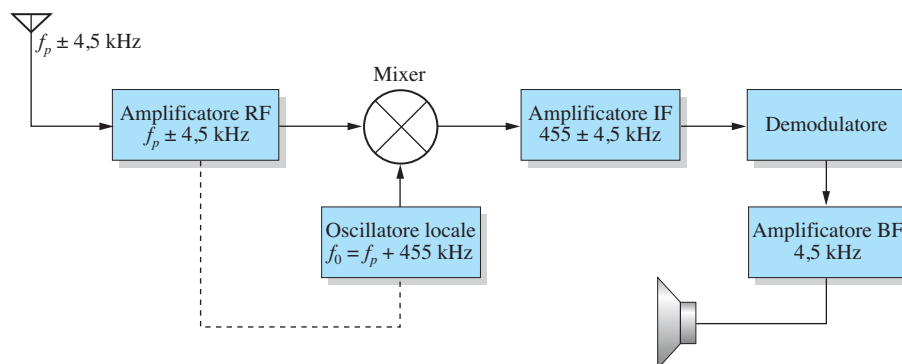


fig. 8.23

Schema
di principio
di un ricevitore
supereterodina
per segnali RF.



Un'applicazione molto comune è costituita dal *ricevitore supereterodina* per segnali a radiofrequenza (RF). Lo schema di **fig. 8.23** illustra il funzionamento di un ricevitore a modulazione di ampiezza. Il segnale radio modulato in ampiezza (con frequenza di portante f_p e banda di 9 kHz centrata sulla portante) viene captato dall'antenna e amplificato dall'amplificatore selettivo RF a sintonia variabile, per esempio nella gamma delle onde medie (535 kHz ÷ 1605 kHz). L'amplificatore è accordato con l'oscillatore locale in modo che la frequenza del segnale generato da quest'ultimo disti dalla frequenza della portante f_p di una quantità costante, comunemente 455 kHz, cosicché risulti $f_0 = f_p + 455 \text{ kHz}$. La funzione del mixer è quella di spostare lo spettro del segnale RF ricevuto in una gamma di frequenza inferiore, precisamente alle *frequenze intermedie* (IF); con i valori scelti, tale gamma si estende da 450 a 460 kHz. Si noti che il segnale traslato alle frequenze IF occupa una fascia fissa dello spettro, indipendentemente dalla frequenza della portante del segnale RF, ovvero indipendentemente dalla stazione emittente su cui si è sintonizzati. Ciò consente di far funzionare l'amplificatore IF e il demodulatore in una gamma di frequenze inferiore e soprattutto fissa; l'amplificatore IF può quindi essere facilmente realizzato in modo da presentare grande selettività ed elevata amplificazione. Il segnale demodulato e ulteriormente amplificato a frequenze audio (BF) viene diffuso dall'altoparlante.

8.7 Multiplazione

I principali *mezzi di trasmissione* (o supporti) nei sistemi di comunicazione elettrici sono i conduttori bifilari (doppini telefonici), i cavi coassiali, le fibre ottiche, lo spazio. In ogni caso è quasi sempre irrinunciabile l'esigenza di trasmettere attraverso un unico mezzo informazioni provenienti da più sorgenti, o *canali*, senza che si producano interferenze fra i segnali.

Un esempio comune è la *radiodiffusione*: nel caso specifico della FM, più stazioni emettono i propri segnali modulati in frequenza in una gamma da 88 a 108 MHz; tutti questi segnali vengono diffusi attraverso un unico mezzo di trasmissione cioè attraverso lo spazio. L'apparecchio ricevitore deve potersi sintonizzare su una delle stazioni emittenti e demodulare il segnale senza che le altre stazioni interferiscano.

Un altro esempio è il *sistema telefonico* in cui su un unico supporto, doppino o cavo coassiale o anche ponte radio, devono poter essere convogliate più conversazioni telefoniche che si svolgono simultaneamente.

8.7.1 FDM

Un metodo classico che consente di risolvere questo problema è quello di effettuare la trasmissione impiegando per ciascun segnale da trasmettere (p. es. il segnale audio emesso da una stazione radio o la conversazione di un utente telefonico) una portante di frequenza diversa, compresa in una certa gamma, tale che gli spettri dei vari segnali modulati occupino bande di frequenza adiacenti e non sovrapposte. In altri termini, N segnali con larghezza di banda B (*segnali in banda base*), appartenenti a N canali di trasmissione, vengono traslati in frequenza e combinati in un unico segnale che presenta una larghezza di banda molto più ampia, multipla di B , contenente tutti gli N canali. La composizione di più segnali così ottenuta viene chiamata *multiplazione a divisione di frequenza* (FDM: *Frequency Division Multiplexing*) e si basa essenzialmente sul principio della conversione di frequenza.

Volendo illustrare con maggior dettaglio il concetto di FDM, si può far riferimento alla rete telefonica ove la tecnica FDM è ancora largamente utilizzata, specie per collegamenti a grandi distanze. Poiché si considera per la banda fonica una larghezza lorda $B = 4$ kHz (per la comunicazione vera e propria sono utilizzate le frequenze da 300 Hz a 3400 Hz), ciascun canale multiplato occuperà sul mezzo trasmissivo una banda di 4 kHz, che dovrà essere distinta dalle bande relative agli altri canali. Il numero N di canali multiplabili dipenderà, in linea di principio, solo dalla capacità del mezzo trasmissivo di trasferire senza distorsioni un segnale complessivo con larghezza di banda $B_T = NB = N \times 4$ kHz. Il processo di traslazione della banda fonica, o *banda base*, per ottenere N *bande traslate* è realizzato generalmente mediante modulazione di ampiezza di N portanti, dette anche *frequenze vettrici*, con trasmissione della sola banda laterale superiore o inferiore (SSB).

Lo schema di principio di **fig. 8.24** illustra la multiplazione di 12 canali telefonici; i segnali di ciascun canale vengono traslati in frequenza ovvero modulati con portanti

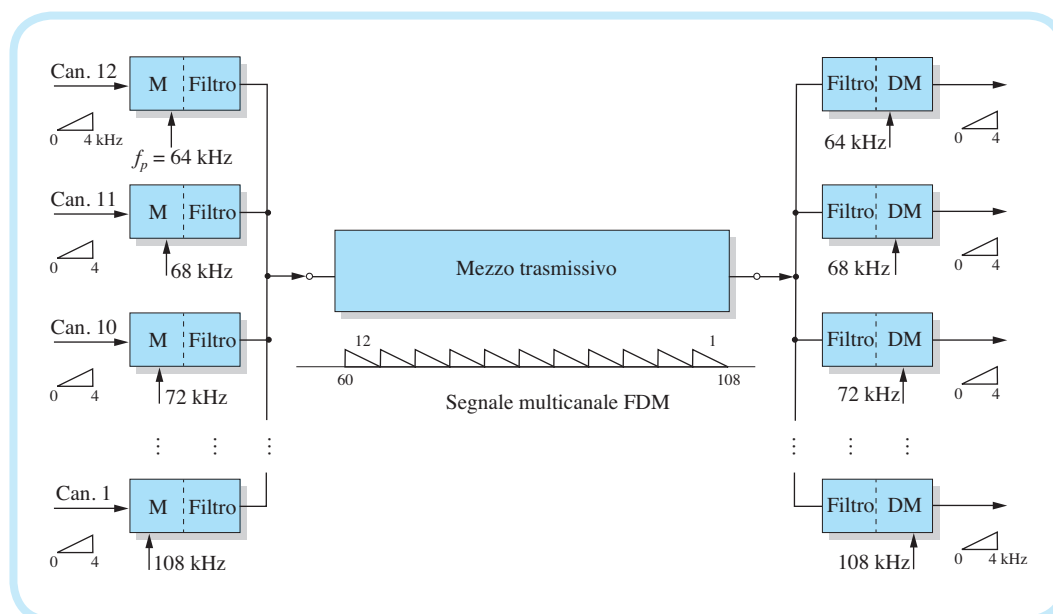


fig. 8.24

Multiplazione di 12 canali con tecnica FDM.

distanziate di 4 kHz (64, 68 ..., 108 kHz). La banda del segnale trasmesso ha una larghezza $B_T = 12 \times 4 \text{ kHz} = 48 \text{ kHz}$. In ricezione naturalmente il segnale dovrà essere *demultiplicato*; occorrerà quindi filtrare le bande relative a ciascun canale e demodulare l'onda risultante per estrarre i segnali in banda base trasmessi.

Nel sistema telefonico le frequenze delle varie portanti sono scelte con criteri che consentono, attraverso modulazioni e moltiplicazioni successive, di moltiplicare da un minimo di 12 fino a 2700 e anche 10800 canali telefonici. La gerarchia con cui vengono organizzate le varie fasi di moltiplicazione è normalizzata secondo convenzioni internazionali dettate dall'Unione Internazionale delle Telecomunicazioni (ITU-T).

Occorre sottolineare che il segnale multicanali FDM è un segnale di tipo analogico e quindi sensibile alle distorsioni e alle degradazioni dovute al rumore.

8.7.2 TDM

ESERCIZI

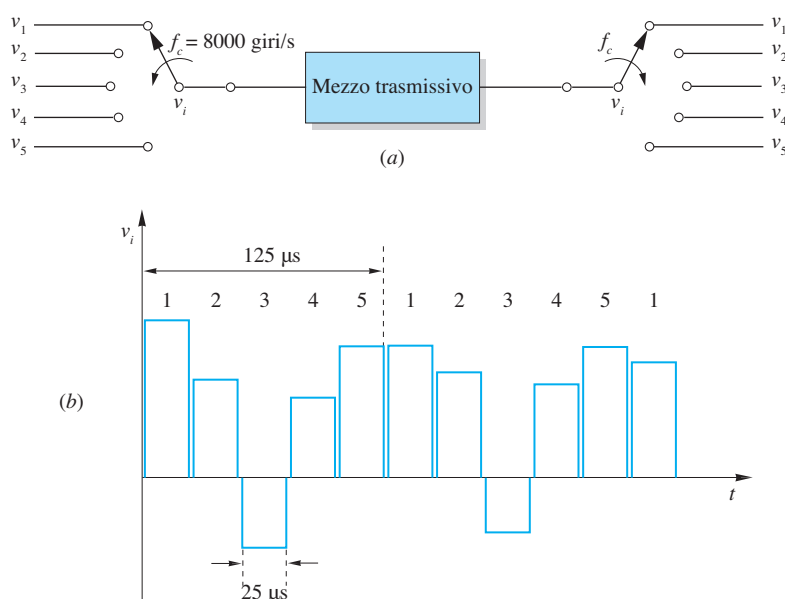
> 22, 23

Un'altra tecnica di moltiplicazione, largamente impiegata per trasmettere segnali modulati con portante impulsiva (PAM o più frequentemente PCM), sfrutta il fatto che il contenuto informativo di un segnale può essere trasmesso fedelmente anche solo rilevando, con frequenza opportuna, campioni discreti del segnale stesso. La moltiplicazione di più canali su un unico mezzo trasmissivo è quindi ottenuta campionando sequenzialmente i segnali di ciascun canale e convogliando i campioni ottenuti su un'unica linea. Lo schema di **fig. 8.25a** illustra questo processo chiamato *moltiplicazione a divisione di tempo* (TDM: *Time Division Multiplexing*). I cinque segnali da trasmettere sono segnali vocali con larghezza di banda $B = 3,4 \text{ kHz}$; il commutatore (in realtà realizzato con un dispositivo di commutazione elettronico) compie 8000 rotazioni al secondo in modo che ciascun canale di ingresso risulta collegato al *canale di trasmissione* ogni $125 \mu\text{s}$ e per un tempo massimo di $125/5 = 25 \mu\text{s}$. In **fig. 8.25b** è rappresentato il segnale risultante v_i trasmesso. La frequenza con cui il commutatore campiona i vari segnali è $f_c = 8 \text{ kHz}$, il che è pienamente compatibile con il teorema del campionamento ($f_c \geq 2B$).

Al terminale di ricezione si dovrà avere un demultiplicatore opportunamente sincronizzato che distribuisca i campioni di segnale ai canali di uscita appropriati. È questo un problema rilevante, specie in sistemi di trasmissione ad alta velocità e a lunga distanza; esso viene

fig. 8.25

Moltiplicazione di 5 canali con tecnica TDM.
a) Schema di principio.
b) Segnale risultante.

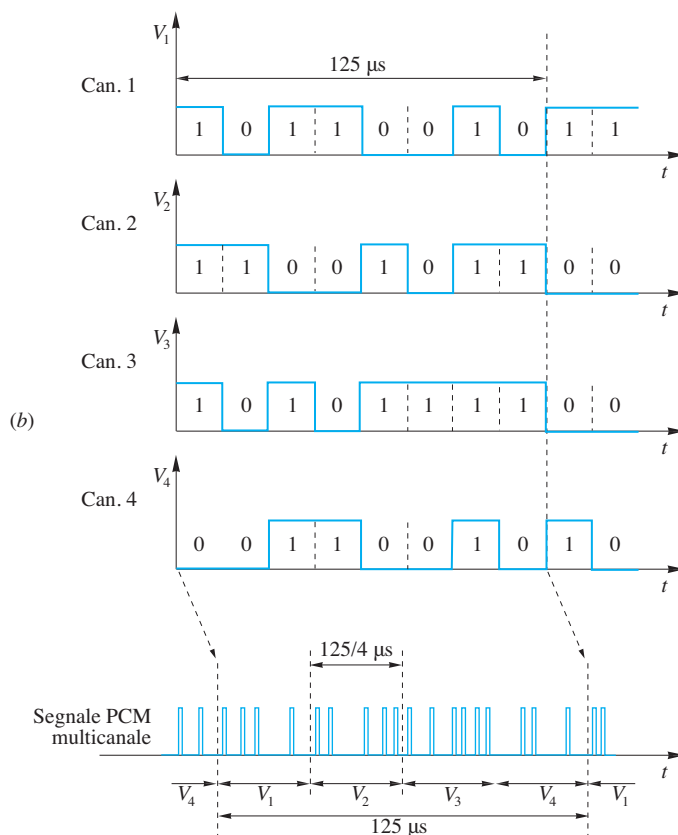
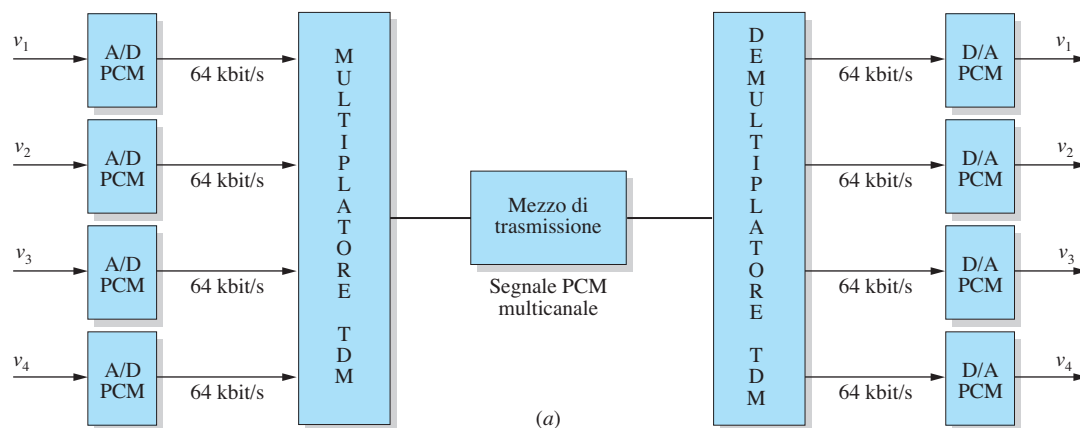


risolto con diverse tecniche fra cui quella di inviare periodicamente, sullo stesso mezzo trasmissivo, impulsi di sincronizzazione intercalati agli impulsi relativi all'informazione ma distinguibili da questi ultimi.

Sistemi TDM-PCM. La tecnica TDM qui descritta viene oggi largamente utilizzata nei sistemi di trasmissione PCM. In questo caso i segnali degli N canali di ingresso, dopo essere stati campionati sequenzialmente a intervalli regolari, vengono codificati in forma digitale a n bit e convertiti in gruppi di impulsi per essere infine convogliati in un unico segnale PCM *multicanale*. In **fig. 8.26** è illustrato un sistema di trasmissione TDM-PCM a 4 canali con i relativi segnali digitali e il segnale PCM multicanale risultante.

fig. 8.26

a) Sistema di trasmissione TDM-PCM.
b) Segnali sui 4 canali convertiti in forma digitale e segnale PCM multicanale.



Se la frequenza di campionamento degli N canali è, come per i segnali fonici, $f_c = 8$ kHz, l'intervallo di tempo disponibile per il campionamento ciclico e le operazioni di codifica e trasmissione (chiamato anche *frame* o *trama* del sistema) è pari a $1/f_c = 125 \mu\text{s}$. Con N canali di ingresso, gli intervalli di tempo dedicati a ciascun canale (IT: *intervallo di tempo di canale* o *time slot*) avranno una durata $IT = 125/N \mu\text{s}$.

Si noti che, se ciascun campione di segnale è codificato con n bit, poi convertiti in n impulsi, ciascun bit sui canali di ingresso dovrà avere una durata massima di $125/n \mu\text{s}$, mentre ciascun impulso sul canale multiplo PCM avrà una durata pari a $125/Nn \mu\text{s}$. In altri termini, le frequenze dei segnali numerici sui canali da moltiplicare (*frequenza di cifra di canale*: f) e sulla linea multicanale (*frequenza di cifre di trama*: f_T) saranno, rispettivamente,

$$f = \frac{n}{125 \times 10^{-6}} \text{ bit/s} \quad f_T = \frac{nN}{125 \times 10^{-6}} \text{ bit/s} \quad [8.27]$$

Nello schema di fig. 8.26, poiché ciascun segnale viene campionato con frequenza $f_c = 8$ kHz e convertito in dati digitali a 8 bit a intervalli di $125 \mu\text{s}$, la frequenza di cifra di canale risulta $f = 8 / (125 \times 10^{-6}) = 64 \text{ kbit/s}$. Essendo 4 i canali da moltiplicare, la frequenza di cifra di trama sarà invece $f_T = 256 \text{ kbit/s}$.

Il moltiplicatore TDM convoglia, in successione, in un frame di $125 \mu\text{s}$, i bit relativi a ciascuno dei 4 canali; in questo modo ciascun intervallo di tempo di canale vale $IT = 125/4 = 31,25 \mu\text{s}$ durante il quale transitano 8 bit di durata $3,9 \mu\text{s}$.

Si osservi che nello schema di fig. 8.26a la moltiplicazione è di tipo digitale, cioè avviene sui singoli segnali PCM. Un'altra tecnica, ormai superata, prevede la generazione di segnali PAM e la moltiplicazione di essi mediante un moltiplicatore analogico; il segnale ottenuto viene poi quantizzato e codificato in impulsi PCM.

Riferendosi al sistema telefonico, in cui la TDM-PCM è molto usata, la trama ha, come si è detto, una durata di $125 \mu\text{s}$ e i canali moltiplicati sono generalmente $N = 32$, di cui 30 per la comunicazione vera e propria e 2 per i servizi di sincronizzazione e segnalazione (normalizzazione europea). Pertanto gli intervalli di tempo di canale hanno durata $IT = 3,9 \mu\text{s}$. Poiché inoltre viene utilizzato un codice a 8 bit, il segnale PCM trasmesso ha una frequenza di cifra della trama $f_T = 2,048 \text{ Mbit/s}$ (comunemente si parla di 2 Mbit/s) e in esso sono convogliati 32 segnali numerici a 64 kbit/s .

I collegamenti numerici a 2 Mbit/s possono essere realizzati su cavi a coppie simmetriche (doppini), attraverso ponti radio oppure mediante inserimento in apparati di moltiplicazione di ordine gerarchico superiore. Nel primo caso le attenuazioni e le distorsioni introdotte dalla linea, i disturbi e le interferenze impongono l'inserimento di elementi rigeneratori ogni $1,5 \text{ km} \div 2,5 \text{ km}$; questo fatto incide sul costo dei collegamenti che vengono quindi utilizzati in ambiti piuttosto limitati. Per collegamenti a distanze superiori a 20 km vengono realizzati sistemi di trasmissione in ponte radio a 2 Mbit/s modulando con tecnica OOK una portante nella banda RF compresa fra 12 e 12 GHz .

La moltiplicazione, sempre con tecnica TDM, di più segnali PCM a 2 Mbit/s consente di ottenere segnali numerici di velocità molto superiore e di sfruttare maggiormente i mezzi trasmissivi a elevata banda passante quali i cavi coassiali, i ponti radio a banda video e le fibre ottiche. Impiegando moltiplicatori a 4 canali (*canali tributari*) si possono convogliare su un unico mezzo di trasmissione le informazioni relative a $4 \times 30 = 120$ canali di ingresso (più 8 canali di servizio) con una velocità di trasmissione dell'ordine di 8 Mbit/s . Con moltiplicazioni successive si possono concentrare canali tributari di ordine superiore ottenendo segnali numerici relativi a 480, 1920 e anche 7680 canali.

I numerosi vantaggi offerti dall'impiego del sistema di comunicazione TDM-PCM invece di quello analogico in banda base o di quello FDM si possono riassumere nei seguenti punti: basso costo degli apparati, buona qualità della trasmissione, massimo sfruttamento dei mezzi trasmissivi, semplicità di manutenzione. A ciò si aggiunge il fatto che le prospettive e lo sviluppo in atto concernenti l'integrazione dei servizi (telefonia, trasmissione dati, telegrafia, videotelefonia) trovano nei sistemi di comunicazione digitali condizioni del tutto adeguate così come l'affermarsi di nuovi mezzi trasmissivi (fibre ottiche) ben si adatta alla trasmissione di tipo numerico.

8.8 Trasmissione dati

Nella sua accezione più generale la *trasmissione dati* si riferisce allo scambio di informazioni in forma numerica fra sistemi di elaborazione, fra questi e i dispositivi terminali e anche fra elaboratori e sensori o attuatori di tipo analogico. Ovviamente in quest'ultimo caso i segnali analogici provenienti dai sensori devono subire una conversione A/D così come per i segnali diretti agli attuatori risulta necessaria una conversione D/A. Esempi di sistemi di trasmissione dati possono essere: il collegamento fra due computer o fra più elaboratori o fra un elaboratore centrale e un terminale remoto; la connessione fra un elaboratore e una stampante; il collegamento di un insieme di strumenti di misura a un'unità di elaborazione centrale in un sistema di misura automatico; la trasmissione di informazioni attraverso la rete telefonica, tradizionale analogica, ISDN digitale, ADSL; il rilevamento di dati atmosferici da una stazione remota.

In **fig. 8.27** è illustrata schematicamente la struttura di un sistema di trasmissione dati. L'informazione da trasferire viene applicata al sistema di comunicazione attraverso il terminale di ingresso (*TX*); il circuito di interfaccia seguente ha il compito di convertire l'informazione di ingresso in una forma adeguata al canale di trasmissione. Una seconda interfaccia è di solito richiesta per convertire il segnale ricevuto in un'informazione compatibile con le caratteristiche del terminale di uscita (*RX*).

La scelta del tipo di trasmissione e la definizione degli elementi del sistema stesso sono condizionate da vari fattori, fra i quali la distanza, la velocità di trasmissione richiesta, il rumore, i supporti a disposizione.

Codice e formati. In un sistema di trasmissione dati i segnali digitali sono molto spesso *codificati* secondo il codice ASCII (*American standard code for information interchange*), che usa 7 bit per rappresentare 128 caratteri comprendenti i caratteri numerici e alfabetici, i caratteri speciali (p. es. la punteggiatura) e caratteri di controllo utilizzabili per vari tipi di segnalazioni. Un ottavo bit, detto *bit di parità*, può essere impiegato per effettuare un parziale controllo della correttezza della trasmissione: il bit di parità viene posto a 1 o a 0 per rendere pari (o dispari) il numero dei bit a 1 del carattere e viene trasmesso con il carattere stesso. In ricezione viene controllato il numero totale dei bit a 1 e se questo risulta dispari (o pari) viene segnalato un errore di trasmissione.

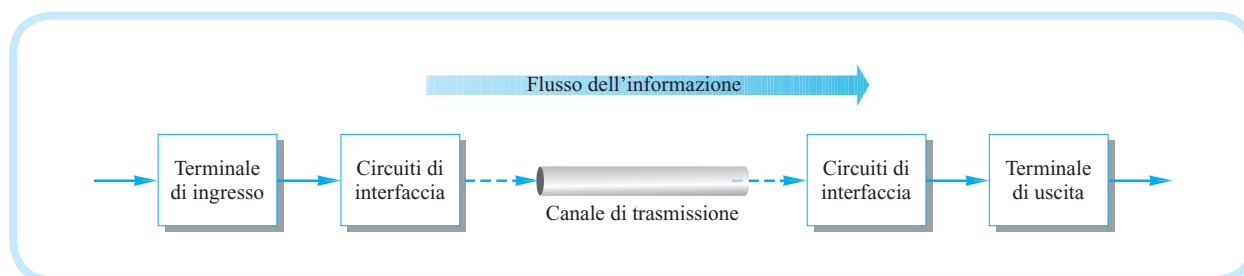
Altri codici talvolta utilizzati sono il Baudot a 5 bit, il codice BCD, esteso di solito a 6 bit per rappresentare 64 caratteri, il codice EBCDIC a 8 bit (IBM), il codice Morse.

Occorre precisare che di solito, indipendentemente dal codice usato e a meno di ragioni particolari che verranno in seguito esaminate, i dati da trasmettere sono, o vengono convertiti, in *formato seriale*. In questo modo il numero dei conduttori richiesto per la trasmissione dei dati digitali da un terminale *A* a un terminale *B* si riduce a uno (più eventualmente uno di riferimento di massa), ovvero è sufficiente un'unica linea trasmissiva.

Modalità di trasmissione. Oltre alla trasmissione unidirezionale denominata comunemente *simplex* ed esemplificata in **fig. 8.28**, si possono avere forme di comunicazione bidirezionali. In particolare si realizzano la trasmissione *half-duplex*, in cui la comunicazione può avvenire in un senso e nell'altro ma non contemporaneamente e la trasmissione *full-duplex*, carat-

fig. 8.27

Sistema di trasmissione dati.



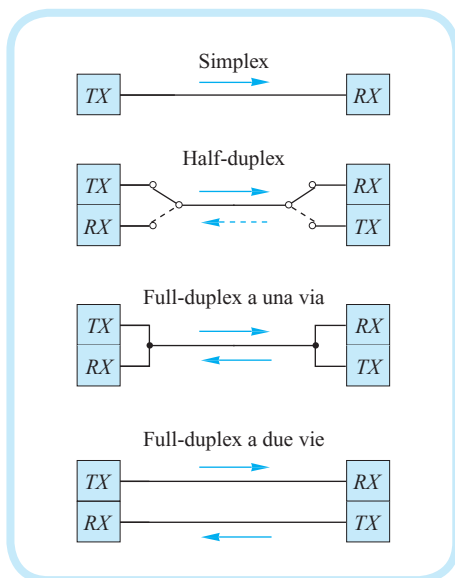


fig. 8.28

Modalità di trasmissione.

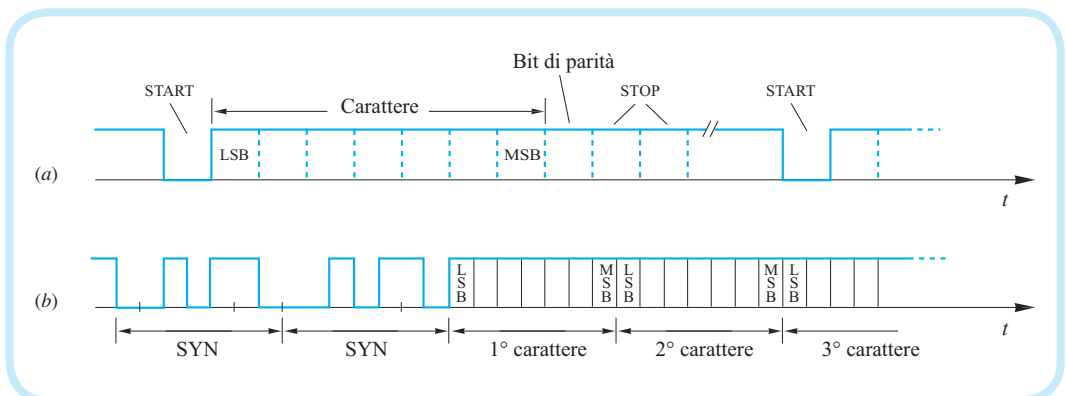
e su collegamenti a breve distanza, che però consente di rivelare solo la presenza di un errore per carattere (o un numero dispari di errori per carattere). Sono stati studiati codici e vengono implementate tecniche che consentono di rivelare una percentuale più alta di errori e talvolta ne permettono anche la correzione. In generale però ciò determina una più o meno elevata ridondanza in quanto ai bit del carattere o del messaggio vero e proprio occorre aggiungere altri bit, che costituiscono il blocco di controllo. Fra i codici più noti, si possono citare il codice, Hamming e i codici ciclici (CRC: *cyclic redundancy code*).

Tipi di trasmissione. La necessità fondamentale di riconoscere, in ricezione, la sequenza dei bit che compongono ciascun carattere trasmesso e di individuare esattamente il livello logico di ciascun bit impone che il trasmettitore comunichi al terminale ricevente qual è il primo bit di ogni carattere e con quale cadenza si presenteranno i bit successivi. Ciò può essere attuato in due modi a seconda che la trasmissione sia di tipo *asincrono* o *sincrono*.

Nel sistema asincrono i caratteri vengono trasmessi con cadenza non necessariamente regolare; durante i tempi di inattività la linea è mantenuta in stato di riposo; il trasmettitore, prima di inviare il primo bit di ciascun carattere, deve portare la linea in stato di lavoro; questa commutazione costituisce il bit di START (vedi fig. 8.29a). Il ricevitore, all'arrivo del bit di START, si predispone alla ricezione del carattere attivando un suo clock interno, che deve avere una frequenza uguale a quella del segnale trasmesso; si noti che è sufficiente che il clock del ricevitore mantenga il sincronismo solo per la durata del carattere. Trasmesso l'ultimo bit, il trasmettitore riporta la linea in stato di riposo e così la mantiene per un

fig. 8.29

Struttura dei caratteri espressi in codice ASCII in sistemi di trasmissione
a) asincrona e
b) sincrona.



tempo pari almeno alla durata di uno o due bit (bit di STOP), a seconda della convenzione adottata. Dopo la segnalazione di STOP, se non vi sono altri caratteri da trasmettere, la linea rimane in stato di riposo, altrimenti viene emesso un nuovo bit di START e così di seguito. La trasmissione asincrona è conveniente quando l'emissione dei caratteri è irregolare come per esempio nel caso dei terminali a tastiera; lo svantaggio principale sta nello scarso rendimento della trasmissione a causa della ridondanza dovuta all'aggiunta dei bit di START e STOP.

Nella trasmissione sincrona i caratteri costituenti un messaggio vengono trasmessi, dopo essere stati raggruppati in blocchi, con cadenza continua in sincronismo con un clock condiviso dal trasmettitore e dal ricevitore. Ciascun blocco di caratteri inizia con una serie di *caratteri di sincronizzazione* (SYN: vedi fig. 8.29b) per permettere al ricevitore di sincronizzarsi o mettersi al passo con il trasmettitore. Al fine di mantenere un perfetto sincronismo fra il flusso di bit in arrivo e il clock del ricevitore, quest'ultimo viene di solito estratto direttamente dai dati in arrivo mediante un circuito ad aggancio di fase. Con il sistema sincrono si ha una minore ridondanza, e quindi una migliore efficienza di trasmissione, a spese di una maggiore complessità circuitale, che però trova piena giustificazione per le alte velocità di trasmissione consentite.

Velocità di trasmissione. Si è detto in precedenza che un elemento molto importante nella scelta e nella valutazione dei sistemi trasmissivi è la *velocità di trasmissione* che rappresenta il numero di bit di informazione che possono essere trasferiti nell'unità di tempo (*bit/s*).

Direttamente legata a questa è la *velocità di modulazione*, che esprime il numero di stati significativi (di ampiezza, frequenza, fase) che può assumere il segnale in linea nell'unità di tempo; l'unità di misura di questa grandezza è il *baud* (Bd).

In un sistema trasmissivo in cui il segnale sia di tipo binario, gli stati sono solo due, corrispondenti ai valori 0 e 1; la velocità di trasmissione può essere allora in bit/s e il suo valore coincide con la velocità espressa in baud. Questa corrispondenza non è più valida nei casi in cui il segnale può assumere più stati per cui il suo contenuto informativo corrisponde a quello di più bit. Per esempio, nel caso della modulazione 4-QPSK a quattro fasi, la fase può essere di 45°, 135°, 225°, 315° rispettivamente in corrispondenza dei valori binari 00, 01, 10, 11; la velocità in bit/s risulta pari al doppio della velocità espressa in baud.

La velocità massima di trasmissione lungo un canale, detta anche *capacità del canale* (C), dipende oltre che dal sistema di codifica utilizzato anche dalle caratteristiche del canale stesso e in particolare dalla sua larghezza di banda B . Trascurando gli effetti del rumore, la capacità in bit/s di un canale è determinata dalla relazione

$$C = 2B \log_2 n \quad [8.27]$$

dove n è il numero di stati che può assumere il segnale in linea. Nel caso del sistema binario, $n = 2$ e quindi $C = 2B$.

In pratica, rumore e distorsioni di fase e frequenza limitano la velocità massima a valori inferiori a quelli teorici e impongono l'impiego di elementi ripetitori che rigenerino il segnale lungo la linea di trasmissione.

8.8.1 Canali di trasmissione

I canali di trasmissione utilizzati appartengono a varie tipologie che dipendono dall'applicazione, in particolare dalla distanza e dalla velocità con cui devono essere trasmessi i dati.

Il caso più semplice si riferisce allo scambio diretto di informazioni in ambito limitato, per esempio la comunicazione fra uno strumento di misura e un elaboratore o fra un elaboratore e un sistema di visualizzazione o fra un convertitore A/D e l'unità di elaborazione. La comunicazione avviene su semplice cavo o su cavo schermato e sono necessari solo circuiti di *interfaccia* che adattino le caratteristiche elettriche dei segnali digitali (in banda base) e implementino il *protocollo di comunicazione* ovvero le regole funzionali e la temporizzazione del trasferimento.

Considerando invece la trasmissione dati in ambito più ampio e con strutture più articolate, per esempio il controllo remoto di un sistema di riscaldamento o il rilevamento di dati atmosferici da una stazione remota, si utilizzano le reti dati esistenti, che implicano quasi sempre tecniche di modulazione. Le reti dati sono di vario tipo e sono in continua evoluzione con lo sviluppo e i progressi delle telecomunicazioni.

LAN. Le LAN (*local area network*) sono reti locali private, con limitato raggio di azione, che mettono in comunicazione più elaboratori, stampanti, dispositivi di memoria di massa e altre apparecchiature dislocate di solito in un unico edificio, per esempio un laboratorio, un'industria, un ufficio. I collegamenti devono garantire un'elevata velocità di trasmissione e tempi di accesso minimi.

In **fig. 8.30** è rappresentato un esempio in cui si notano: il nodo concentratore (*HUB*) che amplifica il segnale ricevuto dai vari elementi e li instrada al destinatario; l'elaboratore centrale (*Server*) che gestisce gli accessi alla rete e supporta servizi a cui possono accedere le stazioni collegate; le stazioni (*client*) e una periferica (*stampante di rete*) a cui possono accedere tutti i client autorizzati; il *Router*, uno speciale modem che gestisce l'accesso a Internet.

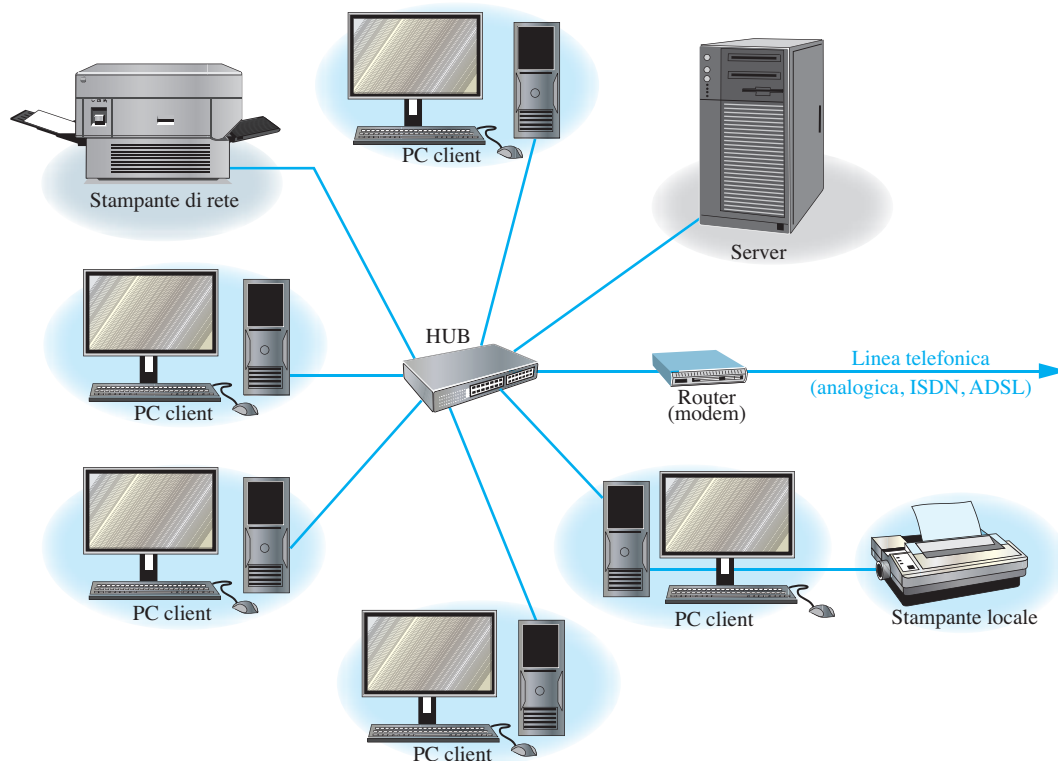
La tecnica di trasmissione più comune è quella in *banda base*, con la quale i dati vengono trasmessi nella loro forma digitale originale; solo in certi casi si utilizza la banda larga applicando una forma di modulazione.

I mezzi trasmissivi sono il doppino telefonico intrecciato (*twisted pair*), il cavo coassiale o la fibra ottica, con i quali si ottiene una velocità di trasmissione da 1 a 10 Mbit/s e anche, in determinate condizioni, a 100 Mbit/s.

Le configurazioni, ossia la disposizione degli elementi che accedono alla rete, sono varie e comprendono tipologie a stella, a bus e ad anello; per ciascuna struttura sono definiti una modalità di accesso alla rete e un metodo di gestione dei conflitti fra i vari elementi collegati. L'insieme delle caratteristiche fisiche e funzionali di una rete sono definite secondo

fig. 8.30

Esempio di LAN.



criteri e principi propri di ciascun costruttore; d'altra parte le reti più diffuse vengono di fatto riconosciute e accettate come standard. Tipico è il caso della rete *Ethernet*: nata dalla collaborazione di un gruppo di imprese, si è affermata prepotentemente tanto da essere sostanzialmente recepita dall'organismo internazionale IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*); con alcune modifiche è stato quindi definito lo standard IEEE 802.3, che è attualmente il sistema LAN più diffuso.

WLAN. Si tratta di reti locali senza fili (*wireless LAN*), basate sulla comunicazione a radiofrequenza su distanze relativamente brevi, che offrono innumerevoli vantaggi: installazione semplice e flessibile, mobilità dei dispositivi collegati, superamento della difficoltà di stendere i cavi.

Particolare fortuna ha incontrato la tecnologia Wi-Fi (*wireless fidelity*): essa consente velocità di trasmissione fino a 11 Mbit/s su distanze minime di 30 m che arrivano, in condizioni favorevoli senza ostacoli, anche a 300 m; la potenza di emissione è ridottissima, dell'ordine di pochi mW. Una delle principali caratteristiche del sistema Wi-Fi è la scelta automatica sia del nodo di collegamento con la rete (*access point*), in base alla potenza del segnale disponibile, sia della banda di frequenza meno occupata.

Bluetooth. Rappresenta una tecnologia di collegamento senza fili (*networking wireless*) a bassa potenza per il trasferimento di dati, immagini, voce con la capacità di interagire con vari dispositivi, dai notebook ai telefoni cellulari, palmari, fotocamere digitali, stampanti ecc. Sviluppata dalla Ericsson è stata formalizzata da un consorzio di aziende del settore elettronico-telefonico e successivamente recepita dall'IEEE come standard IEEE 802.15 con previsione di ulteriori ampi sviluppi.

La comunicazione avviene attraverso onde radio, con frequenze comprese fra 2,45 e 2,46 GHz, e consente una velocità massima di 1 Mbit/s. Bluetooth cerca i dispositivi coperti dal segnale entro un raggio di qualche decina di metri e li mette in comunicazione tra loro. Consente quindi di realizzare piccole reti estremamente flessibili chiamate WPAN (*wireless personal area network*) o Piconet.

WAN. I collegamenti di tipo WAN (*wide area network*) riguardano la comunicazione su aree estese, nazionali e internazionali.

La soluzione più classica consiste nell'utilizzo della *rete telefonica pubblica* a frequenza vocale che consente, grazie alla sua diffusione capillare, di estendere la trasmissione a un'utenza comunque distribuita. I dati digitali devono essere trasformati in modo da essere compatibili con le linee telefoniche convenzionali previste per trattare segnali analogici con banda compresa fra 300 e 3400 Hz. Ciò richiede un dispositivo modulatore in trasmissione e uno demodulatore in ricezione (*modem*). Questa soluzione, in cui le linee telefoniche vengono condivise (mediante commutazione dei collegamenti) fra il normale servizio di comunicazione vocale e il servizio di comunicazione dati, è noto come collegamento su *rete commutata*. Essa offre prestazioni limitate che ne hanno di fatto determinato l'abbandono: consente solo basse velocità di trasmissione; presenta un elevato tasso di errore a causa del rilevante rumore sul canale e delle distorsioni che si instaurano, fattori che invece hanno scarsa rilevanza per le comunicazioni foniche; infine, la commutazione e l'attivazione del collegamento richiedono tempi di attesa non trascurabili in presenza di traffico telefonico congestionato.

Una parziale soluzione agli inconvenienti citati si ha con le *reti dedicate*, cioè reti destinate a una determinata utenza, per esempio una banca o una società. Le reti dedicate possono utilizzare le linee della rete pubblica, che vengono affittate per essere adibite al servizio richiesto. L'inconveniente principale è di costituire un sistema chiuso non consentendo il collegamento con terminali esterni alla rete prevista. Per contro, rispetto alla rete commutata, la velocità di trasmissione è più elevata, la connessione è immediata e stabile, il tasso di errore è ridotto. Particolare importanza hanno avuto i *collegamenti diretti numerici* (CDN). Essi consentono velocità di trasmissione di 64 kbit/s con la moltiplicazione a divisione di tempo di canali operanti a velocità inferiori.

Con il progresso incalzante dell'Informatica e delle Telecomunicazioni, in particolare con lo sfruttamento delle tecniche digitali, sono state sviluppate varie altre tipologie di rete.

La rete ISDN (*integrated service digital network*) è una rete completamente digitale commutata che applica la tecnica numerica presso l'utente; sfruttando lo stesso doppino telefonico usato nella telefonia tradizionale, permette di trasmettere a 128 kbit/s dati, immagini, voce e integra altri servizi come, per esempio, il trasferimento di chiamata o il fax.

La rete ADSL (*asymmetric digital subscriber line*), con le sue varianti, è attualmente la rete più diffusa per la connessione a Internet consentendo il trasferimento contemporaneo di voce, dati, immagini. È basata su una modalità di trasmissione asimmetrica, che offre una velocità di comunicazione più elevata dalla rete all'utente abbonato (*downstream*) e una velocità inferiore dall'utente alla rete (*upstream*). Utilizza uno speciale modem ADSL e il normale doppino telefonico per il tratto di connessione utente-centrale; da qui il segnale fonico viene inoltrato alla rete telefonica pubblica mentre i dati sono inviati alla rete digitale a larga banda e al *provider* che fornisce i servizi Internet.

8.8.2 Circuiti di interfaccia

I circuiti di interfaccia possono essere di vario tipo e presentare complessità molto diverse a seconda dell'applicazione specifica.

Se i dati da trasferire sono, come avviene frequentemente nei sistemi digitali, in formato parallelo, l'interfaccia dovrà comprendere un convertitore parallelo-serie per consentire la trasmissione in formato seriale ed eventualmente un convertitore serie-parallelo in ricezione.

Con l'aumentare della distanza dei dispositivi collegati, si incontrano difficoltà a causa di problemi elettrici (*loop* di terra, attenuazioni, interferenze e rumore) e difficoltà di temporizzazione dovute ai ritardi di propagazione: le interfacce potranno essere provviste di opportuni *line-driver* e *line-receiver* che riducano questi inconvenienti.

Nei sistemi di trasmissione a media e lunga distanza è spesso necessario trattare il segnale con qualche forma di modulazione. Gli organi di interfaccia agli estremi del canale dovranno quindi comprendere anche gli elementi modulatori-demodulatori idonei.

Infine i circuiti di interfaccia devono svolgere funzioni di controllo e di temporizzazione dello scambio dei dati, ovvero gestire il protocollo di comunicazione, oltre a provvedere all'adattamento elettrico e meccanico fra canale di trasmissione e dispositivi terminali.

La necessità di trasferire informazioni fra apparecchiature digitali diverse, prodotte da varie case costruttrici, per esempio fra computer e periferiche, ha determinato l'esigenza di normalizzare le procedure e i metodi di interfacciamento definendo *interfacce standard* raccomandate dalle industrie del settore elettronico e riconosciute e accettate dai comitati internazionali.

La definizione di un'interfaccia implica la determinazione di tutta una serie di caratteristiche meccaniche (connettori, cavi), elettriche (livelli dei segnali, impedenze) e funzionali (codici, protocolli, temporizzazioni). I requisiti di un'interfaccia sono principalmente: la flessibilità, che permetta eventuali espansioni del sistema o modifiche del tipo di trasmissione; la compatibilità con altre interfacce; la velocità nel trasferimento; l'affidabilità, sotto l'aspetto sia del tasso di guasti prevedibile sia della qualità dei messaggi trasmessi.

trasferimento seriale

Utilizza un ridotto numero di linee di collegamento e componenti integrati con pochi terminali. Lo scambio dei dati avviene secondo specifici protocolli.

**NA 8.2**

Interfacce

8.9 Interfacce seriali

Il **trasferimento seriale** dei dati offre il considerevole vantaggio di richiedere un ridotto numero di linee di collegamento. A ciò si aggiunge il fatto che la tecnologia attuale rende disponibile un buon numero di dispositivi in grado di gestire la comunicazione seriale; si tratta di componenti, taluni molto sofisticati come microcontrollori, driver per display, memorie, con numero di terminali e ingombro assai inferiori degli analoghi dispositivi con linee dati parallele.

Le interfacce parallele, benché consentano velocità superiori, trovano scarso impiego se non in situazioni particolari, per esempio nei sistemi di misura automatici, quando si utilizzano strumenti dotati di interfacce parallele come la classica IEEE-488. La descrizione di questo standard e del relativo protocollo di comunicazione è contenuta nella NA 8.2 disponibile sul DVD.

Per l'interfacciamento e lo scambio dei dati seriali sono stati sviluppati numerosi protocolli, a cui le case costruttrici si attengono e che sono diventati, di fatto, standard di comunicazione. Dovendo per esempio inviare i dati di un ADC a un personal computer, potrà essere utile usarne la porta seriale e quindi si farà uso del classico protocollo RS-232, eventualmente con varianti migliorative basate su connessioni con struttura bilanciata come negli standard RS-422 e RS-485; in alternativa si potrà ricorrere a un'interfaccia USB. In campo industriale e automobilistico saranno invece preferiti modalità e protocolli speciali come quelli definiti per il CAN-bus (*controller area network*) e il LIN-bus (*local interconnect network*).

Infine, per il trasferimento dati in piccoli sistemi vengono largamente utilizzati i protocolli SPI e I²C, agili ed efficienti.

8.9.1 Protocollo RS-232

L'interfaccia EIA RS-232 (*electronic industries association recommended standard*) definisce le connessioni fra un dispositivo terminale DTE (*data terminal equipment*) e un dispositivo di comunicazione DCE (*data communication equipment*) destinato alla trasmissione di dati in formato seriale, con modalità di scambio sincrono o asincrono.

Questa interfaccia, che è stata sostanzialmente accettata anche dal comitato internazionale ITU (*international telecommunication union*), è nata per il collegamento di apparecchiature remote attraverso la rete telefonica. Essa prevede quindi tutti i segnali e le linee di controllo necessari per la gestione della comunicazione sulla linea telefonica pubblica commutata attraverso *modem* in diverse configurazioni, fra cui simplex, half duplex, full duplex, sia su un unico canale trasmissivo sia su un *canale primario* e uno *secondario*. Allo standard originale EIA RS-232-C definito nel 1969, sono seguite altre versioni fra cui l'ultima, nota come EIA/TIA RS-232-F (TIA: *telecommunication industry association*).

In forme semplificate, l'interfaccia RS-232 è largamente usata anche per il collegamento non remoto fra PC e anche fra PC e dispositivi periferici: in tal caso il modem è superfluo, il collegamento è diretto e molte delle linee previste dallo standard non sono presenti oppure vengono ignorate o tenute fisse a livello alto o basso.

Nel campo dell'acquisizione dati è particolarmente interessante l'uso dell'interfaccia RS-232 in modalità *asincrona* nella sua forma più semplice, che richiede solo tre linee: *RX*, *TX*, *GND*.

Formato dei dati. I caratteri, costituiti da 5, 6, 7 o 8 bit a seconda della scelta effettuata, vengono trasmessi con cadenza non necessariamente regolare. Durante i tempi di inattività, la linea è mantenuta in stato di riposo. Il trasmettitore, prima di inviare il primo bit di ciascun carattere, deve portare la linea in stato di lavoro: questa commutazione costituisce il bit di START (**fig. 8.31**). Il ricevitore, all'arrivo del bit di START, si predispone alla ricezione del carattere, a partire dal bit meno significativo (LSB), attivando il suo clock interno, che deve avere una frequenza uguale a quella del trasmettitore; si noti che è sufficiente che il clock mantenga il sincronismo solo per la durata del carattere. Trasmesso l'ultimo bit, il trasmettitore riporta la linea in stato di riposo e così la mantiene per un tempo pari almeno alla durata di uno o due bit (bit di STOP), a seconda della convenzione adottata. Dopo la segnalazione di STOP, se non vi sono altri caratteri da trasmettere, la linea rimane in stato di riposo, altrimenti viene emesso un nuovo bit di START e così di seguito.

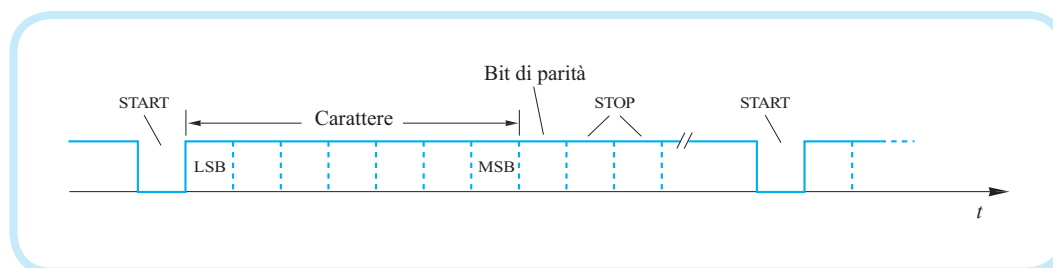


fig. 8.31

Struttura dei caratteri nella trasmissione asincrona.

Si noti la presenza di un bit di *parità*: l'inserimento di questo bit, che è opzionale, costituisce una forma molto semplice e parziale di controllo degli errori: il bit di parità viene posto a 1 o a 0 per rendere pari (oppure dispari se si è scelta la convenzione di parità dispari) il numero dei bit a 1 presenti nel carattere e viene inviato insieme al carattere stesso. In ricezione, viene controllato il numero totale dei bit a 1 e, se questo risulta dispari (o pari), viene segnalato un errore di trasmissione.

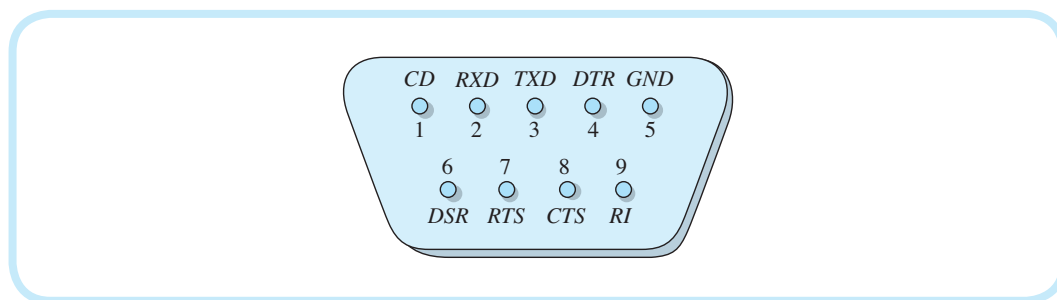
La velocità di trasmissione si esprime in *baud* che, in questo caso, corrisponde anche alla velocità espressa in *bit/s*. Il protocollo prevede velocità di trasmissione (*baud rate*) normalizzate, da 300, 600, 1200, 2400, ..., 19200 baud e oltre; la velocità effettiva che può essere usata dipende da vari fattori, tra cui la distanza fra trasmettitore e ricevitore e le caratteristiche elettriche dei circuiti.

Connettore e linee. Lo standard RS-232, adatto per velocità di trasmissione fino a 20 kbit/s su distanze fino a circa 15 m, prevede per il collegamento elettrico un cavo con più linee e due connettori (maschio-femmina) a 25 contatti (DB25). Ciascuna linea costituisce un *circuito di interfaccia* dedicato a una ben precisa funzione ovvero al trasferimento di un segnale dal DTE al DCE o viceversa. Nella forma semplificata il connettore a 25 pin è spesso sostituito dal connettore a 9 contatti (DB9) illustrato in **fig. 8.32** e solitamente disponibile sui personal computer e sui dispositivi periferici come *porta seriale*. In **tab. 8.2** sono riportati le numerazioni dei contatti (per i connettori DB9 e DB25), le sigle identificative, la descrizione e il verso dei segnali.

Il protocollo di comunicazione, molto articolato, si basa sull'attivazione di alcune linee da parte del DTE e sulla corrispondente attivazione, in risposta, di altre linee da parte del DCE; una volta avviata la comunicazione, i dati vengono trasferiti, con il formato illustrato in **fig. 8.31**, sulle linee *TXD* e *RXD*.

fig. 8.32

Connettore RS-232 a 9 contatti.



tab. 8.2 Linee di interfaccia nei connettori RS-232.

Pin DB9	Sigla	Circuiti di interfaccia	Verso DTE DCE	Pin DB25
5	GND	Signal Ground		7
3	TXD	Transmitted Data	→	2
2	RXD	Received Data	←	3
7	RTS	Request to Send	→	4
8	CTS	Clear to Send	←	5
6	DSR	Data Set Ready	←	6
4	DTR	Data Terminal Ready	→	20
9	RI	Ring Indicator	←	22
1	CD	Carrier Detector	←	8

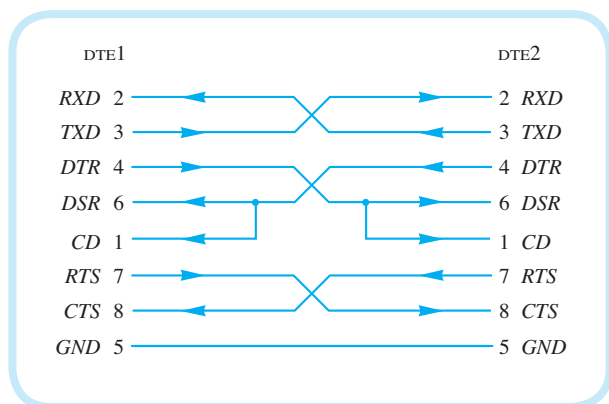


fig. 8.33

Connessione null modem fra due DTE dotati di connettore DB9.

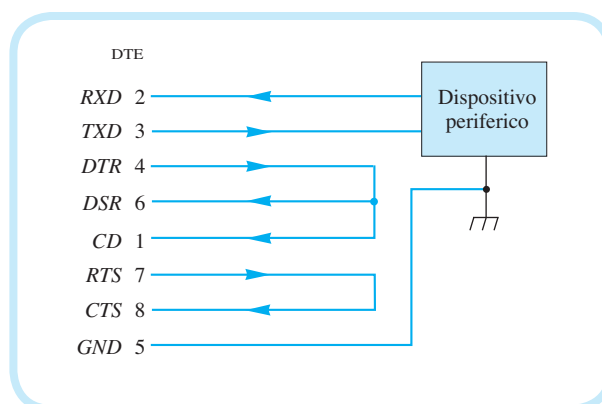


fig. 8.34

Connettore adattato per la comunicazione seriale su 3 fili.

Collegamento Null Modem. Particolarmente interessante e utile è l'uso dell'interfaccia seriale per effettuare trasferimenti di dati fra due apparecchiature DTE, in particolare due personal computer. Occorre in questo caso «incrociare» le linee di trasmissione e ricezione dei due dispositivi e collegare opportunamente le linee di controllo cosicché venga rispettato il protocollo di comunicazione. In fig. 8.33 sono illustrati i collegamenti per realizzare la funzione *null modem* in modo completo mediante due connettori DB9.

Il collegamento null modem può essere adattato anche in applicazioni in cui un PC debba comunicare con un circuito periferico in grado di inviare e ricevere dati ma privo di ogni linea di controllo. Si può predisporre un connettore idoneo che consenta di gestire automaticamente il protocollo di comunicazione. In fig. 8.34 è illustrato lo schema che consente di realizzare il trasferimento seriale bidirezionale su tre fili.

Caratteristiche elettriche. I valori di tensione sui circuiti di interfaccia sono associati ai livelli logici secondo il criterio della *logica negativa*. Il livello logico 1 corrisponde a una tensione V_I inferiore a -3 V mentre lo 0 logico corrisponde a una tensione V_I maggiore di $+3$ V; la regione fra -3 e $+3$ V è considerata di transizione e in essa lo stato del segnale non è definito. Le fasce di valori associate ai livelli 0 e 1 possono estendersi, rispettivamente, fino a $+15$ e -15 V.

Relativamente ai dati, lo stato logico 1 è indicato come MARK e lo stato 0 come SPACE. Per quanto riguarda i segnali di temporizzazione e di controllo, essi sono considerati attivi (ON) quando il livello logico è 0 e quindi $V_I > 3$ V; sono invece considerati inattivi (OFF) quando il livello logico è 1.

Le caratteristiche elettriche specificate dallo standard riguardano, oltre al valore di V_I , anche il valore di alcuni parametri della linea di interfaccia evidenziati nel circuito equivalente di fig. 8.35: resistenza R_o e capacità C_o associate ai terminali di uscita del dispositivo

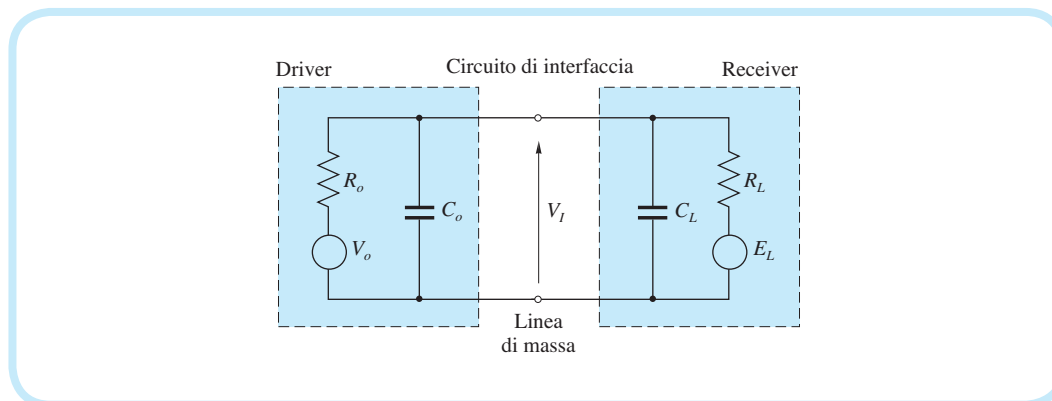


fig. 8.35

Circuito equivalente di una linea di interfaccia RS-232.



driver che pilota il circuito di interfaccia; resistenza R_L che costituisce il carico del driver; capacità C_L comprendente sia la capacità della linea sia la capacità di ingresso del ricevitore (*receiver*); tensioni massime, a circuito aperto, del driver (V_o) e del receiver (E_L). Altri parametri si riferiscono alla velocità di commutazione dei segnali sulla linea.

In commercio è disponibile un'ampia scelta di circuiti integrati adattatori, detti *line driver*, che convertono i segnali TTL e CMOS in segnali conformi allo standard RS-232. Per consentire l'adattamento opposto, si utilizzano invece circuiti *line receiver*, che convertono segnali RS-232 in segnali TTL o CMOS. Fra i più comuni integrati si possono ricordare i classici SN75188 (driver), SN75189 (receiver), SN75185 (3 driver e 5 receiver) e, in particolare, il MAX232 e il MAX237 che richiedono solo un'alimentazione $V_{CC} = 5$ V.

Caratteristiche migliorative e prestazioni superiori allo RS-232 sono offerte dalle interfacce RS-422, RS-423, RS-449 e RS-485. Per la descrizione e gli approfondimenti si rimanda alla NA 8.2 disponibile sul DVD.

Dispositivi per l'interfacciamento. Per l'implementazione di interfacce seriali vengono prodotti numerosi circuiti integrati programmabili, che svolgono le funzioni di controllo e comunicazione richiesti nelle varie applicazioni.

Gestiscono la comunicazione asincrona i dispositivi UART (*universal asynchronous receiver transmitter*) svolgendo diverse funzioni:

- provvedono allo scambio di dati in formato parallelo con un DTE (p. es. un microprocessore) regolando con opportune segnalazioni la sequenzialità dello scambio;
- convertono in forma seriale i dati forniti dal DTE e, dopo aver generato i bit di START, di PARITÀ e di STOP, li trasmettono serialmente al DCE (un modem o un circuito remoto) con la velocità prescelta;
- ricevono i dati seriali provenienti dal DCE e li convertono in forma parallela effettuando anche controlli sulla correttezza e segnalando eventuali errori;
- consentono di programmare alcune modalità e caratteristiche della comunicazione come numero di bit del carattere, baud rate, parità, bit di STOP.

Altri dispositivi, noti come USART (*universal synchronous asynchronous receiver transmitter*), sono più completi e, oltre a funzionare in modo analogo ai circuiti UART, consentono la comunicazione sincrona condividendo il segnale di clock con il DCE.

Si noti che i livelli e le caratteristiche elettriche dei dispositivi citati sono generalmente TTL compatibili: occorre quindi inserire gli opportuni adattatori sulle linee seriali per ottenere i livelli RS-232.

8.9.2 Protocollo SPI

L'interfaccia SPI (*serial peripheral interface*) è un bus di comunicazione ideato dalla Motorola. Essa consente la comunicazione seriale, sincrona, full-duplex fra un dispositivo, che funziona come *master* e avvia la comunicazione, e uno o più dispositivi *slave* (fig. 8.36).

Il bus prevede 4 linee convenzionalmente denominate come indicato in tab. 8.3. Il segnale \overline{SCLK} è il clock seriale che scandisce gli istanti di emissione e di lettura dei bit sulle linee di dato. La linea \overline{SS} , attiva bassa, è dedicata all'abilitazione del dispositivo slave da parte del master, che seleziona così lo slave da attivare. I dispositivi slave devono essere dotati di uscite tri-state e, quando sono disabilitati, devono mantenere l'uscita in alta impedenza ed essere quindi isolati dal bus, indifferentemente dalla presenza del segnale di clock. Il numero di slave che si possono connettere al bus è limitato esclusivamente dal numero di possibili linee di abilitazione che il master può gestire. $MOSI$ è la linea attraverso cui il master trasmette il dato seriale allo slave mentre, con la stessa cadenza, lo slave invia il suo dato sulla linea $MISO$. La frequenza di clock, e di conseguenza la velocità di trasferimento sul bus (*baud rate*), può raggiungere livelli anche elevati, nell'ordine delle decine di MHz e anche oltre. Di solito il dato trasmesso è costituito da 8 bit (o anche 16 bit) e viene emesso per primo il bit più significativo (MSB). I livelli elettrici non sono definiti e dipendono quindi dalla compatibilità fra master e slave.

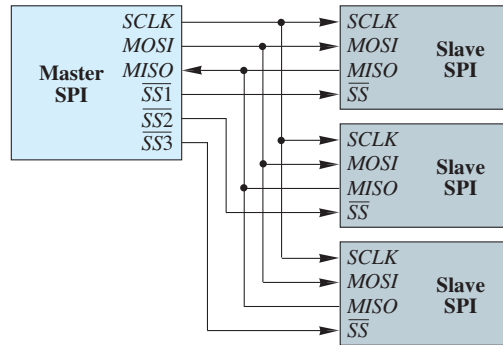


fig. 8.36

Connessione tipica di un elemento master e tre slave con bus SPI.

tab. 8.3

Denominazione	Descrizione	Direzione	Denominazioni alternative
<i>SCLK</i>	Serial Clock	dal Master allo Slave	<i>SCK</i>
\overline{SS}	Slave Select (attiva bassa)	dal Master allo Slave	\overline{CS} o \overline{Sync}
<i>MOSI</i>	Master Output, Slave Input	dal Master allo Slave	<i>DI, SI</i>
<i>MISO</i>	Master Input, Slave Output	dallo Slave al Master	<i>DO, SO</i>

L'interfaccia prevede alcuni registri:

- Registro dati (SPIDR), costituito da un registro a scorrimento a 8 bit, in cui transitano i bit dei dati, pilotato da un oscillatore interno (*baud rate generator*), come illustrato in **fig. 8.37**.
- Registri di controllo (SPICR1 e SPICR2) che consentono, per esempio, di definire il sincronismo fra le commutazioni sulla linea dati e il clock, impostando la polarità (bit *CPOL*) e la fase (bit *CPHA*) di quest'ultimo; si definisce così lo stato inattivo (*idle*) del clock, il fronte che provoca la commutazione dei dati e l'istante in cui i dati sono validi e possono essere letti; queste opzioni, selezionabili dal master, permettono di adattare l'interfaccia a tutte le possibili varianti previste dai dispositivi slave, che normalmente invece vengono progettati per avere solo uno dei 4 modi di comunicazione possibili. I diagrammi di **fig. 8.38** rappresentano il modo di funzionamento in cui *CPOL* = 0 e *CPHA* = 0 (modo 0): nello stato inattivo si ha *SCLK* = 0, i dati cambiano in corrispondenza del fronte di discesa del clock e sono validi con il fronte di salita.
- Registro (SPIBR) per impostare la velocità di trasferimento dei dati in relazione alla frequenza del clock di sistema al fine di rispettare le specifiche dinamiche dello slave.
- Registro di stato (SPISR), i cui bit indicano, per esempio, se è pronto un dato da trasmettere o se è stato ricevuto un dato.

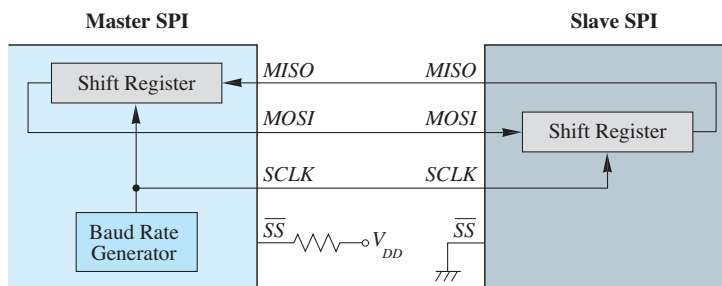
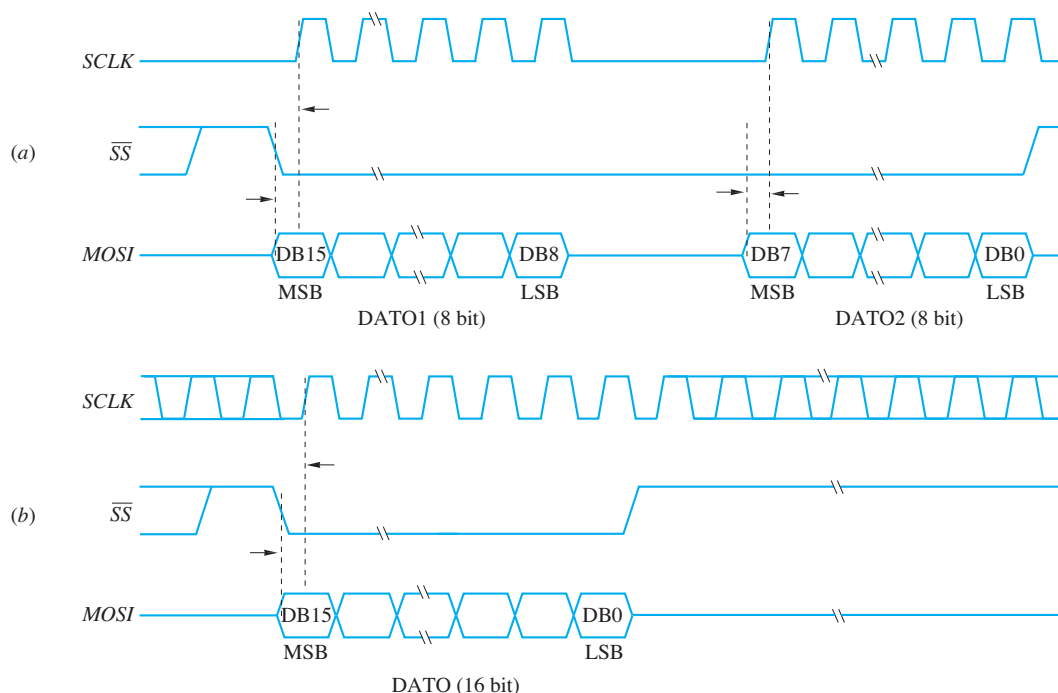


fig. 8.37

Connessione di master e slave con interfaccia SPI.

**fig. 8.38**

Trasferimento di 2 dati a 8 bit con protocollo SPI nel modo 0:
(a) invio di 2×8 bit;
(b) invio di 16 bit in sequenza.

Il diagramma di fig. 8.38a mostra, a titolo di esempio, il trasferimento di due byte da un dispositivo master a uno slave, costituito in questo caso da un convertitore D/A a 8 bit. Il primo byte contiene informazioni di controllo per il DAC mentre il secondo contiene il dato vero e proprio da convertire. Sulla linea $MOSI$ viene posto il primo bit da trasmettere quando ancora $SCLK$ e \overline{SS} sono inattivi. Dopo la selezione dello slave ($\overline{SS} = L$), viene attivato $SCLK$ per 8 cicli, durante i quali i bit si presentano in sequenza e vengono letti in corrispondenza dei fronti positivi di $SCLK$. Dopo un intervallo di durata arbitraria, inizia l'invio del secondo byte; la trasmissione si conclude disattivando \overline{SS} e $SCLK$.

In fig. 8.38b lo stesso trasferimento è eseguito in modo continuativo: si vede che $SCLK$ può essere sempre attivo e il trasferimento di tutti i 16 bit è controllato solo dal segnale \overline{SS} .

**LAB 7.5**

Convertitore A/D seriale

**FOGLI TECNICI**

MICROWIRE. L'interfaccia MICROWIRE, sviluppata in tempi precedenti dalla National Semiconductor, presenta caratteristiche simili alla SPI e trova ancora frequenti applicazioni specie per la comunicazione fra un solo master e un solo slave. Il protocollo è più semplice ma assai meno rigoroso e flessibile: per esempio, la denominazione delle linee (SCK , \overline{CS} e SI , SO , usate sia per il master sia per lo slave) è alquanto ambigua; la sincronizzazione fra i fronti di SCK e le commutazioni sulle linee dati è fissa e non programmabile.

8.9.3 Protocollo I^2C

ESERCIZI

> 27-29

L'interfaccia I^2C (IIC : *inter integrated circuit*) è un bus di comunicazione, ideato dalla Philips-Signetics, che consente la comunicazione seriale, sincrona, half-duplex fra due o più dispositivi (fig. 8.39) utilizzando solo due linee bidirezionali:

- SCL : clock seriale per la sincronizzazione della comunicazione;
- SDA : linea dati per il trasferimento seriale dell'informazione fra i vari dispositivi collegati.

Entrambe le linee sono collegate all'alimentazione positiva mediante un resistore di *pull-up*: quando il bus è inutilizzato entrambe sono a livello alto. Gli stadi di uscita dei circuiti col-

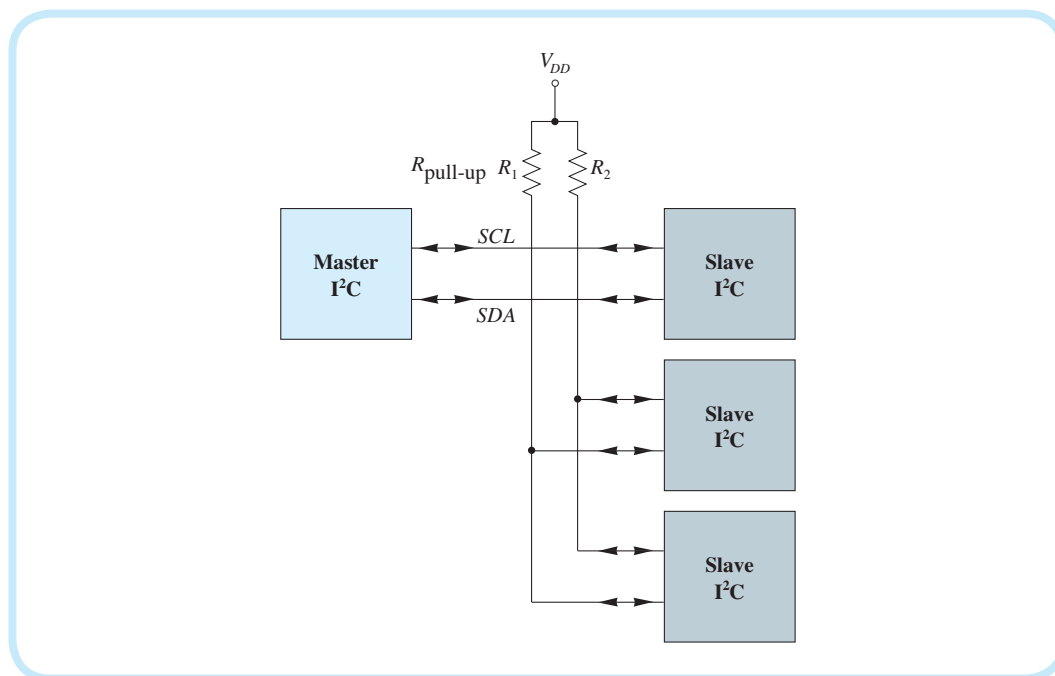


fig. 8.39

Connessione al bus I²C di 4 dispositivi con terminali open-drain.

legati hanno struttura *open-collector* (od *open-drain* se si tratta di CMOS) così da permettere la connessione WIRED-AND. Il livello logico 0 corrisponde a 0 V ossia a *GND* mentre per il livello logico 1 il valore di tensione dipende dalle caratteristiche tecnologiche dei circuiti connessi, in particolare dall'alimentazione utilizzata.

La comunicazione è gestita secondo un efficace *protocollo* che, oltre a evitare conflitti fra i dispositivi collegati, con conseguente perdita di informazioni, consente anche di collegare circuiti con differenti frequenze di lavoro.

Fra i dispositivi collegati al bus esiste sempre una relazione *master-slave*, in cui sia il master sia lo slave possono funzionare come trasmettitori o ricevitori. Il master è l'elemento che inizia la comunicazione e genera il segnale di clock per il trasferimento dell'informazione; a quel punto, i circuiti selezionati funzionano come slave.

Ciascun dispositivo collegato è selezionabile via software mediante un indirizzo. Il trasferimento di dati a 8 bit può avvenire, a seconda delle caratteristiche dei circuiti, a 100 kbit/s nella modalità *standard*, a 400 kbit/s in *fast-mode*, a 1 Mbit/s in *fast-mode plus* oppure fino a 3,4 Mbit/s nel modo *high-speed*.

Normalmente i dati sulla linea *SDA* devono rimanere stabili per tutto il tempo in cui il clock *SCL* è alto e possono cambiare solo quando *SCL* è basso. Si definiscono però le particolari condizioni di START e STOP illustrate in fig. 8.40:

- una transizione negativa (H → L) di *SDA* mentre *SCL* è alto indica una condizione di START;
- una transizione positiva (L → H) di *SDA* mentre *SCL* è alto indica una condizione di STOP.

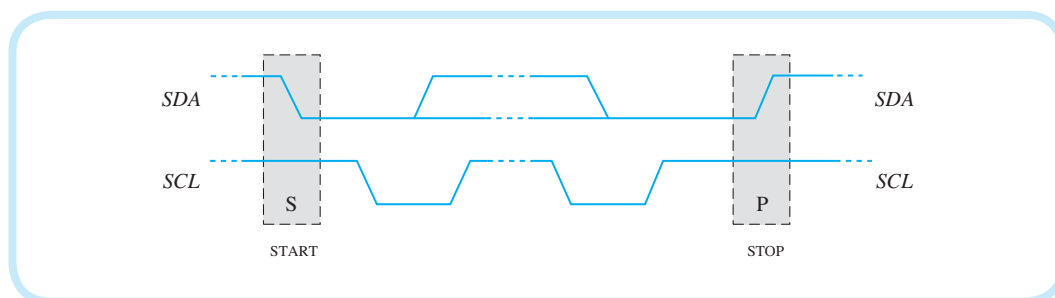
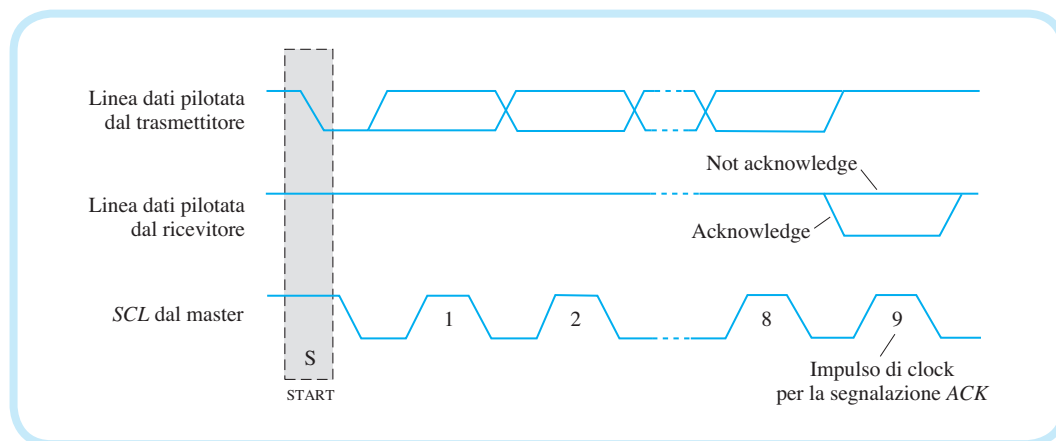


fig. 8.40

Condizioni di START e STOP.

fig. 8.41

Acknowledge.



Le condizioni di START e STOP sono sempre generate dal dispositivo master; dopo lo START il bus è considerato occupato (*busy*) fino alla segnalazione di STOP.

I dati sono composti da 8 bit e viene trasmesso per primo il bit più significativo (MSB). Il numero di dati che possono essere trasmessi in sequenza è teoricamente illimitato. In risposta a ciascun byte inviato, il ricevitore deve generare un bit di *acknowledge* a conferma della ricezione.

La segnalazione di acknowledge (ACK) consiste in un bit a livello basso, generato sulla linea *SDA* dal dispositivo ricevitore (vedi «Linea dati pilotata dal ricevitore» in fig. 8.41), in sincronismo con un impulso di clock generato dal master mentre il trasmettitore lascia alta la stessa linea *SDA*.

Generalmente il ricevitore che è stato selezionato deve obbligatoriamente inviare il bit di acknowledge dopo ciascun byte ricevuto. Se un elemento che lavora come slave non invia l'impulso di acknowledge, perché non selezionato o occupato per operazioni interne o altro, lascia alta la linea *SDA*; in questo caso il master può generare una condizione di STOP per interrompere il trasferimento oppure riprendere generando una nuova condizione di START.

Se dopo il trasferimento di un byte il dispositivo slave non può ricevere o trasmettere un altro byte di dati, può mantenere bassa la linea di clock *SCL* forzando così il master in uno stato di attesa (*wait*); il trasferimento proseguirà successivamente quando lo slave rilascerà la linea *SCL*.

Il bus *I²C* consente il collegamento di più elementi master, in grado di iniziare un trasferimento, generare il segnale di clock e terminare il trasferimento. Tuttavia, per evitare conflitti e alterazione di dati, è necessario che un solo master per volta abbia il controllo del bus. La gestione dell'accesso al bus da parte dei diversi master (*arbitraggio*) si basa sul fatto che un dispositivo non può controllare il bus se un altro elemento ha già generato una condizione di START; deve invece rimanere in attesa fino a quando il master che detiene il controllo non abbia generato una condizione di STOP. La struttura WIRED-AND delle connessioni sulle linee *SDA* e *SCL* garantisce questa funzione.

Ciascun dispositivo connesso al bus *I²C* è associato a un *indirizzo* che, nel modo standard, si compone di 7 bit; solitamente questo comprende una parte fissa, per esempio 4 bit, che identifica il tipo di dispositivo, e una parte programmabile, i restanti 3 bit, che consente di indirizzare uno di otto dispositivi dello stesso tipo presenti nel sistema. Il byte dell'indirizzo si completa con un ottavo bit (R/\overline{W}) che indica se il master inizia un'operazione di lettura ($R/\overline{W} = 1$) oppure di scrittura ($R/\overline{W} = 0$) ossia, in altri termini, se il master lavora come ricevitore o come trasmettitore.

In fig. 8.42 è illustrato il diagramma relativo alla lettura di un ADC a 8 bit con indirizzo 0110100; esso evidenzia la correlazione fra il segnale *SCL* e il segnale *SDA* quando quest'ultimo è pilotato dal master (p. es. un μ -controllore) e quando è pilotato dallo slave (ADC).

Subito dopo aver generato la condizione di START il master invia l'indirizzo; nel successivo ciclo di clock (il nono) il dispositivo slave indirizzato risponde con un bit di acknowledge. A questo punto, può aver luogo il trasferimento del dato vero e proprio: il trasmettitore invia 8 bit di dato (AB_{HEX}) e il master invia la condizione di STOP.

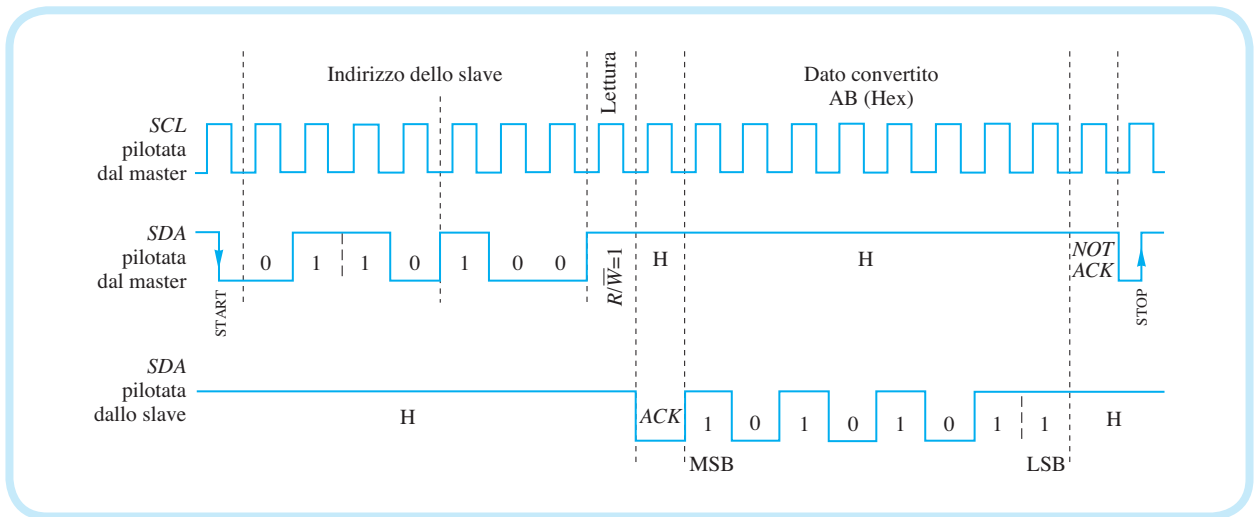


fig. 8.42

Lettura di un ADC con interfaccia I²C.

Si noti che, nei modi di funzionamento *fast* e *high speed*, l'indirizzo può essere a 10 bit. Inoltre, la gestione di ADC o DAC, con risoluzione superiore a 8 bit ed eventualmente con più canali analogici, comporta un colloquio fra master e slave assai più complesso in quanto occorre quasi sempre inviare al convertitore uno o più byte di controllo e impostazione; i fogli tecnici forniscono comunque precise indicazioni specifiche.

Osservazioni e confronti. L'interfaccia SPI è molto usata e presenta vantaggi rispetto ad altri protocolli seriali per il fatto di consentire la comunicazione full-duplex e, soprattutto, per l'elevata velocità di trasmissione, la semplicità dell'hardware richiesto per il collegamento, l'estrema flessibilità del protocollo, che può essere adattato a diversi dispositivi. Si può tuttavia osservare che richiede almeno 3 o 4 linee di connessione, non effettua un reale controllo del flusso dei dati e non prevede alcuna forma di conferma dell'avvenuta ricezione (*acknowledge*) dei dati stessi. È quindi particolarmente adatta per collegare un solo master e un solo slave quando si abbiano esigenze di elevata velocità.

L'interfaccia I²C è più complessa e meno flessibile della SPI ma richiede solo 2 linee di collegamento, prevede una segnalazione di conferma della ricezione e consente una gestione efficiente di sistemi multi-slave e multi-master, grazie alla possibilità di indirizzamento via software. Tuttavia, la comunicazione è solo half-duplex e offre velocità decisamente inferiori a quelle della SPI. Anche per quanto riguarda l'immunità al rumore l'interfaccia I²C, sensibile ai livelli, risulta meno affidabile della SPI, sensibile invece ai fronti di commutazione dei segnali.

8.9.4 USB

L'interfaccia USB (*universal serial bus*) ha assunto grandissima diffusione negli ultimi anni specialmente per il collegamento di periferiche ai personal computer e in molti casi ha sostituito le porte seriale e parallela e la classica interfaccia PCI. Essa offre numerosi vantaggi:

- permette di connettere a ciascuna porta USB fino a 127 dispositivi periferici, tra cui unità CD-ROM, joystick, tastiere, mouse, scanner, macchine fotografiche digitali, altoparlanti, telefoni;
- supporta l'installazione *Plug-and-Play*, con la quale il computer rileva e configura automaticamente le periferiche e ne installa i programmi *driver* appropriati;
- consente di collegare, ed eventualmente rimuovere, nuovi dispositivi in modo rapido, senza dover arrestare o riavviare il computer (*hot plug/swap*);
- è in grado di fornire fino a 500 mA ai dispositivi collegati, che possono quindi in certi casi essere alimentati direttamente attraverso il bus USB;
- è ormai accettata come standard da tutti i costruttori di computer e di periferiche ed è semplice e poco costosa.

Essendo un'interfaccia recente, versatile e con grandi potenzialità, le sue caratteristiche e le sue prestazioni sono in fase di evoluzione e subiscono frequenti aggiornamenti: oltre alla versione base USB 1.1 (*USB basic speed*), sono disponibili la versione USB 2.0 (*USB high-speed*), la versione *super-speed* 3.0 ed è stata sviluppata appositamente per i telefoni cellulari la USB OTG (*on the go*).

Bisogna inoltre osservare che in commercio sono disponibili speciali adattatori USB/RS-232, corredati del relativo software, che consentono sia di utilizzare le numerose apparecchiature esistenti con interfaccia RS-232, sia di sfruttare circuiti e programmi sviluppati per questa interfaccia.

Architettura. Un sistema con interfaccia USB è strutturato secondo una configurazione gerarchica a *stella* (fig. 8.43) e si compone di diversi elementi:

- un'unità centrale di controllo, in genere un computer, denominato *Host*; essa contiene la porta USB con il nodo principale (*Root Hub*), da cui si diparte una connessione;
- le funzioni, ossia le unità periferiche USB connesse, per esempio un mouse, un joystick, una stampante;
- uno o più nodi (*Hub*) che costituiscono ciascuno il centro di una stella e consentono di collegare più dispositivi periferici.

Trasferimento dati. L'interfaccia USB consente velocità di trasmissione considerevoli (1,5 Mbit/s nel modo *low speed*, 12 Mbit/s nel modo *full speed* e 480 Mbit/s nel modo *high speed*) utilizzando solo quattro linee adeguatamente schermate. I dati sono trasferiti in forma seriale su due linee differenziali intrecciate (*twisted pair*) e sono modulati in banda base con una codifica NRZI (*non return to zero inverted*); il trasferimento fra l'Host e i dispositivi periferici è temporizzato mediante l'invio di appositi caratteri di sincronizzazione. Vengono definiti quattro metodi di trasmissione adatti a diversi tipi di applicazione:

- *Bulk*: usato per periferiche caratterizzate da grandi quantità di dati da trasferire, per esempio stampanti o scanner, per le quali comunque il trasferimento può essere differito fino a che il canale di comunicazione non è libero;
- *Control*: usato dal software di controllo dell'Host per comunicazioni di servizio, per esempio per inviare comandi o rilevare lo stato dei dispositivi periferici;
- *Interrupt*: usato per la ricezione di dati forniti da dispositivi che sporadicamente e irregolarmente inviano modeste quantità di dati, per esempio la tastiera o il mouse;
- *Isocronous*: usato nei casi in cui il flusso di dati è continuo e regolare e in cui la relazione temporale deve essere mantenuta, per esempio in applicazioni in *real-time* o nel trasferimento di informazioni audio o video.

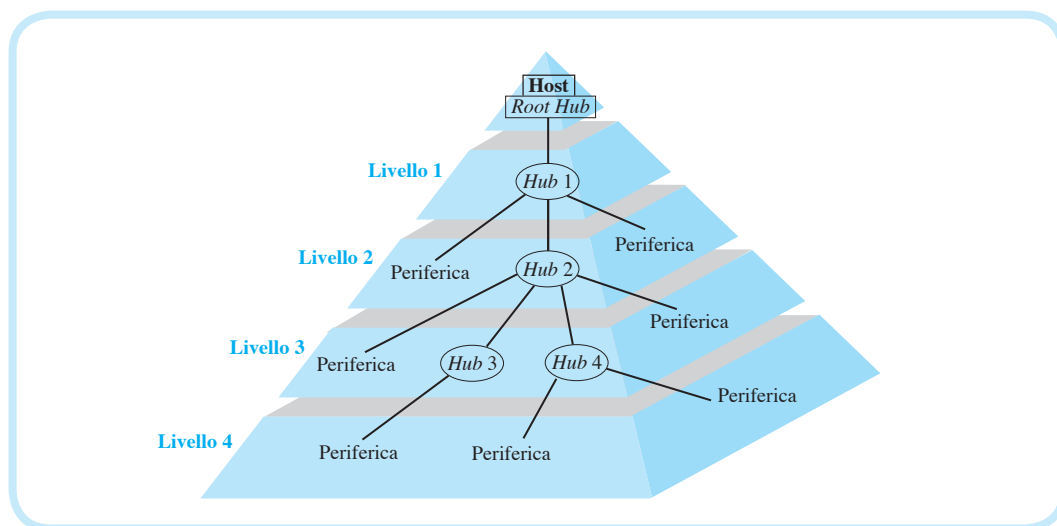


NA 8.2

Interfacce

fig. 8.43

Configurazione a stella dell'interfaccia USB.



- A transmission system consists of a *transmitter*, a *transmission medium* or *channel* and a *receiver*.
- In the modulation process, the *modulating* signal, which contains the information, varies one or more parameters of a *carrier* signal; the *modulated* signal is transmitted and is demodulated.
- In analogue modulation techniques with sinusoidal carrier, the modulating wave is an analogue signal of amplitude V_m and frequency f_m in a given band B ; the carrier is a sinusoidal signal of amplitude A and frequency f_p (with $f_p \gg B$). These comprise:
 - AM: *amplitude modulation*. The modulating wave varies the amplitude of the carrier wave. The modulation index is defined as $m = k_a V_m / A$.
 - FM: *frequency modulation*. The modulating wave varies the frequency of the carrier wave. The frequency deviation is defined as $\Delta f = k_f V_m / 2\pi$ and the modulation index as $m_f = \Delta f / f_m$.
 - PM: *phase modulation*. The modulating wave varies the instantaneous phase of the carrier wave. The phase shift undergone by the carrier wave when it is modulated in PM is defined as $\Delta\theta = k_p V_m$ and the maximum frequency deviation as $\Delta\theta f_m$.
- In analogue modulation techniques with a digital or pulsed carrier, the modulating wave is an analogue signal of amplitude V_m and frequency f_m in a given band B ; the carrier wave comprises a succession of constant amplitude, frequency and duration pulses. These comprise:
 - PAM: *pulse amplitude modulation*. The modulated signal consists of a succession of pulses of amplitude proportional to samples of the modulating signal taken at regular intervals. The frequency f_p of the carrier wave coincides with the sampling frequency f_c . It must be $f_c \geq 2B$ in order to reconstruct the signal.
 - PWM, PPM, PFM. These modulation techniques are primarily used in control systems in which the *width*, *position* and *frequency* of the pulses of the carrier wave are varied.
- In digital modulation techniques with sinusoidal carrier, the modulating wave is a binary signal consisting of 0 and 1; the carrier wave is a sinusoid signal of amplitude A and frequency f_p .
 - ASK: *amplitude-shift keying modulation*. The modulated signal can have two values, such as A and $A/2$, corresponding to 1 and 0. In the OOK (ON-OFF keying) variant, the values are A and 0.
 - FSK: *frequency-shift keying modulation*. The carrier wave is transmitted with frequency f_1 or f_0 corresponding to binary values 1 and 0. The frequency deviation is $\Delta f = |f_1 - f_0|$.
 - PSK: *phase-shift keying modulation*. The modulated
- Un sistema di trasmissione comprende un *trasmettitore*, un *mezzo trasmissivo* o *canale*, un *ricevitore*.
- Nel processo di modulazione il segnale *modulante*, che contiene l'informazione, modifica uno o più parametri di un segnale *portante*; il segnale *modulato* viene trasmesso e in ricezione viene demodulato.
- Nelle modulazioni analogiche con portante sinusoidale, la modulante è un segnale analogico di ampiezza V_m e frequenza f_m compresa in una determinata banda B ; la portante è un segnale sinusoidale di ampiezza A e frequenza f_p (con $f_p \gg B$). Esse comprendono:
 - AM: *modulazione di ampiezza*. La modulante modifica l'ampiezza della portante. Si definisce l'indice di modulazione $m = k_a V_m / A$.
 - FM: *modulazione di frequenza*. La modulante modifica la frequenza della portante. Si definiscono la deviazione di frequenza $\Delta f = k_f V_m / 2\pi$ e l'indice di modulazione $m_f = \Delta f / f_m$.
 - PM: *modulazione di fase*. La modulante modifica la fase istantanea della portante. Si definiscono la deviazione di fase $\Delta\theta = k_p V_m$ e la massima deviazione di frequenza $\Delta\theta f_m$ che subisce la portante quando viene modulata in PM.
- Nelle modulazioni analogiche con portante digitale o impulsiva, la modulante è un segnale analogico di ampiezza V_m e frequenza f_m compresa in una determinata banda B ; la portante è costituita da una successione di impulsi di ampiezza, frequenza e durata costanti. Esse comprendono:
 - PAM: *modulazione ad ampiezza di impulsi*. Il segnale modulato è composto da una successione di impulsi di ampiezza proporzionale a campioni del segnale modulante prelevati a intervalli regolari. La frequenza f_p della portante coincide con la frequenza di campionamento f_c . Per consentire la ricostruzione del segnale occorre che sia $f_c \geq 2B$.
 - PWM, PPM, PFM. Si tratta di modulazioni, usate principalmente nei sistemi di controllo, nelle quali si fa variare, rispettivamente, la *larghezza*, la *posizione*, la *frequenza* degli impulsi della portante.
- Nelle modulazioni digitali con portante sinusoidale, la modulante è un segnale binario costituito da 0 e 1; la portante è una sinusoide di ampiezza A e frequenza f_p .
 - ASK: *modulazione a variazione di ampiezza*. Il segnale modulato può assumere due valori, per esempio A e $A/2$, in corrispondenza di 1 e 0. Nella variante OOK (ON-OFF Keying) assume i valori A e 0.
 - FSK: *modulazione a spostamento di frequenza*. La portante viene trasmessa con frequenza f_1 o f_0 in corrispondenza dei valori binari 1 e 0. La deviazione di frequenza è $\Delta f = |f_1 - f_0|$.
 - PSK: *modulazione a spostamento di fase*. Il segnale

signal presents a 180° or 0° phase shift with respect to the carrier wave, corresponding to binary values 1 and 0. Variants include polyphase modulation (4PSK, 8PSK) and differential PSK modulation (DPSK).

- Digital modulation techniques with pulsed carrier wave can be considered as special techniques:
 - PCM: *pulse-code modulation*. The signal is sampled and converted into digital serial form in accordance with a given code: n bits data are then carried in the transmission channel.
 - DM: *delta modulation*. Rather than converting each sample, only the variation with respect to the previous sample is converted.
- Frequency conversion allows the translation of all the components of the spectrum of a signal of constant quantity. This is done by using a mixer or an analogue multiplier. The following are some applications: AM modulation, coherent demodulation for AM, FM and PM modulated signals.
- Multiplexing consists of carrying information from several sources in a single transmission channel. There are two kinds:
 - FDM: *frequency-division multiplexing*. Signals with bandwidth B_i from N sources are translated at different frequencies and combined in a single signal with bandwidth B containing all the N signals.
 - TDM: *time-division multiplexing*. This is used to transmit pulsed signals such as PCM signals; the signals of each channel are sampled, converted and encoded and then transmitted at regular intervals. The channel time slot is defined as the time dedicated to the transmission of the signals of each channel.
- Data transmission comprises many different applications. The general aspects are set out below.
 - Transmission channels, comprising LAN and WLAN networks with Wi-Fi and Bluetooth technology; WAN connections, comprising the public telephone network, dedicated networks, digital ISDN and ADSL; direct connections in limited area.
 - Modes (simplex, half-duplex, full-duplex 1-way and 2-ways), codes and formats (usually ASCII and serial), types (asynchronous and synchronous).
 - Transmission speed expressed in bit/s (bits transmitted in 1 s) or in bauds (units of information transmitted in 1 s).
- A number of *interfaces* with relative *protocols* have been developed for direct connections in limited area:
 - RS-232: protocol developed for data transmission on phone lines via a *modem*, in simplified form it has also been used for serial transmissions in *null modem* mode on 2 lines only plus the earth reference.
 - SPI and I²C: these are serial communication protocols, on 4 lines and 2 lines respectively, commonly used to transfer data between PCs and various devices such as ADCs and DACs.
- Si possono considerare come modulazioni digitali con portante impulsiva alcune tecniche speciali:
 - PCM: *modulazione a impulsi codificati*. Il segnale viene campionato e convertito in forma digitale seriale secondo un dato codice: i dati a n bit vengono poi convogliati nel canale di trasmissione.
 - DM: *modulazione Delta*. Invece di convertire ciascun campione, viene convertita solo la variazione rispetto al campione precedente.
- La *conversione di frequenza* consente di traslare tutte le componenti dello spettro di un segnale di una quantità costante. Si ottiene utilizzando il miscelatore (*mixer*) o un moltiplicatore analogico. Alcune applicazioni sono: la modulazione AM, la demodulazione coerente per segnali modulati AM, FM, PM.
- La *multiplazione* consiste nel convogliare in un unico canale trasmissivo informazioni provenienti da più sorgenti. Si attua con due modalità:
 - FDM: *multiplazione a divisione di frequenza*. I segnali con larghezza di banda B_i di N sorgenti vengono traslati a frequenze diverse e combinati in un unico segnale con banda B contenente tutti gli N segnali.
 - TDM: *multiplazione a divisione di tempo*. È usata per trasmettere segnali impulsivi come i segnali PCM: i segnali di ciascun canale vengono campionati, convertiti e codificati e infine convogliati a intervalli regolari. Si definisce l'intervallo di tempo di canale (*time slot*) come il tempo dedicato alla trasmissione dei segnali di ciascun canale.
- La *trasmissione dati* comprende numerosissime applicazioni. Gli aspetti generali sono i seguenti.
 - I canali di trasmissione, comprendenti le reti LAN, le WLAN, con la tecnologia Wi-Fi e Bluetooth; i collegamenti WAN, comprendendo la rete telefonica pubblica, le reti dedicate, ISDN digitali e ADSL; i collegamenti diretti in ambito limitato.
 - Le modalità (simplex, half-duplex, full-duplex a 1 via e a 2 vie), i codici e i formati (solitamente ASCII e seriale), i tipi (asincrono e sincrono).
 - La velocità di trasmissione espressa in bit/s (bit trasmessi in 1 s) o in baud (unità di informazione trasmessa in 1 s).
- Per collegamenti diretti in ambito limitato, sono state sviluppate numerose *interfacce* con i relativi *protocolli*:
 - RS-232: protocollo sviluppato per la trasmissione dati su linea telefonica mediante *modem*, in forma semplificata si è affermato anche per le trasmissioni seriali in modalità *null modem* su 2 linee più il riferimento di massa.
 - SPI e I²C: protocolli di comunicazione seriale, rispettivamente su 4 linee e 2 linee, molto usati per trasferire dati fra PC e dispositivi vari come ADC e DAC.

1 Sviluppare la relazione che esprime il segnale $v(t)$ modulato in ampiezza $v(t) = A(1 + m \cos \omega_m t) \cos \omega_p t$ e disegnare lo spettro di frequenza dei segnali se l'ampiezza dei segnali modulante e portante sono, rispettivamente, $V_m = 1$ V e $A = 1$ V, le relative frequenze sono $f_m = 1$ kHz e $f_p = 20$ kHz, l'indice di modulazione è $m = 1$.

- Dalla relazione indicata (vedi anche par. 8.2, eq. [8.3]) si ricava

$$v(t) = A \cos \omega_p t + mA \cos \omega_m t \cos \omega_p t \quad [1]$$

Ricordando la formula di Werner $2 \cos \alpha \cos \beta = \cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)$ e considerando $\alpha = \omega_p t$ e $\beta = \omega_m t$, si sviluppa l'eq. [1] per ottenere la relazione

$$v(t) = A \cos \omega_p t + \frac{mA}{2} \cos(\omega_p t - \omega_m t) + \frac{mA}{2} \cos(\omega_p t + \omega_m t)$$

Passando alle frequenze, con $\omega_p = 2\pi f_p$ e $\omega_m = 2\pi f_m$, si ottiene l'espressione

$$v(t) = A \cos 2\pi f_p t + \frac{mA}{2} \cos 2\pi(f_p - f_m)t + \frac{mA}{2} \cos 2\pi(f_p + f_m)t$$

Si evidenziano una componente sinusoidale di ampiezza 1 V e frequenza $f_p = 20$ kHz e 2 componenti di ampiezza 0,5 V e frequenza, rispettivamente, 19 kHz e 21 kHz (vedi diagramma in fig. 8.5).

2 Un segnale sinusoidale di ampiezza $V_m = 1$ V e frequenza variabile compresa in una banda da 1 a 4 kHz viene modulato in ampiezza, con indice di modulazione $m = 0,8$, da una portante $v_p(t) = A \cos 2\pi f_p t$, con $A = 1$ V e $f_p = 20$ kHz. Disegnare lo spettro di frequenza dei segnali modulante e modulato.

- Lo spettro della modulante è composto da infinite righe di ampiezza A e larghezza di banda $B = 3$ kHz. Con la modulazione esso viene traslato di una frequenza $f_p = 20$ kHz.

Dalla relazione ricavata nell'esercizio 1, applicata a tutte le componenti spettrali, si deduce che nello spettro del segnale modulato è presente una componente di frequenza $f_p = 20$ kHz e

ampiezza 1 V e due bande laterali di larghezza 3 kHz e ampiezza $V = \frac{mA}{2} = 0,4$ V. In fig. 1 è illustrato lo spettro richiesto.

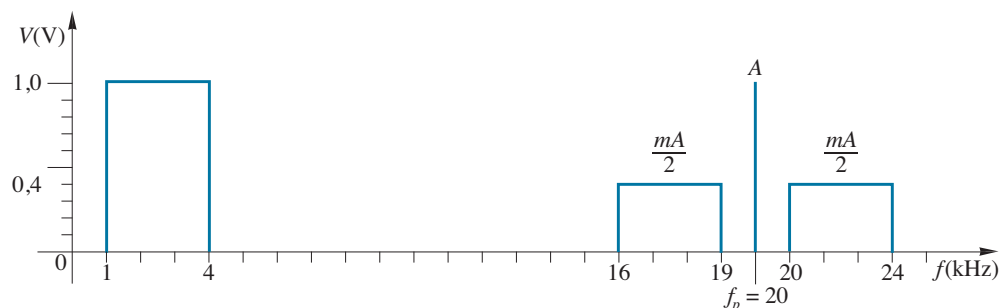


fig. 1

3 Indicare come si modificherebbe lo spettro del segnale ricavato nell'esercizio 2 se la banda del segnale modulante si estendesse da 0 a 4 kHz.

4 Un segnale periodico non armonico con banda di frequenza limitata da 0 a 4 kHz viene modulato in ampiezza da una portante con $f_p = 20$ kHz. Indicare le caratteristiche dello spettro di frequenza del segnale modulato.

5

Ricavare lo spettro del segnale modulato AM di **fig. 2**. Calcolare le potenze associate allo spettro e il rendimento considerando che il carico applicato all'uscita del modulatore sia $R = 500 \, \Omega$.

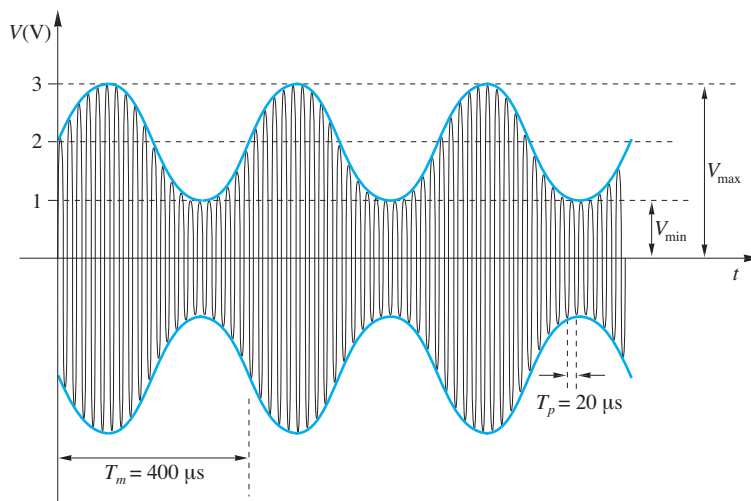


fig. 2

- Il segnale modulato si esprime come $v(t) = A(1 + m \cos \omega_m t) \cos \omega_p t$ dove, supponendo $k_a = 1$, si ha $m = V_m/A$.

L'involuppo rappresenta la modulante e presenta un'ampiezza $V_m = 1 \, \text{V}$.

Per valutare l'ampiezza della portante si può considerare che, quando $\cos \omega_p t = \pm 1$, $v(t)$ assume rispettivamente i valori estremi $A + V_m = 3$ e $A - V_m = 1$, da cui si ricava che $A = 2$. L'indice di modulazione risulta quindi $m = 0,5$.

- La frequenza della portante è $f_p = 1/(20 \times 10^{-6}) = 50 \, \text{kHz}$ mentre $f_m = 2,5 \, \text{kHz}$.

Lo spettro è illustrato in **fig. 3**.

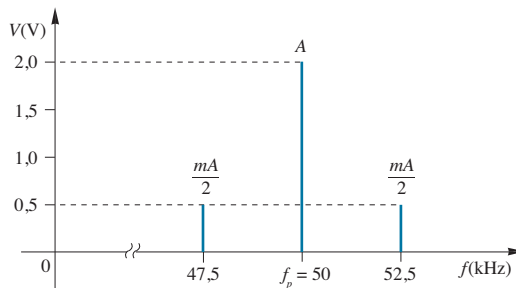


fig. 3

- Dalle relazioni [8.8] si ricavano le potenze

$$P_p = 4 \, \text{mW}, \quad P_I = 0,25 \, \text{mW}, \quad P_S = 0,25 \, \text{mW}, \quad P_T = 4,5 \, \text{mW}$$

Il rendimento (vedi eq. [8.10]) vale $\eta = 0,056$ (5,56 %).

6

Considerando un segnale FM con deviazione di frequenza $\Delta f = 75 \, \text{kHz}$ e frequenza della modulante sinusoidale $f_m = 5 \, \text{kHz}$, calcolare l'indice di modulazione e la sensibilità del modulatore se l'ampiezza della modulante è $V_m = 3 \, \text{V}$. Valutare la banda di frequenza B_T richiesta per la trasmissione.

- Ricordando quanto descritto nel par. 8.2.2, si eseguono i calcoli.

L'indice di modulazione è $m_f = \frac{\Delta f}{f_m} = 15$.

La sensibilità è $k_f = 2\pi \frac{\Delta f}{V_m} = 2\pi \times \frac{75}{3} = 157 \, \text{kHz rad/V}$ ovvero $25 \, \text{kHz/V}$

- La banda B_T può essere calcolata con la formula di Carson (vedi eq. [8.17])

$$B_T = 2f_m(1 + m_f) = 2(\Delta f + f_m) = 2(75 + 5) = 160 \text{ kHz}$$

Essendo però $m_f > 10(\Delta f \gg f_m)$ si può approssimare il valore a $B_T \simeq 2 \Delta f = 150 \text{ kHz}$

7 Un segnale sinusoidale con $f_m = 3 \text{ kHz}$ è modulato in frequenza su una portante con $f_p = 112,7 \text{ MHz}$ e $V_p = 15 \text{ V}$. Sapendo che il modulatore presenta $k_f = 100 \text{ kHz/V}$ e che $\Delta f = 75 \text{ kHz}$, determinare:

- l'ampiezza massima V_m del segnale modulante;
- l'indice di modulazione m_f ;
- la banda occupata B_T e i suoi limiti inferiore e superiore;
- la potenza trasmessa supponendo che il modulatore sia chiuso su un carico $R = 75 \Omega$.

- a) Dalla relazione [8.12] si ricava

$$V_m = 2\pi \frac{\Delta f}{k_f} = 4,71 \text{ V}$$

- b) Dalla relazione [8.15] si ricava $m_f = 25$.

- c) Dalla relazione [8.17] si ricava $B_T = 156 \text{ kHz}$; poiché la banda occupata si dispone simmetricamente rispetto alla portante, i limiti estremi sono, rispettivamente, 34,7 e 190,7 kHz.

- d) Nella relazione [8.14] si nota che l'ampiezza del segnale modulato è uguale a quella della portante per cui la potenza del segnale modulato coincide con quella della portante. Pertanto, dalla relazione [8.7] risulta $P = \frac{V_p^2}{2R} = 1,5 \text{ W}$.

8 Con riferimento allo schema di principio di fig. 8.12, che illustra la modulazione PAM, considerare che la modulante presenti una banda (banda base) $B = 4 \text{ kHz}$. Disegnare lo spettro di frequenza del segnale di uscita $v(t)$ e discutere sulla possibilità di ricostruire, in ricezione, il segnale originale nei seguenti casi:

- $f_c = 8 \text{ kHz}$
- $f_c = 6 \text{ kHz}$

- a) Il diagramma è illustrato in **fig. 4**, dove per rappresentare le componenti spettrali si usa la rappresentazione convenzionale con triangoli. Si vede che le componenti inserite dalla modulazione (in particolare la banda laterale a sinistra di f_c) arrivano fino al limite della banda base del segnale utile. Teoricamente il segnale può essere ricostruito se $f_c \geq 2f_m$ ovvero $f_c \geq B$ (teorema del campionamento di Nyquist-Shannon). Con $f_c = 8 \text{ kHz}$ si è al limite e la possibilità di trattare $v(t)$ con un filtro passa-basso per eliminare le componenti di frequenza indesiderata sono praticamente nulle.

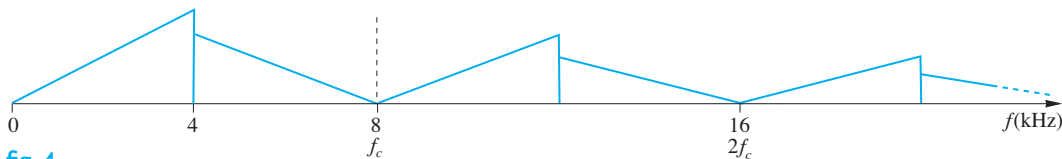


fig. 4

- b) Il diagramma è illustrato in **fig. 5**. Non è rispettato il teorema del campionamento, la banda laterale si sovrappone a quella del segnale utile, si produce un effetto di *aliasing* e il segnale non può essere ricostruito.

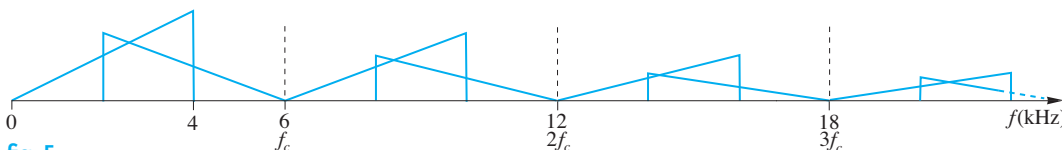


fig. 5

9 Ripetere l'esercizio 8 considerando che la banda base sia limitata da 300 Hz a 3,4 kHz. Tracciare gli spettri di frequenza di $v(t)$ nei seguenti casi:

a) $f_c = 8$ kHz

b) $f_c = 6,8$ kHz

- a) Il diagramma è illustrato in **fig. 6**. I valori di B e f_c sono quelli usati nel sistema telefonico, che considera una banda lorda di 4 kHz, ossia un valore nominale di 4 kHz, e una banda netta ossia la banda effettivamente utilizzata per i segnali da 300 Hz a 3,4 kHz. Campionando a 8 kHz è possibile filtrare il segnale utile.

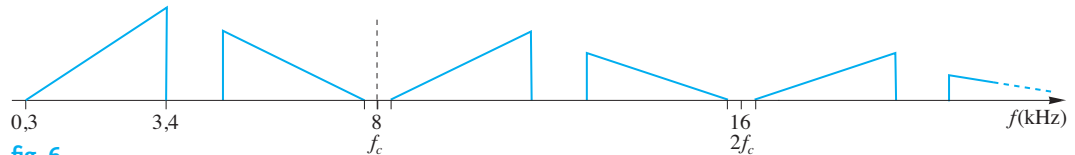


fig. 6

- b) Anche considerando solo la banda netta, $f_c = 6,8$ kHz è al limite del teorema di campionamento e in pratica il segnale non può essere ricostruito. In **fig. 7** è illustrato lo spettro.

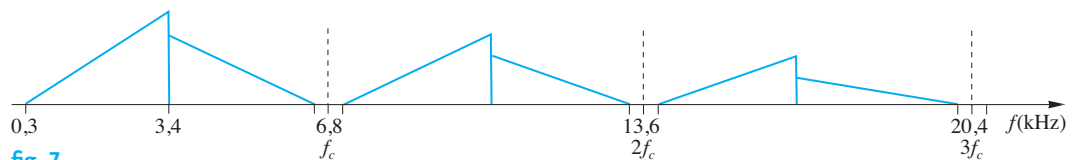


fig. 7

10 In un sistema di comunicazione FSK si trasmette una successione di bit alternati 0 e 1 con velocità di trasmissione $v_T = 1200$ bit/s rappresentabile come un segnale a onda quadra. Determinare la frequenza f_m della componente fondamentale del segnale da trasmettere.

- Con riferimento alla fig. 8.16, si nota che ciascun bit ha una durata T e quindi il periodo dell'onda quadra vale $2T$. La frequenza è $f_m = \frac{1}{2T} = 600$ Hz, pari alla metà della velocità di trasmissione espressa in bit/s.

11 Un sistema di comunicazione FSK trasmette un flusso di dati binari con velocità di trasmissione $v_T = 1200$ bit/s. Le frequenze associate ai valori dei bit sono 1300 kHz e 2100 kHz, rispettivamente per il bit 1 e il bit 0. Calcolare:

- a) la deviazione di frequenza Δf ;
 b) la frequenza della portante f_p .

a) $\Delta f = \frac{f_0 - f_1}{2} = 400$ Hz

b) $f_p = f_1 + \Delta f = f_0 - \Delta f = 1700$ Hz

12 Ripetere l'esercizio 11 considerando che la velocità di trasmissione v_T sia 600 bit/s e che i valori per i bit 1 e 0 siano, rispettivamente, 1300 e 1700 Hz.

13 Un segnale fonico v_a di ampiezza $4 V_{pp}$ e frequenza da 0 a 3,4 kHz viene campionato a una frequenza $f_c = 8$ kHz e convertito in forma digitale da un ADC a 8 bit con $V_{FS} = 5$ V e $t_{conv} = 1,5$ μ s. Calcolare:

- a) il valore del passo di quantizzazione Q ;
 b) l'errore massimo ε , espresso in volt e in LSB, commesso durante la conversione;
 c) il numero N di campioni convertiti in ciascun periodo del segnale fonico.

- a) Il passo di quantizzazione, uguale al valore di 1 LSB, vale $Q = \frac{V_{FS}}{2^n} = \frac{5}{256} = 19,5 \text{ mV}$.
- b) La variazione massima del segnale fonico, costituito da componenti sinusoidali di frequenza massima 3,4 kHz, durante il tempo di conversione è $\Delta v_{a(\max)} = 2\pi f_{a(\max)} V_a t_{\text{conv}} = 64 \text{ mV}$; pertanto l'errore risulta $\varepsilon = 64 \text{ mV} = 3,3 \text{ LSB}$.
- c) $N = \frac{f_c}{f_a} = 2,35$.

14 Con riferimento al sistema proposto nell'esercizio 13, determinare l'entità del tempo di conversione necessario per ottenere un errore di quantizzazione $\varepsilon \leq 1 \text{ LSB}$.

15 In **fig. 8** sono rappresentati dati binari espressi in binario puro e in vari codici usati nella codifica PCM. Indicare per ciascun codice le caratteristiche principali.

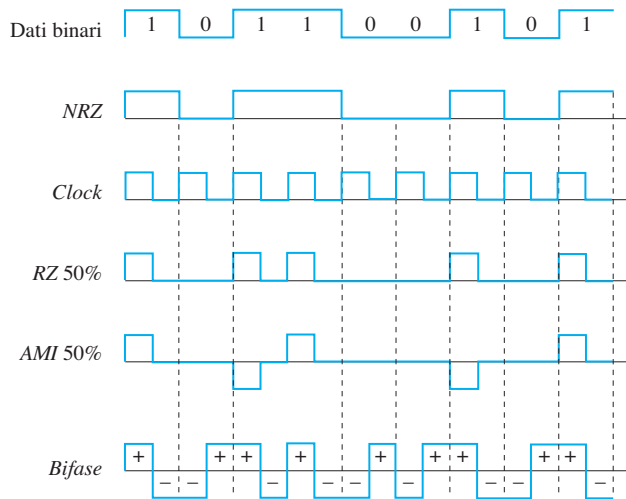


fig. 8

- NRZ**: riproduce l'andamento dei bit del dato in codice binario; contiene una componente continua ma non consente di estrarre il clock in ricezione.
- RZ 50%**: è analogo al codice NRZ ma la durata del bit 1 viene ridotta al 50%; contiene anch'esso una componente continua ma consente di estrarre il clock in ricezione; occupa una banda maggiore del codice NRZ.
- AMI 50%**: rispetto al precedente, inverte la polarità del bit 1 in modo alternato (uno no e uno sì) lasciando inalterato lo 0; mediamente ha una componente continua nulla; non consente l'estrazione del clock in ricezione.
- Bifase**: è detto anche codice Manchester; associa al bit 1 una semionda positiva più una negativa mentre associa al bit 0 una semionda negativa più una semionda positiva. Non contiene la componente continua.

16 Disegnare le forme d'onda rappresentative dei codici NRZ, RZ, AMI 50% e bifase supponendo che il dato sia una successione di 1 e 0.

17 Nell'ambito della conversione di frequenza, due segnali

$$v_s(t) = V_s \cos \omega_s t \quad \text{e} \quad v_0(t) = V_0 \cos \omega_0 t$$

vengono sommati e applicati a un mixer con funzione di trasferimento $v_o = k_1 v_i + k_2 v_i^2$. Ricavare l'espressione del segnale di uscita v_o .

- La somma dei segnali che vengono applicati al mixer è

$$v_i(t) = v_0(t) + v_s(t) = V_0 \cos \omega_0 t + V_s \cos \omega_s t$$

e quindi

$$v_o = k_1 (V_0 \cos \omega_0 t + V_s \cos \omega_s t) + k_2 (V_0 \cos \omega_0 t + V_s \cos \omega_s t)^2$$

- Sviluppando la relazione si ha

$$v_o = k_1 V_0 \cos \omega_0 t + k_1 V_s \cos \omega_s t + k_2 V_0^2 \cos^2 \omega_0 t + k_2 V_s^2 \cos^2 \omega_s t + 2k_2 V_0 V_s \cos \omega_0 t \cos \omega_s t$$

Il terzo e quarto termine (che contengono \cos^2) possono essere sviluppati usando la formula di duplicazione del coseno $\cos 2\alpha = \cos^2 \alpha - \sin^2 \alpha$ espressa nella forma $\cos 2\alpha = 2\cos^2 \alpha - 1$ cosicché $\cos^2 \alpha = \frac{1}{2}(\cos 2\alpha + 1)$.

Il quinto termine si sviluppa con la formula di Werner $2\cos \alpha \cos \beta = \cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)$ ponendo $\alpha = \omega_0 t$ e $\beta = \omega_s t$. Sostituendo e raccogliendo a fattore comune si ottiene l'espressione finale (vedi eq. [8.25], par. 8.6)

$$v_o = \frac{1}{2}k_2(V_0^2 + V_s^2) + k_1 V_0 \cos \omega_0 t + k_1 V_s \cos \omega_s t + \frac{1}{2}k_2(V_0^2 \cos 2\omega_0 t + V_s^2 \cos 2\omega_s t) + k_2 [V_0 V_s \cos(\omega_0 + \omega_s)t + V_0 V_s \cos(\omega_0 - \omega_s)t]$$

- L'espressione evidenzia una componente continua, componenti di frequenza f_0 e f_s , le relative componenti armoniche con frequenze $2f_0$ e $2f_s$, due componenti di frequenza $f_0 + f_s$ e $f_0 - f_s$.

18 Con riferimento all'espressione ricavata nell'esercizio 17, tracciare il diagramma dello spettro di frequenza dei segnali $v_s(t)$ e $v_o(t)$ supponendo $k_1 = k_2 = 1$, $V_0 = 2$ V, $V_s = 1$ V.

19 Due segnali $v_s(t) = V_s \cos \omega_s t$ e $v_0(t) = V_0 \cos \omega_0 t$ vengono applicati a un mixer a moltiplicatore analogico. Tracciare il diagramma dello spettro di frequenza di $v_s(t)$ e del segnale $v_o(t)$ all'uscita del mixer supponendo $V_0 = 2$ V e $V_s = 1$ V.

- Ricordando l'eq. [8.26] si ricava lo spettro di **fig. 9**.

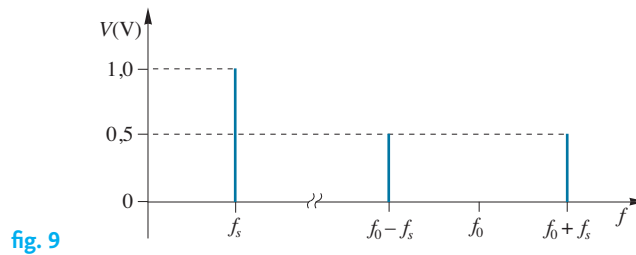


fig. 9

20 Lo schema di **fig. 10** rappresenta un moltiplicatore che, accettando in ingresso i segnali X e Y , fornisce in uscita il prodotto $V_o = \frac{XY}{10}$. Supponendo che i segnali X e Y siano, rispettivamente, $v_m(t) = V_m \cos \omega_m t$ e $v_p(t) = A \cos \omega_p t$, di ampiezza $V_m = 1$ V e $A = 10$ V, e frequenza $f_m = 1$ kHz e $f_p = 20$ kHz, ricavare l'espressione del segnale di uscita $v_o(t)$ e disegnare lo spettro di frequenza.

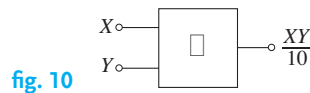


fig. 10

- Il segnale di uscita si esprime come

$$v_o(t) = \frac{X \times Y}{10} = \frac{V_m A}{10} \cos \omega_m t \cos \omega_p t$$

Applicando le formule di Werner e ponendo $\omega = 2\pi f$ si ricava

$$v_o(t) = \frac{V_m A}{20} \cos 2\pi(f_p - f_m)t + \frac{V_m A}{20} \cos 2\pi(f_p + f_m)t$$

Sono presenti solo le due componenti laterali a f_p , di ampiezza 0,5 V e di frequenza 19 e 21 kHz; manca la portante a frequenza $f_p = 20$ kHz. Il circuito costituisce un modulatore bilanciato che realizza una modulazione di tipo DSB.

La demodulazione richiede la reintroduzione della portante.

21

Il sistema di **fig. 11**, con i valori dei parametri sotto indicati, realizza una modulazione AM. Ricavare l'espressione del segnale di uscita. Indicare le possibili tecniche di demodulazione.

$$\begin{aligned} V_{\text{off}} &= 10 \text{ V} & v_m &= V_m \cos 2\pi f_m t & v_p &= A \cos 2\pi f_p t \\ V_m &= 1 \text{ V} & & & A &= 10 \text{ V} \\ f_m &= 1 \text{ kHz} & & & f_p &= 20 \text{ kHz} \end{aligned}$$

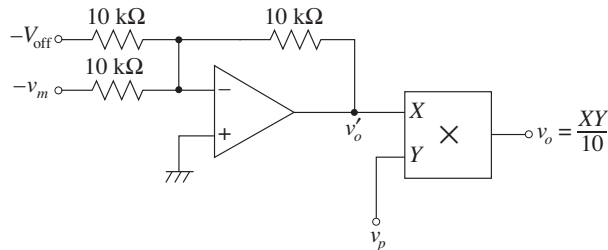


fig. 11

• L'operazionale fornisce un segnale $v'_o = V_{\text{off}} + V_m \cos 2\pi f_m t$ che viene moltiplicato per il segnale portante v_p . Risulta

$$v_o = \frac{V_{\text{off}} A}{10} \cos 2\pi f_p t + \frac{V_m A}{20} \cos 2\pi (f_p - f_m) t + \frac{V_m A}{20} \cos 2\pi (f_p + f_m) t$$

• Questo è un segnale AM modulato con indice di modulazione $m=0,1$, che contiene la componente di frequenza f_p . Può essere demodulato con un rivelatore di inviluppo a diodo e capacità (vedi fig. 8.7). Potrebbe essere usata, anche se assai più complessa, la tecnica di demodulazione sincrona.

22

Un sistema TDM-PCM è costituito da $N=12$ canali fonici, ciascuno con frequenza massima $f_m=4$ kHz. Supponendo di campionare i segnali con una frequenza $f_c=8$ kHz e di convertirli con un ADC a 8 bit, determinare:

- la durata della trama;
- l'intervallo di tempo di canale IT;
- la frequenza di cifra di canale f e la frequenza di trama f_T , espresse in bit/s.

• Per quanto indicato nel par. 8.72, la durata della trama è pari a $\frac{1}{f_c} = 125 \mu\text{s}$, mentre $\text{IT} = (125 \times 10^{-6}) / N = 10,4 \mu\text{s}$.

Inoltre si ha $f = 64 \text{ kbit/s}$ e $f_T = 768 \text{ kbit/s}$.

23

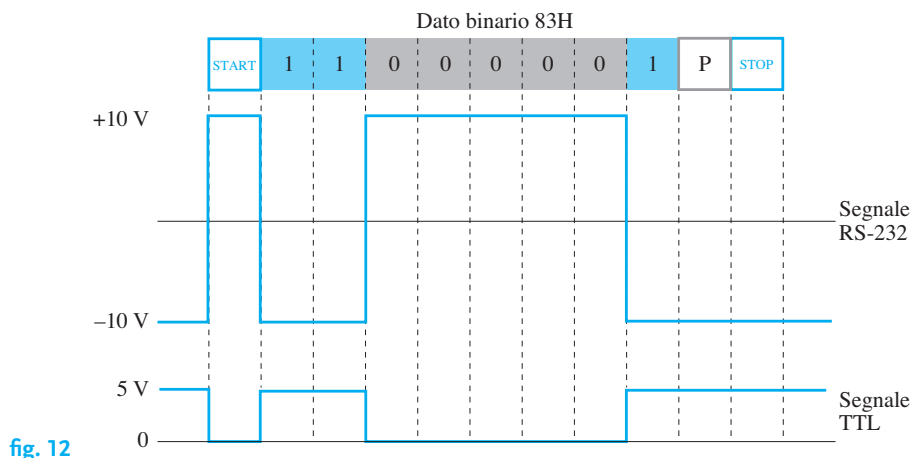
Un sistema TDM-PCM è costituito da $N=24$ canali ciascuno con banda limitata $B=4$ kHz. Determinare:

- la frequenza di campionamento $f_{c(\min)}$;
- l'intervallo di tempo di canale IT;
- la durata di ciascun bit, nell'ipotesi di realizzare la conversione A/D a 8 bit;
- la frequenza di cifra di canale f , espressa in bit/s;
- la frequenza di trama f_T , espressa in bit/s, nell'ipotesi di una trasmissione seriale a 8 bit per canale.

24

Rappresentare graficamente il carattere 83_{H} , con il bit di parità (parità pari) e 1 bit di STOP, su una linea asincrona RS-232 e il corrispondente carattere all'uscita di un line-receiver.

- La trasmissione avviene a partire dal LSB. In **fig. 12** è illustrato l'andamento dei segnali.



- 25** Ripetere l'esercizio 24 supponendo che il carattere sia 73_H e che si sia scelta la convenzione di parità dispari.
- 26** Un sistema di comunicazione RS-232 lavora con velocità di trasmissione 19600 baud. Determinare la velocità v_{byte} con cui può essere trasferita una sequenza di dati, ciascuno composto da 8 bit, senza bit di parità e con 1 bit di stop.
- Il trasferimento di ciascun byte di dato corrisponde al trasferimento di 10 bit. Pertanto $v_{\text{byte}} = 1960 \text{ byte/s}$.
- 27** L'integrato MAX517 contiene 1 DAC con ingresso seriale con interfaccia I²C. La sequenza necessaria per immagazzinare i dati digitali nel buffer di ingresso del DAC, e conseguentemente ottenere in uscita il corrispondente valore analogico, è la seguente:
- invio del bit di START;
 - invio del byte di indirizzo corrispondente a 01011000 (in questo caso, con un solo DAC con i pin 5 e 6 a massa, per un'operazione di scrittura ossia invio del dato digitale da convertire);
 - invio del byte di controllo corrispondente a 00000000 (in questo caso, per una normale operazione di invio del dato da convertire, escludendo l'operazione di *reset* e di *power down*);
 - invio del dato AB_H .

Disegnare le forme d'onda sulle linee *SCL* e *SDA* se il dato inviato è AB_H evidenziando i bit di acknowledge e di STOP.

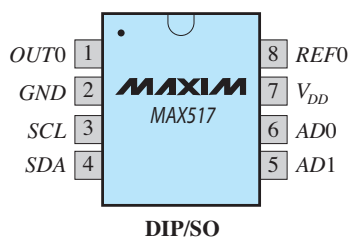


fig. 13

- In **fig. 14** sono illustrate le forme d'onda; la linea *SDA* è disegnata «sdoppiata» per evidenziarne lo stato quando è pilotata dal master, per esempio un microcontrollore, e quando è pilotata dal DAC.

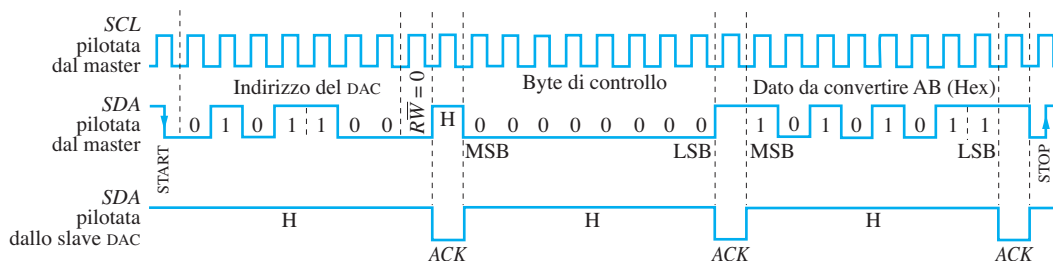


fig. 14

- 28** Il DAC MAX517 dispone di un'interfaccia seriale I^2C che consente una velocità di trasferimento di 400 kbit/s. Determinare la massima velocità con cui possono essere trasferiti i byte dei dati da convertire se ciascun trasferimento avviene con la temporizzazione di **fig. 14**.

- L'interfaccia lavora in *fast-mode*. Per trasferire un byte di dato occorrono 29 cicli di clock; se $t_{CK} = 2,5 \mu s$, la velocità di trasferimento dei dati è circa 13,8 kbyte/s.

- 29** Ripetere l'esercizio 28 supponendo che l'interfaccia possa lavorare nella modalità *fast-mode-plus* a 1 Mbit/s e che, dovendo inviare più dati in sequenza, non richieda, per ciascun dato, l'invio del byte di indirizzo, del byte di controllo, dello START e dello STOP.

Tecniche di trasmissione analogiche e digitali

- 1** Lo spettro di un segnale sinusoidale modulato in AM con $m=0,4$ e modulante di ampiezza A presenta una componente f_p e 2 righe laterali rispettivamente di ampiezza:
- A** A e $0,2 A$
B A e $\frac{A}{2}$
C $2A$ e $0,2 A$
D A e $0,4 A$
- 2** Lo spettro di un segnale modulato in SSB, con portante e modulante sinusoidale di frequenza rispettivamente f_p e f_m , contiene:
- A** 2 righe alle frequenze $f_p - f_m$ e $f_p + f_m$
B 3 righe alle frequenze $f_p - f_m$, f_p e $f_p + f_m$
C 1 riga alla frequenza $f_p - f_m$
D 1 riga alla frequenza f_p
- 3** Lo spettro di un segnale a banda limitata B modulato in DBS si estende:
- A** da f_p a $f_p + B$
B da 0 a $2B$
C da $f_p - B$ a $f_p + B$
D da $B - f_p$ a $B + f_p$
- 4** Nella modulazione FM l'ampiezza del segnale modulato è:
- A** variabile in modo continuo
B variabile in modo discreto
C uguale a quello della modulante
D uguale a quello della portante
- 5** Lo spettro di un segnale con frequenza massima f_m modulato in FM occupa una banda:
- A** $B_T = 2(\Delta f + f_m)$
B $B_T = 2\Delta f + f_m$
C $B_T = 2f_m$
D $B_T = 2\Delta f$
- 6** Il segnale PAM è:
- A** un segnale codificato
B un segnale numerico
C una sequenza di impulsi
D una sequenza di impulsi di ampiezza proporzionale a campioni del segnale modulante
- 7** La tecnica ASK è una modulazione:
- A** analogica con portante digitale
B digitale con portante analogica
C digitale usata nei modem
D analogica usata nei modem
- 8** Disponendo di una gamma di frequenze da 88 MHz a 108 MHz si possono convogliare con tecnica FDM segnali con banda $B=20$ kHz provenienti da un numero di sorgenti pari a:
- A** 10
B 100
C 1000
D illimitato
- 9** Nel sistema di trasmissione PCM telefonico la durata della trama e l'intervallo di tempo di canale sono:
- A** 125 ms e 3,9 ms
B 3,9 ns e 125 ns
C 125 μ s e 3,9 μ s
D 3,9 μ s e 125 μ s
- 10** La trasmissione *half-duplex* fra 2 unità A e B avviene:
- A** in entrambi i sensi, contemporaneamente, a velocità dimezzata rispetto al modo *full-duplex*
B in entrambi i sensi, alternativamente
C in entrambi i sensi, contemporaneamente se si usa una modulazione speciale
D in un solo senso
- 11** I protocolli SPI e I²C, rispettivamente, prevedono:
- A** 4 e 2 linee seriali per i dati
B 2 linee e 1 linea seriali per i dati
C entrambi 1 linea di selezione
D linea di clock e linea di selezione
- 12** Nello standard RS-232:
- a) la condizione ON di una linea di controllo corrisponde a una tensione > 3 V **V** **F**
b) è sempre presente il bit di parità **V** **F**
c) il bit di START corrisponde a una tensione < -3 V **V** **F**
d) se la trasmissione è asincrona non è richiesto clock **V** **F**