

Figura 2.17 - Codificazione bipolare.

tre al simbolo  $a_k = 1$  corrisponde il simbolo ternario  $c_k = \pm 1$ , presentandosi sempre l'impulso positivo  $+1$  e negativo  $-1$  in ordine alternato nella sequenza trasmessa. La decodifica è quindi immediata:  $c_k = 0 \Rightarrow a_k = 0$ ;  $c_k = \pm 1 \Rightarrow a_k = 1$ .

Molti altri tipi di codici vengono usati nelle diverse applicazioni, in relazione non solo ad esigenze di forma dello spettro ma anche per altri motivi come per esempio l'efficienza nella sincronizzazione di simbolo, o la riduzione della banda occupata. Riguardo a quest'ultimo caso, ricordiamo che il modo più semplice in linea di principio per restringere la banda occupata di un segnale binario è passare ad una trasmissione impulsiva a più di due livelli di ampiezza: usando per esempio quattro livelli di ampiezza, ciascuno dei quali rappresenterà una coppia di bit, il ritmo di trasmissione (simboli/s) si dimezzerà e, con esso, anche la banda occupata.

## 2.8 LA TRASMISSIONE MULTIPLA SU CANALE COMUNE

Un canale di trasmissione può essere utilizzato simultaneamente da una pluralità di segnali indipendenti, senza interferenza mutua, o comunque con interferenza mutua controllabile entro limiti accettabili

(sistemi "multiplex"). I metodi di base per questo sono la divisione di tempo (multiplex a divisione di tempo TDM), la divisione di frequenza (multiplex a divisione di frequenza FDM), e l'uso di codificazioni opportune per distinguere i vari segnali che condividono l'uso di uno stesso canale.

Tale uso comune di un canale può corrispondere a due situazioni diverse. Nel primo caso, un'apparecchiatura di moltiplicazione, a cui arrivano i segnali delle varie sorgenti  $S_i$ , costruisce il segnale multiplex che viene poi inviato sul canale; in questo caso si parla propriamente di multiplex. Nell'altro caso, tipicamente su un canale radio comune, i segnali si combinano autonomamente sul canale in modo da non interferire; si parla allora di accesso multiplo.

### 2.8.1 Multiplex a divisione di tempo

Nella moltiplicazione temporale, il tempo di trasmissione viene suddiviso tra le diverse sorgenti  $S_i$ . Per i segnali analogici, tale suddivisione è resa possibile dal teorema del campionamento: in ogni intervallo di campionamento  $T_c$ , il tempo è ripartito tra le sorgenti, e il canale trasmette in sequenza ciclica i campioni (per esempio con impulsi analogici oppure con codificazione numerica) prelevati dalle  $N$  sorgenti (fig. 2.18). In ricezione i destinatari prelevano dal segnale multiplo compless-

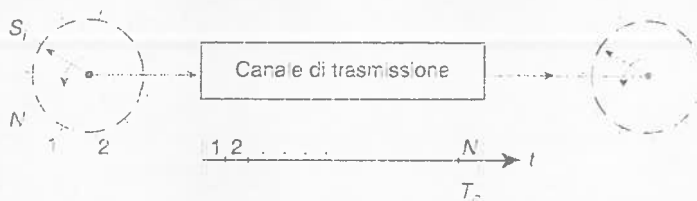


Figura 2.18 - Principio di funzionamento del multiplex a divisione di tempo.

sivo l'informazione di loro interesse. Naturalmente in ricezione per poter estrarre l'informazione voluta occorrerà conoscere la posizione temporale delle varie finestre (canali), cioè è necessaria una sincronizzazione di quadro oltre a quella di simbolo. A tale scopo, parte dell'intervallo di quadro è dedicata alla trasmissione di simboli di controllo che consentono in ricezione l'estrazione del sincronismo (ed altri servizi). Si potrà adottare una particolare sequenza di bit (per esempio una decina di bit opportunamente scelti) periodicamente inserita nel flusso

di dati come riferimento temporale all'inizio di ciascuna trama. L'allineamento del ricevitore, in particolare del demultiplicatore, è ottenuto ricercando con operazioni di correlazione la posizione temporale di tale sequenza e verificandola, una volta trovata, nei quadri successivi; si noti che esiste la possibilità di simulazioni di tale sequenza da parte di combinazioni di dati d'informazione, che possono casualmente rivelarsi identiche alla sequenza d'allineamento.

L'interallacciamento nel tempo tra le varie sorgenti può avvenire, se ci riferiamo al caso di trasmissione binaria, per gruppi di bit cioè carattere per carattere (essendo per esempio un carattere costituito da 8 bit); oppure può anche avvenire bit per bit.

Nella telefonia numerica, si possono trasmettere più canali telefonici (ciascuno a 64 kbit/s, come vedremo nel Cap. 3) in divisione di tempo secondo strutture di quadro standardizzate a livello internazionale. Uno degli standard per esempio prevede il multiplex temporale di 30 canali telefonici più due canali per dati di controllo e segnalazione, per un totale di 32 canali equivalenti corrispondenti ad un flusso numerico complessivo di 2048 kbit/s. Ogni quadro, di durata 125  $\mu$ s essendo la frequenza di campionamento telefonica pari a 8 kHz, è diviso quindi in 32 intervalli in ciascuno dei quali sono trasmesse parole di 8 bit. Questo flusso può a sua volta essere associato ad altri flussi analoghi in divisione di tempo per costituire un multiplex a livello superiore, secondo una gerarchia standard.

Vari problemi si presentano in pratica nella realizzazione dei multiplex temporali. Per esempio le sorgenti tributarie di dati da riunire nel multiplex, che sono in generale indipendenti tra loro e quindi non perfettamente isocrone, presenteranno in pratica nel tempo fluttuazioni della frequenza di simbolo attorno al valore nominale. Il multiplex dovrà quindi convenientemente sincronizzare ed allineare i vari flussi delle sorgenti. In generale si adotterà per il multiplex, cioè per il flusso aggregato, una frequenza di simbolo leggermente maggiore della somma delle velocità relative alle singole sorgenti; pertanto potrà verificarsi il caso che, in occasione di fluttuazioni negative della frequenza di simbolo di una data sorgente, si producano dei "buchi" (assenza di bit d'informazione) nella trama del multiplex. Si può porre rimedio riempiendo i buchi con impulsi fittizi privi di informazione. Usando una memoria elastica per ricevere i dati di una data sorgente, quando il livello di occupazione della memoria scende al di sotto di certi limiti, il multiplex sospende la lettura della memoria e inserisce un "buco" nella trama del multiplex (buco rappresentato per esempio dal simbolo 1, bit fittizio di riempimento). Quando il livello della memoria risale, ricomincia la lettura dei bit d'informazione immessi nella memoria dalla sorgente. Naturalmente in ricezione, in fase di demultiplicazione, occor-

rerà identificare e togliere i bit fittizi di riempimento dalla sequenza di dati ricevuta. Ciò sarà reso possibile da informazioni immesse nella sezione di controllo della trama trasmessa.

Chiaramente la trasmissione di  $N$  segnali in divisione di tempo sul canale comune comporta l'occupazione su questo di una banda  $N$  volte maggiore di quella corrispondente alla trasmissione di un singolo segnale. Infatti il tempo di trasmissione per ogni segnale risulta compresso di  $N$  volte.

Nel caso di accesso multiplo a canale radio comune in divisione di tempo (TDMA: time division multiple access), i singoli trasmettitori  $S_i$  dovranno mantenere una adeguata sincronizzazione mutua in modo che ognuno utilizzi la "finestra" temporale ad esso assegnata senza interferire con gli altri. Date le inevitabili imprecisioni per tale sincronizzazione, si dovrà mantenere un adeguato margine temporale di guardia tra i "pacchetti" 1, 2, ...,  $N$  corrispondenti agli  $N$  trasmettitori (fig. 2.19). Un opportuno intervallo temporale, indicato con  $C$  in fig. 2.19, potrà essere utilizzato da una stazione di controllo per l'emissione di un segnale  $C$ , diffuso a tutte le stazioni trasmettenti, che possa servire da riferimento per la sincronizzazione del sistema.



Figura 2.19 - Schema di accesso multiplo a divisione di tempo.

### 2.8.2 Multiplex a divisione di frequenza

Anziché suddividere il tempo di trasmissione, si può ripartire tra le sorgenti  $S_i$  la banda disponibile sul canale comune. Il segnale multiplex viene in questo caso costruito traslando lo spettro dei segnali  $S_i$  in intervalli di frequenza disgiunti e contigui, mediante altrettanti convertitori di frequenza (si rimanda al Cap. 4 per la descrizione di metodi di modulazione adatti a realizzare tale traslazione di frequenza) (fig. 2.20).

La demultiplicazione viene realizzata separando i segnali  $S_i$  mediante filtri passabanda e riportando quindi ogni singolo segnale nella forma originaria mediante riconversione dello spettro in banda base. La banda del canale comune sarà evidentemente la somma delle sottobande corrispondenti ai singoli segnali  $S_i$ . Per esempio in telefonia analogica si considera per ciascun segnale telefonico una banda lorda di 4 kHz, e quindi una banda del multiplex pari a  $4N$  kHz.

Trasmiss

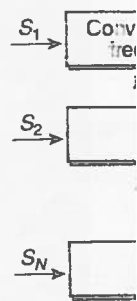


Figura 2.20 -

Nella r  
senta nell  
circuiti ne  
costituent  
circuiti, p  
istantane  
perfettam

Il term  
nerata da  
nenti spe  
denti ai  
tra i seg  
Infine  
in divisio  
smettitor  
smission

2.8.3 Tr  
(a  
È po  
pluralità

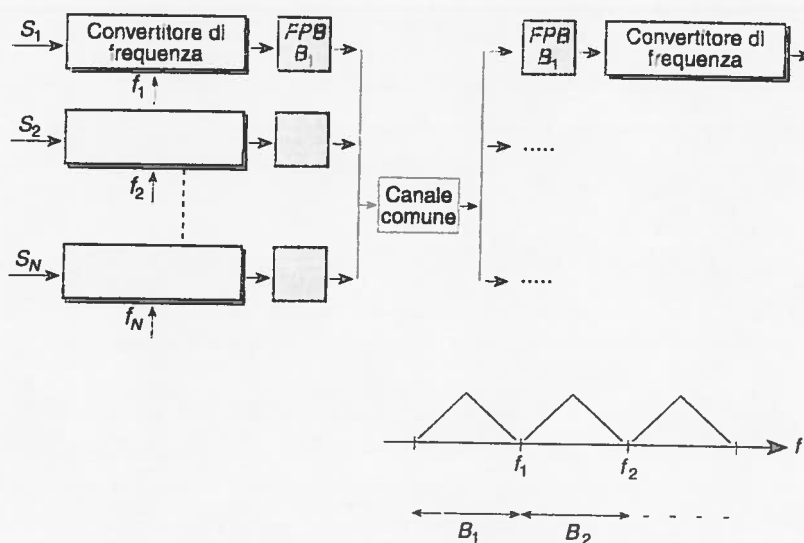


Figura 2.20 - Principio di funzionamento del multiplex a divisione di frequenza.

Nella modulazione in frequenza nasce un problema che non si presenta nella divisione di tempo: quando il segnale multiplo transita in circuiti non lineari, nasce una interferenza mutua tra i singoli segnali costituenti il multiplex ("intermodulazione"). Si consideri il caso di un circuito, per esempio un amplificatore non ideale, la cui caratteristica istantanea ingresso/uscita  $u = F(e)$  possa essere espressa, non essendo perfettamente lineare, come serie di potenze:

$$u(t) = a_0 + a_1 e(t) + a_2 e^2(t) + \dots$$

Il termine quadratico e i successivi rappresentano la distorsione generata dalla non linearità. Essi causano la comparsa di nuove componenti spettrali, e quindi non solo deformazione degli spettri corrispondenti ai singoli segnali  $S_i$ , ma anche l'insorgere di interferenze mutue tra i segnali (si veda il par. 2.4).

Infine, per quanto riguarda l'accesso multiplo ad un canale comune in divisione di frequenza (FDMA), basta assegnare a ciascuno dei trasmettitori  $S_i$  una particolare sottobanda  $B_i$  ad esso riservata per la trasmissione.

### 2.8.3 Trasmissione multipla mediante codici di identificazione (a espansione di spettro)

È possibile trasmettere simultaneamente e nella stessa banda una pluralità di segnali indipendenti  $S_i$  pur di contraddistinguere ciascuno

dei segnali con un particolare codice che ne renda possibile la separazione dall'insieme dei vari segnali  $S_i$  costituenti il segnale multiplo. Si parla allora di accesso multiplo a divisione di codice (CDMA). Si può per esempio moltiplicare in trasmissione ciascun segnale  $s_i(t)$ ,  $i=1,2,\dots,N$ , per una particolare sequenza di codice binaria  $c_i(t)$ , curando che le sequenze  $c_i$  presentino una correlazione mutua la più bassa possibile. Nell'esempio della fig. 2.21, ciascun bit, di durata  $T$ , del segnale binario  $s_i(t)$  viene moltiplicato per la parola di codice

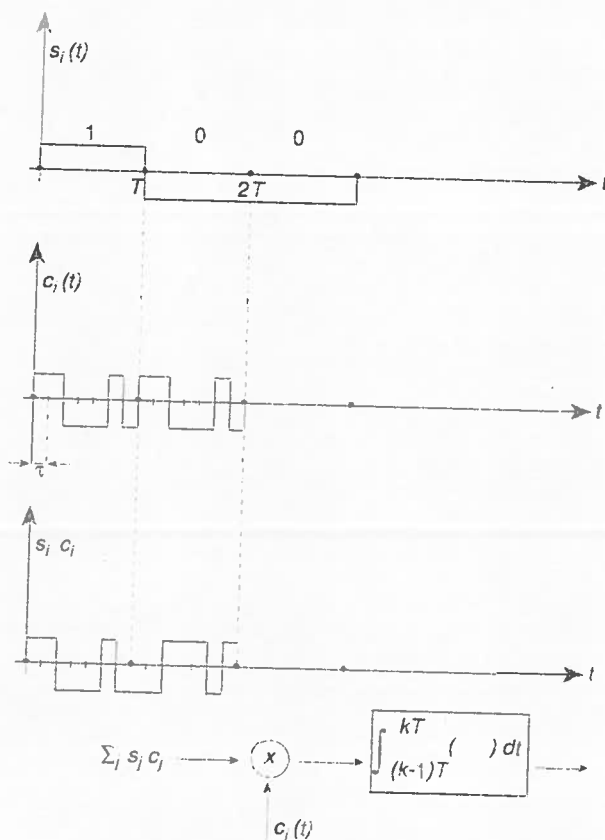


Figura 2.21 - Accesso multiplo per mezzo di codificazione binaria dei segnali. Estrazione dal segnale multiplo del segnale  $s_i$  mediante correlazione con il codice  $c_i$ .

1100010 (il valore della lunghezza  $L$  dei codici usati è di solito in pratica molto più elevato del valore 7 dell'esempio illustrato). Al bit di codice ("chip") 1 si fa corrispondere un impulso positivo  $+1$  di durata  $\tau_c$  e al bit 0 un impulso negativo  $-1$ . Le sequenze  $c_i(t)$  saranno scelte in modo che la correlazione mutua

## Trasmissione

sia minima, quando si trasmettono i segnali  $s_i$ . Se per esempio

si trasmettono i segnali  $s_i$ , si verifica facilmente che

la correlazione mutua dei codici, la cui lunghezza è  $L$ , è zero. Se si usano come codici sequenze binarie casuali, con uno scorrimento opportuno, si possono ottenere sequenze casuali ortogonali.

Se trasmettiamo i segnali  $s_j$ ,  $j=1,2,\dots,N$ , e li riceviamo mediante un'operazione di correlazione con la sequenza  $c_i$ , i fatti possiamo dire che

essendo  $m(t)$  l'insieme delle componenti del segnale ricevuto, e  $c_i(t)$  la sequenza di codice, si ha

Il necessario per la correlazione è che il sistema per acquisizione del segnale (avendo la stessa lunghezza  $L$  e la stessa ortogonalità), il cui output è il segnale  $i$ -esimo è piccolo rispetto alla interferenza  $i$ -esima dà luogo a un segnale  $s_i$ , più un certo rumore. Per essere separati i segnali  $s_i$  dai codici, anche se i segnali sono sincronizzati, è necessario che si sia di una certa lunghezza  $L$  e che siano allineati ad un asse comune. Se i segnali sono sincronizzati, si può dire che la correlazione avviene con integrità (ortogonali) a di



$$\frac{1}{T} \int c_i(t) c_j(t + \delta) dt, \quad i \neq j$$

sia minima, qualsiasi sia lo sfasamento temporale  $\delta$  tra i diversi segnali. Se per esempio si usano per i codici  $\{c_i\}$  sequenze casuali indipendenti, si verifica facilmente che, per valori elevati della lunghezza  $L = \frac{T}{\tau_c}$

dei codici, la correlazione mutua tende a zero. In pratica si possono usare come codici la cosiddette sequenze pseudocasuali. Queste sono sequenze binarie di lunghezza  $L$ , generate semplicemente con registri a scorrimento opportunamente configurati, con caratteristiche simili a sequenze casuali (un esempio, per  $L=7$ , è quello della fig. 2.21).

Se trasmettiamo insieme su uno stesso canale i vari segnali codificati  $s_j c_j$ ,  $j=1, 2, \dots, N$ , in ricezione si potrà estrarre il singolo segnale  $s_i$  mediante un'operazione di correlazione dell'intero segnale multiplo ricevuto con la sequenza di codice  $c_i$  relativa al segnale desiderato  $s_i$ . Infatti possiamo esprimere il segnale multiplo come

$$s_i(t) c_i(t) + m(t)$$

essendo  $m(t)$  l'insieme degli altri segnali diversi da  $s_i$ . La moltiplicazione del segnale multiplo per una copia della sequenza  $c_i(t)$ , perfettamente allineata con la parola di codice trasmessa, dà come risultato

$$s_i(t) c_i^2(t) + m(t) c_i(t) = s_i(t) + m(t) c_i(t)$$

Il necessario allineamento della parola di codice usata in ricezione per la correlazione con il codice trasmesso comporta naturalmente un sistema per acquisire tale sincronizzazione. Nell'operazione di correlazione, avendo le sequenze  $\{c_i\}$  correlazione mutua piccola (quasi ortogonalità), il contributo del termine  $m(t) c_i(t)$  nella ricezione del segnale  $i$ -esimo è piccolo, e quindi il segnale  $s_i$  viene estratto con una piccola interferenza prodotta dagli altri segnali. L'uscita del correlatore  $i$ -esimo dà direttamente i valori dei dati binari emessi dalla sorgente  $S_i$ , più un certo contributo d'interferenza. I segnali  $s_i$  possono quindi essere separati quasi perfettamente, a motivo della quasi ortogonalità dei codici, anche se condividono banda e tempo, senza richiedere peraltro sincronizzazione mutua. Tale semplicità d'accesso è ottenuta al costo di una certa interferenza mutua tra i segnali. Se si è disposti a rinunciare ad un aspetto di tale semplicità cioè l'asincronia, ossia se si vincolano i segnali codificati  $s_j c_j$  a mantenersi tra loro opportunamente sincronizzati, si possono costruire codici  $c_j$  perfettamente ortogonali, cioè con correlazione mutua nulla. In tal caso la trasmissione multipla avviene con interferenza mutua nulla come nei sistemi (intrinsecamente ortogonali) a divisione di tempo o di frequenza.

L'interferenza mutua nell'accesso multiplo a divisione di codice viene ridotta diminuendo la correlazione mutua tra le sequenze di codice e ciò può essere ottenuto aumentando il valore della lunghezza  $L = \frac{T}{\tau_c}$ .

$L$  rappresenta anche l'espansione di banda che la trasmissione codificata implica rispetto alla trasmissione non codificata del singolo segnale.

Da un altro punto di vista, si può dire che la moltiplicazione per il codice  $c_i$  trasforma lo spettro originario di  $s_i(t)$  in uno spettro espanso ("spread spectrum") secondo un fattore di espansione pari a  $L = \frac{T}{\tau_c}$ .

Il segnale  $s_i c_i$  inviato sul canale presenterà, data l'espansione di banda, una densità spettrale di potenza ridotta di  $L$  rispetto a quella del segnale originario. Quindi ciascuno dei segnali inviati sul canale comune si presenta, per gli altri segnali, come un rumore a bassa densità spettrale.  $L = \frac{T}{\tau_c}$  rappresenta allora anche il "guadagno" che si ottiene

in forza della riduzione di un fattore  $L$  della densità spettrale dell'interferenza causata dagli altri segnali presenti sul canale. Considerando per esempio il caso in cui tutti i segnali  $s_i(t)$  abbiano la stessa potenza  $P_s$  e la stessa banda  $B$ , la densità spettrale di potenza dell'interferenza che si presenta in ricezione all'ingresso del ricevitore  $i$ -esimo è data da  $\frac{(N-1)P_s}{LB}$ . Si noti che aggiungere un altro segnale ancora al segnale

multiplo già costituito comporta, per i sistemi a divisione di tempo o di frequenza, la revisione del piano dei tempi o delle frequenze assegnate alle sorgenti. Nell'accesso a divisione di codice invece tale aggiunta comporta semplicemente un incremento dell'interferenza (gli interferenti passano da  $N-1$  a  $N$ ), cioè un lieve peggioramento delle prestazioni.

Si osservi infine che l'uso di sequenze binarie pseudocasuali non è l'unico metodo possibile per costruire codici di identificazione dei segnali  $S_i$ . Nella trasmissione in banda passante si possono usare per esempio cambiamenti della frequenza di trasmissione all'interno dell'intervallo di trasmissione di ciascun simbolo d'informazione, secondo opportuni codici.

## Capitolo 3

### Premessa

La tendenza a r  
ne originariamente  
cui citiamo i princ

- l'uso nelle reti d  
quella numerica  
chiaramente var  
re in questo cas  
per la commuta
- gli sviluppi dei c  
poco costose gr  
gnali;
- con i segnali in f  
contro i disturbi  
crittografia, se

La grande varie  
spettro degli schem  
analogiche, e qui p  
damentali.

La trasformazio  
teorema del campio

Se si campiona i  
in una banda limita  
meno al doppio de  
segnale analogico è  
 $s(nT_c)$  prelevati ad

plicemente osservar  
namento. La seque  
il campionamento  
espressa come