



Claudio Di Girolamo (jordan20)

# LE ONDE ELETTROMAGNETICHE COME MEZZO TRASMISSIVO: PONTI RADIO TERRESTRI (3)

13 December 2013

## Premessa

La nostra trattazione sui ponti radio è giunta ad un punto in cui l'esposizione degli argomenti è fortemente improntata sulla discussione teorica ed applicativa della trasmissione e ricezione del segnale informativo che viaggia sul ponte radio terrestre. Personalmente è la parte che preferisco, molto affascinante e che affonda le radici non più sulla *teoria dei Campi Elettromagnetici*, ma su quella dei *Segnali (elaborazione e trasmissione)*, con particolare riguardo alle tecniche di mododemodulazione ed estrazione dell'informazione, il più possibile scevra da errori e disturbi al ricevitore.

*L'inconveniente* della discussione che segue è però il seguente: a differenza della [prima](#) e [seconda](#) parte, ricche di figure e soprattutto di fotografie dove si può constatare in modo immediato, reale, visivamente e concretamente ciò di cui si è appena argomentato, le successive abbondano certamente di illustrazioni e schemi esemplificativi, ma risultano quasi del tutto prive di fotografie che permettono di costruire quella che io chiamo *familiare immagine mentale*, fondamentale per assimilare e far propri i concetti appena appresi. Del resto, gli utenti che conoscono molto bene gli argomenti trattati nei corsi universitari di *Teoria Dei Segnali, Comunicazioni Elettriche ed Elaborazione/Trasmissione Numerica Dei Segnali*, converranno con me sul fatto che è davvero sottilissima la linea di demarcazione tra l'astrazione matematica, teorica, rigidamente formale degli argomenti e la loro applicazione pratica, sottoposta "all'impetosa" aleatorietà delle condizioni reali.

Per farla breve, il mio intento è quello di evitare a tutti i costi che il lettore più incline alla pratica, che vuole "vedere" subito come stanno le cose, impaziente di arrivare al succo della questione senza troppi fronzoli, si annoi perdendosi tra le inevitabili questioni matematiche ed analitiche che la trattazione necessariamente richiede: pertanto ho cercato di rendere l'approccio estremamente discorsivo, "user friendly", mediato al rigore formale dal quale non si può prescindere. Compito davvero arduo dal momento che non vedremo circuiti stampati o schemi elettrici con valori dei componenti, bensì tutto l'universo "nascosto dietro le quinte" che permette la corretta trasmissione di un'informazione dal mittente al destinatario.

La prima "tappa" per raggiungere lo scopo è quindi la suddivisione della trattazione in più spezzoni (della serie "medicina amara assunta in più soluzioni nell'arco della giornata"): la terza e quarta parte trattano esclusivamente la *manipolazione dell'informazione lato trasmissione*; la quinta e sesta parte vertono invece esclusivamente sul *lato della ricezione* (con particolare riguardo *all'estrazione corretta del segnale informativo*) del ponte radio.

Mi auguro vivamente di raggiungere l'obiettivo prefissato e di coinvolgere ed appassionare chi vorrà (e chi già lo fa) dedicarmi parte del suo tempo alla lettura di questi articoli, ricambiando la fiducia e la stima accordatemi. Per questo, grazie in anticipo.

## 1. Generazione della portante a RF

Sia la sezione trasmittente che quella ricevente del ponte radio, quelle cioè che si interfacciano col mondo della propagazione elettromagnetica, hanno la funzione di elaborare la portante del sistema radioelettrico. Dispongono quindi di *circuiti atti a generare oscillazioni ad altissima frequenza*, ai quali vengono richieste prestazioni di grado elevato per rispondere alle esigenze di elevatissima qualità trasmissiva dei sistemi radio a grande capacità.

Tali prestazioni riguardano le seguenti caratteristiche:

- la *stabilità della frequenza e della potenza d'uscita*, in funzione della temperatura, dell'impedenza di carico e della variazione della polarizzazione;
- il *rendimento energetico*;
- il minimo *contributo di rumore AM e FM* (in particolar modo per i ponti radio analogici, anche se quasi tutti ormai dismessi a vantaggio di quelli numerici);
- la riduzione di dimensioni e peso.

Per quanto riguarda la struttura dei generatori di portante, il metodo di partire da un oscillatore stabilizzato a quarzo con frequenza *sottomultipla* di quella desiderata, è *superato* da una tecnologia più *recente* che impiega circuiti oscillanti **in fondamentale** alla frequenza desiderata e stabilizzati mediante *controllori elettronici* (VCO) o *meccanici* (DSO).

### 1.1 Richiami sul concetto di modulazione

I messaggi che costituiscono l'informazione da inviare a distanza, vengono elaborati in varia maniera, allo scopo preciso di *adattarli ai mezzi trasmissivi* che hanno il compito di condurli a destinazione. Il loro contenuto è identificabile in *un insieme di vibrazioni* che presentano una determinata configurazione spettrale; lo **spettro** altro non è se non *la scomposizione dell'energia costituente un determinato tipo di segnale*

*nelle sue componenti elementari, distribuite lungo un asse di frequenze.* Una corretta trasmissione dell'informazione richiede che lo spettro del segnale originario giunga a destinazione mantenendo la completezza delle sue componenti e non alterando la rispettiva distribuzione di energia. In altre parole, qualunque sia il processo a cui il segnale venga sottoposto durante la trasmissione, esigenza fondamentale è che *il suo spettro si presenti a destinazione non distorto*, affinché l'informazione stessa sia pienamente utilizzabile.

Il fine di condurre a destinazione un'informazione è vantaggiosamente conseguito usando come "elemento portante" una grandezza fisica che, per le sue particolari caratteristiche, si presta in modo ottimale alla funzione di "veicolo" per il segnale a contenuto informativo: tale è proprio il caso presente delle onde elettromagnetiche, che rappresentano per varie ragioni (come si è avuto modo di apprendere finora), si presta in modo eccezionale per la trasmissione di informazioni a distanza.

Venendo al succo, il processo sopra indicato prende il nome di **modulazione** e fondamentalmente da esso si ottiene *la possibilità di utilizzare una porzione di banda del mezzo trasmissivo ovunque individuata nell'ambito della banda passante offerta dal mezzo stesso*. Detto ciò, si comprende che il processo di modulazione apre vaste possibilità per ottimizzare lo sfruttamento dei mezzi trasmissivi aventi una propria banda passante **molto più larga** dello spettro del segnale originato dall'informazione. Nel processo entrano in gioco due grandezze:

- la **modulante**: è *la grandezza che contiene l'informazione da trasmettere* e pertanto è rappresentata da un segnale elettrico più o meno complesso, ricco di particolari, in evoluzione nel tempo e definito da un'energia distribuita entro uno spettro;
- la **portante**: è *la grandezza a cui la modulante viene applicata* ed è generata "localmente" con criteri finalizzati alle sue capacità di propagarsi su mezzi fisici conduttori o dielettrici. Viene di norma identificata (al fine di semplificare l'esposizione teorica) in una oscillazione armonica semplice (un'onda sinusoidale/cosinusoidale) di opportuna ampiezza e pulsazione.

Modulare la portante significa, in generale, far variare uno dei parametri che la caratterizzano (ampiezza, frequenza o fase) secondo una funzione lineare del valore istantaneo del segnale modulante. In altre parole significa introdurre all'interno della struttura portante, la legge di variazione nel tempo della grandezza modulante. Il modo con cui avviene l'interazione modulante-portante è definito poi dal "tipo" di modulazione applicata. La prima suddivisione basilare si pone tra:

- **modulazione analogica**: un segnale viene definito **analogico** (o continuo) quando *può assumere con continuità tutti gli infiniti valori di ampiezza compresi entro una dinamica prestabilita*. Il modulatore analogico ha pertanto il compito di trasferire linearmente le variazioni della grandezza

modulante, in proporzionali variazioni di uno o più parametri della portante.

In questo ambito, è possibile effettuare una seconda distinzione tra:

- **modulazioni d'ampiezza (AM, SSB, VSB, DSB, ISB)**: in questo tipo di modulazione il segnale modulante viene applicato all'ampiezza della portante;

- **modulazioni angolari (PM, FM)**: offrono, rispetto a quelle d'ampiezza, *notevoli vantaggi per quanto riguarda la resistenza ai disturbi e l'indipendenza del segnale demodulato dall'attenuazione del mezzo trasmissivo*. La modulazione di fase (*Phase Modulation*) e la modulazione di frequenza (*Frequency Modulation*) sono in realtà *molto simili* e **sempre coesistenti** anche se si può correttamente dire che, nel primo caso la modulazione viene ottenuta con un metodo in cui *la fase della portante viene modificata in funzione lineare del segnale modulante*, nel secondo caso *la frequenza della portante viene modificata in funzione lineare del segnale modulante*. Per la nostra trattazione sui ponti radio terrestri, ci interessa la modulazione analogica di frequenza FM.

- **modulazione numerica**: un segnale viene definito **numerico** *quando risulta discretizzato simultaneamente sia nel tempo che nell'ampiezza (cioè può assumere solo valori discreti e non continui in entrambi gli insiemi all'interno di una dinamica prestabilita)*. Un modulatore numerico è caratterizzato dal fatto che i parametri della portante su cui agisce il segnale modulante numerico *assumono stati discreti correlati in modo univoco al simbolo che viene trasmesso*. Fondamentalmente anche le modulazioni numeriche possono essere inquadrare nella classica suddivisione tra modulazione di ampiezza, frequenza e fase; tuttavia la letteratura tecnica si è recentemente orientata verso una diversa classificazione, che tiene conto dell'intero processo di mo-demodulazione. Infatti, vedremo più avanti come la qualità di un determinato metodo di modulazione numerica dipenda in modo imprescindibile anche dal processo di demodulazione e del relativo criterio di decisione. Inoltre, sempre come vedremo in seguito, le modulazioni ritenute attualmente più interessanti sono di tipo misto, in quanto *sia l'ampiezza che l'argomento della portante sono soggette a variazioni discrete*. Pertanto si preferisce distinguere le modulazioni numeriche secondo la seguente classificazione:

- **modulazioni lineari (ASK, M-ASK, PSK, M-PSK, QAM, QPR)**: in esse il processo di modulazione è semplicemente *un'operazione di moltiplicazione tra la portante e il segnale modulante* e da ciò scaturisce la notevole conseguenza che lo spettro di una modulazione lineare non è altro che lo stesso spettro del segnale di banda base, semplicemente *traslato* alla frequenza della portante e disposto con simmetria speculare attorno ad essa. Per comprendere visivamente il concetto, rimando a [questo articolo](#) estratto da una mia precedente trattazione sulla *tecnica PCM* (si faccia riferimento soltanto al primo paragrafo). Per la discussione sui ponti radio terrestri, analizziamo approfonditamente la

modulazione numerica di fase monolivello PSK e multilivello M-PSK e quella mista QAM.

- **modulazioni non lineari (FSK, M-FSK, PM, CPM)**: in esse il processo di modulazione prevede tipicamente *un'azione sull'argomento della portante*; lo spettro dipende, oltre che dalla configurazione della banda base, anche dall'indice di modulazione assegnato al sistema. Per la presente trattazione, almeno per la parte trasmissiva, non siamo interessati a nessuna delle succitate.

## 1.2 Modulazione FM

Come anticipato, tale modulazione è coesistente a quella di fase PM, sicché dobbiamo necessariamente partire da questa per capire come funziona quella di nostro interesse.

Indichiamo la portante con la seguente espressione:

$$a_0(t) = A_0 \cos \omega_0 t \quad (1)$$

Consideriamo costante la velocità angolare  $\omega_0$  di rotazione del vettore rappresentativo della portante: si sviluppa quindi un angolo  $\varphi_0(t)$  che cresce progressivamente con legge funzione lineare del tempo:

$$\varphi_0(t) = \omega_0 t \quad (2)$$

Su questo angolo, che altro non è se non la fase istantanea della portante, viene applicata la modulazione; l'effetto di questa è di produrre una perturbazione sulla legge di sviluppo di  $\varphi_0$ , secondo una funzione lineare della grandezza modulante:

$$\varphi'(t) = \varphi_0(t) + \varphi_m \quad (3)$$

La nuova grandezza  $\varphi_m$  sta ad indicare un angolo istantaneo, funzione della grandezza modulante; tale angolo viene prodotto sulla portante del modulatore di fase, al cui ingresso è presente il segnale modulante  $a_m(t)$  avente espressione:

$$a_m(t) = A_m \cos \omega_m t \quad (4)$$

come mostrato in Fig.1:

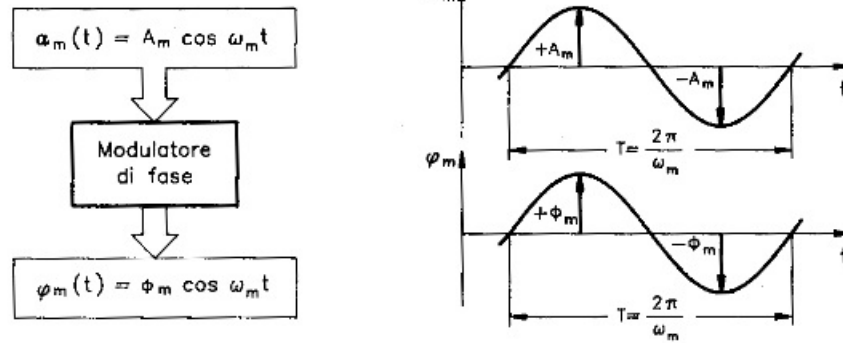


Fig.1.jpg

Sviluppando la (3) si ottiene:

$$\varphi'(t) = \varphi_0(t) + \Phi_m \cos \omega_m t \quad (5)$$

in cui è possibile vedere che, dopo l'intervento della modulazione, lo spazio angolare  $\varphi'(t)$  non si sviluppa più linearmente nel tempo, poiché al termine  $\varphi_0$  è associato il termine armonico  $\varphi_m$ . In particolare, il vettore  $A_0$  risulta sottoposto ad una legge complessa di rotazione, che la Fig.2 mostra scomposta nelle rispettive componenti in modo da far intuire come il vettore, pur compiendo ancora  $f_0$  rotazioni nell'unità di tempo, è *soggetto contemporaneamente a continue variazioni d'angolo sotto l'effetto della modulazione*:

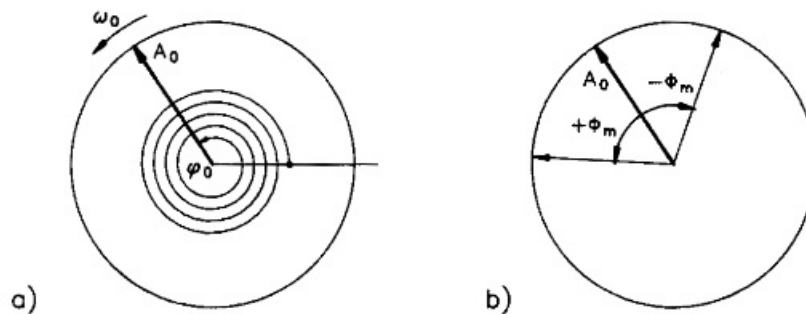


Fig.2.jpg

Rispetto alla posizione angolare della portante, che rimane come angolo di riferimento, il vettore  $A_0$  "pendola" simmetricamente raggiungendo un'elongazione massima pari a  $\pm \Phi_m$ , con un ritmo pari a  $f_m$ .

L'ampiezza dell'elongazione  $\Phi_m$  dipende direttamente dell'ampiezza  $A_m$  del segnale modulante, come mostrato in Fig.3:

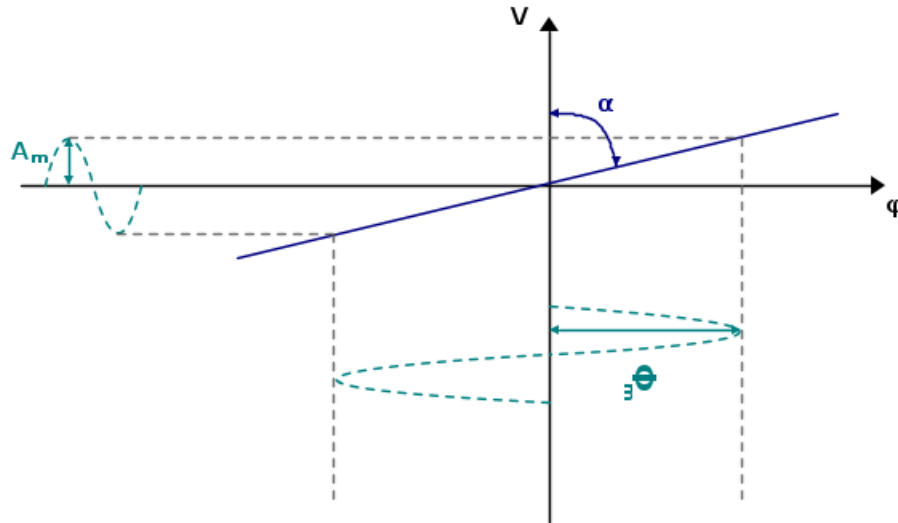


Fig. 3

Questo perché il modulatore di fase esibisce una funzione di trasferimento:

$$\Phi_m = p \cdot A_m \quad (6)$$

in cui la proporzionalità diretta è legata ad un coefficiente  $p$  denominato *pendenza di modulazione* e dimensionalmente espresso dal rapporto  $\frac{\text{angolo}}{\text{tensione}} = \left[ \frac{\text{rad}}{\text{V}} \right]$ .

L'angolo di massima deviazione  $\Phi_m$  viene assunto come **indice di modulazione angolare**  $m_p$ ; indica infatti quanto profondamente incida l'ampiezza della modulante sulla fase della portante ed è espresso da un numero puro che indica semplicemente l'entità in radianti dello sfasamento massimo della portante. In Fig. 4, a titolo di esempio, sono riportate le successive posizioni di fase assunte in tempi discreti ( $t_1 \div t_5$ ) dal vettore che rappresenta la portante modulata con indice  $m_p = 2,5$ :

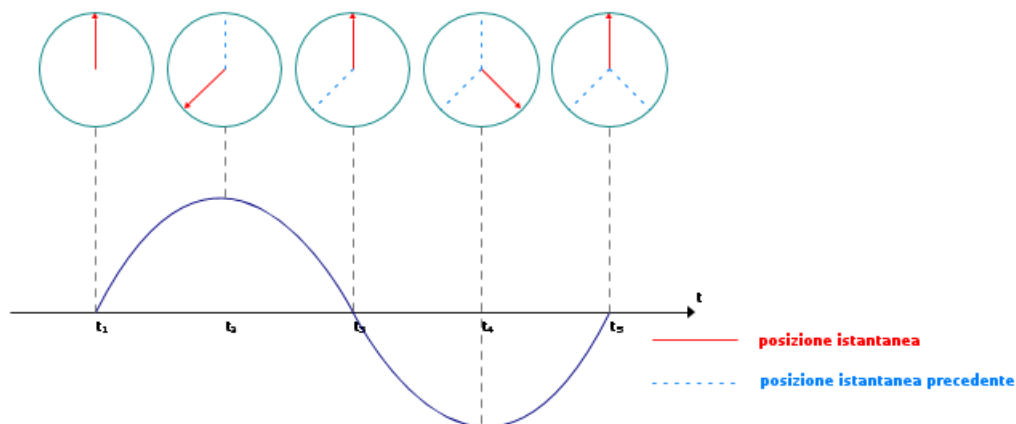


Fig. 4

Inserendo l'indice di modulazione nella (5) otteniamo:

$$\varphi'(t) = \varphi_0(t) + m_p \cos \omega_m t \quad (7)$$

Definita così la legge di variazione dell'angolo istantaneo di fase, l'espressione dell'onda modulata diventa:

$$s(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + m_p \cos \omega_m t) \quad (8)$$

sviluppabile in *serie di Bessel* di argomento  $m_p$  e di ordine esteso ad  $n$  (procedimento che per la nostra trattazione non viene riportato).

A questo punto possiamo introdurre la modulazione FM; il **modulatore di frequenza** è fondamentalmente un oscillatore la cui frequenza può essere fatta variare da una tensione esterna. Nel caso in cui tale tensione sia esattamente la modulante espressa in (4), la frequenza della portante si sposta dal valore originario  $f_0$  di una deviazione istantanea  $\delta f$  proporzionale all'ampiezza istantanea  $A_m$  della grandezza modulante, come mostrato in Fig.5.:

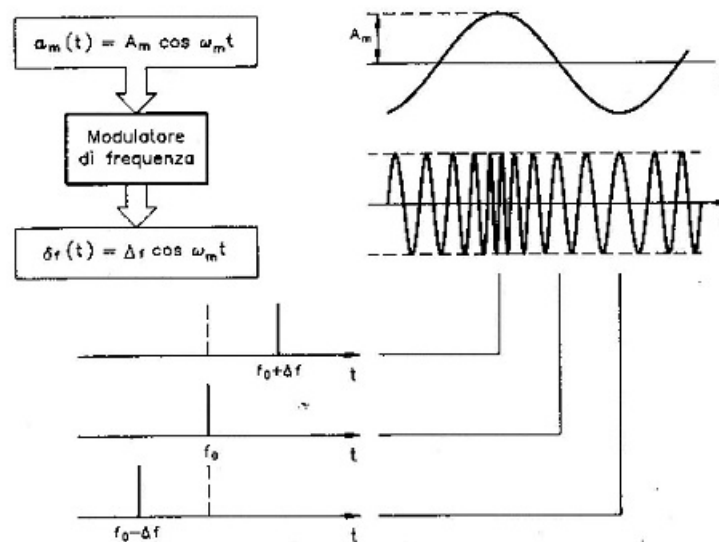


Fig.5.jpg

L'equazione dell'onda modulata in frequenza risulta:

$$s(t) = A_0 \cos 2\pi(f_0 + \delta f)t \quad (9)$$

o ancora, sostituendo a  $\delta f$  la relativa espressione di Fig.5:

$$s(t) = A_0 \cos 2\pi(f_0 + \Delta f \cos \omega_m t)t \quad (10)$$

Avendo così definito la legge con cui varia la frequenza, è possibile valutare il corrispondente angolo di variazione di fase. Infatti, la posizione angolare del vettore



rappresentativo della portante non può non subire delle modifiche sotto l'effetto delle continue variazioni della sua velocità angolare  $\omega_0$ . L'angolo istantaneo di fase prodotto da  $\delta f$ , vale l'integrale della pulsazione esteso al tempo:

$$\int_0^t (\omega_0 + \Delta\omega \cos \omega_m t) dt = \omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\omega_m} \sin \omega_m t \quad (11)$$

Sostituendo tale termine nella (10), l'equazione dell'onda modulata in frequenza diventa:

$$s(t) = A_0 \cos \left( \omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\omega_m} \sin \omega_m t \right) \quad (12)$$

Confrontando la (12) con la (8) emergono due considerazioni fondamentali:

1. le due modulazioni sono in quadratura;
2. il termine  $\frac{\Delta\omega}{\omega_m} = \frac{\Delta f}{f_m}$  indica il massimo sfasamento provocato dalla modulazione sul vettore della portante, e quindi rappresenta **l'indice di modulazione angolare**.

Con ciò abbiamo dimostrato quanto esposto all'inizio, ossia che le modulazioni di frequenza e fase sono sempre coesistenti e a parità di funzione modulante, possono provocare gli stessi effetti sulla portante. Se infatti si verifica l'uguaglianza:

$$m = \frac{\Delta f}{f_m} \quad (13)$$

due onde portanti di frequenza  $f_0$  modulante rispettivamente di fase e frequenza, avranno lo stesso indice di modulazione, la stessa deviazione di frequenza e lo stesso spettro.

### 1.3 Il circuito ad aggancio di fase (PLL)

Il **circuito ad aggancio di fase** ha la peculiarità di *rendere sincrone le fasi di due oscillazioni elettriche*, mediante un anello di correzione automatica. Chiamato comunemente **PLL** (*Phase Lock Loop*), questo circuito viene usato per molteplici scopi nel contesto della ricetrasmisione su ponte radio:

- per rilevare, in modo sincrono, segnali modulati in frequenza;
- per ottenere sorgenti di segnali sintetizzate, cioè capaci di generare un numero elevato di frequenze, con grande stabilità e possibilità di programmazione;
- per costruire filtri sintonizzabili, dotati di alto fattore di merito;
- per realizzare moltiplicatori di frequenza programmabili.

Lo schema di principio del PLL è quello di Fig.6, composto da alcuni elementi fondamentali:

- un oscillatore controllato in tensione (VCO);
- una sorgente di riferimento ( $f_R$ );
- un comparatore di fase ( $\varphi_c$ );
- un filtro passa basso.

Di seguito lo schema a blocchi rappresentativo:

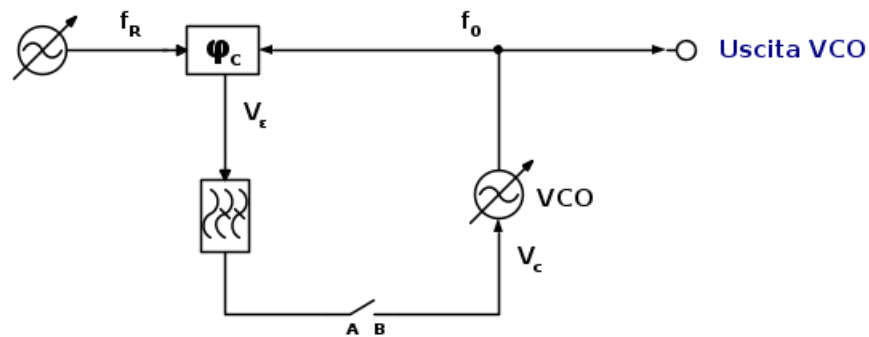


Fig.6

L'oscillazione del VCO e quella della sorgente di riferimento vengono confrontate nel comparatore di fase, il quale produce *una tensione di errore  $V_e$  proporzionale alla differenza di fase tra i due segnali.*

Tale tensione, opportunamente filtrata, va a comandare il VCO nel senso di modificarne la frequenza fino a farla coincidere con la  $f_R$ , e fornisce in continuità un comando opportuno al VCO, frequenza e fase del quale inseguono così le rispettive grandezze dell'oscillazione di riferimento.

Vengono di seguito esaminate con maggiore dettaglio le funzioni dei vari blocchi, le modalità operative del PLL e i vantaggi offerti da questo in diverse configurazioni operative.

### 1.3.1 Analisi dello schema a blocchi

Analizziamo adesso il funzionamento dei singoli blocchi costituenti il PLL.

- Il VCO.

Il **VCO** (*Voltage Controlled Oscillator*) è un oscillatore libero, cioè intrinsecamente non stabilizzato in frequenza, la cui frequenza di oscillazione può essere determinata da una tensione esterna  $V_C$ .

Poiché la frequenza generata varia con la stessa legge (che supponiamo lineare) della tensione di controllo, il VCO si presenta di fatto come un modulatore

di frequenza, come si può intuire osservando la trans-caratteristica tensione-frequenza:

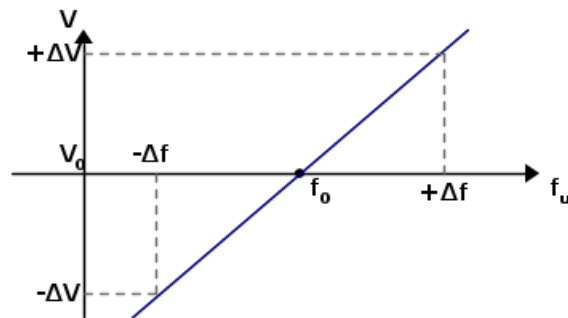


Fig.7

In linea generale, pertanto si può affermare che il valore istantaneo dello scostamento di frequenza  $\Delta f$  rispetto ad  $f_0$ , dipende direttamente dall'ampiezza istantanea  $\Delta V$  riferita al valore  $V_0$  (corrispondente alla componente continua) della tensione del VCO.

- La sorgente di riferimento.

L'oscillazione alla cui frequenza dovrà sintonizzarsi il VCO è prodotta dalla *sorgente di riferimento* che può sostanzialmente ricondursi a due tipologie:

1. un'oscillazione generata localmente e caratterizzata da elevata stabilità, a garanzia di quella richiesta alla  $f_0$ ;
2. un segnale modulato, da cui il circuito PLL dovrà estrarre la modulazione.

- Il comparatore di fase.

Si tratta di un dispositivo che rivela la differenza tra le fasi di due segnali presenti ai suoi ingressi. La caratteristica potrebbe essere definita come quella di un "discriminatore" di fase, in quanto presenta *una relazione di dipendenza tra lo scarto delle fasi suddette e una tensione di errore  $V_u$  fornita all'uscita*, come evidenziato nella seguente figura:

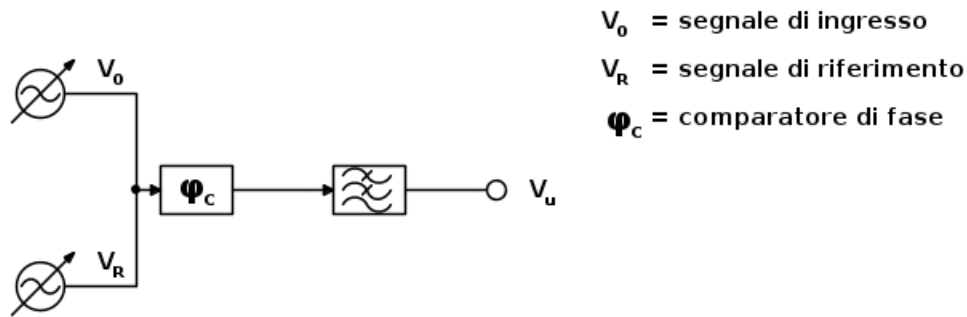


Fig.8

- Il filtro passa basso.

Nella nostra trattazione consideriamo tale elemento costituito soltanto da elementi attivi (amplificatori operazionali); la sua funzione è quella di ammettere al controllo del VCO tensione alternata con pulsazione relativamente piccola o, al limite, tensione continua. Fondamentalmente, la frequenza di taglio di tale filtro, come successivamente illustrato, *determina la caratteristica di trasferimento del PLL.*

### 1.3.2 Principio di funzionamento del comparatore di fase

La comparazione tra fasi di due segnali elettrici è al centro del funzionamento del PLL; questa funzione può venire svolta da una grande varietà di circuiti diversi (lineari o logici, attivi o passivi), che hanno però in comune un comportamento analogo dal punto di vista analitico.

Supponiamo pertanto che i due segnali  $V_R$  e  $V_0$  che interagiscono nel circuito di Fig.8 siano grandezze armoniche aventi uguale frequenza  $f_0$  e angolo di fase relativo  $\varphi_X$  variabile entro l'intervallo  $(0, 2\pi)$ :

$$a_R = V_R \cos \omega_0 t$$

$$a_0 = V_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_X)$$

Il comparatore di fase ha tipicamente la proprietà di effettuare il prodotto tra i due segnali interagenti, pertanto la funzione di uscita vale:

$$V_u = a_r \cdot a_0 = [V_R \cos \omega_0 t] \cdot [V_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_X)]$$

$$V_u = \frac{V_R V_0}{2} \cos(2\omega_0 t + \varphi_X) + \frac{V_R V_0}{2} \cos(\omega_0 t - \omega_0 t + \varphi_X) \quad (14)$$

Il primo addendo dell'espressione (13) ha pulsazione  $2\omega_0$  e può venire trascurato dal momento che sarà eliminato dal filtro passa basso che segue il comparatore di fase.

L'equazione in funzione della  $V_u$ , privata del primo termine, può essere riformulata così:

$$V_u = K \cos \varphi_X \quad (15)$$

dove il fattore  $K$  compendia ambo le grandezze  $V_R$  e  $V_0$ .

La tensione  $V_u$  dipende quindi direttamente dall'angolo di fase relativo tra i due segnali e può assumere valori compresi tra  $\pm K$ , secondo la seguente tabella:

$$\begin{array}{ccccccc} \varphi_X & 0^\circ & \frac{\pi}{2} & \pi & \frac{3}{2}\pi & 2\pi \\ V_{u+K} & 0 & -K & 0 & +K & \end{array}$$

come illustrato anche nella seguente figura:

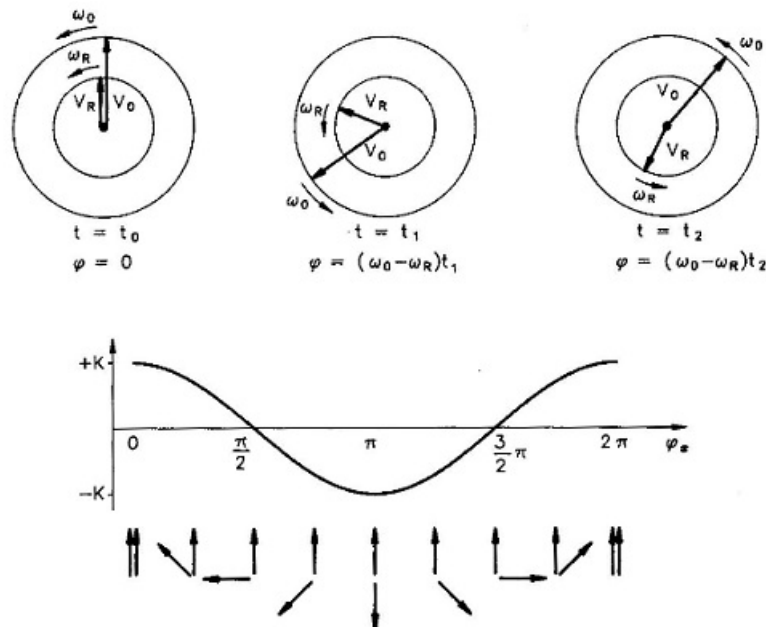


Fig.9.jpg

### 1.3.3 L'aggancio di fase

Quando il loop viene chiuso, interconnettendo i terminali A e B (Fig.6), avviene che la tensione  $V_u$  prodotta dal comparatore di fase raggiunge l'ingresso di controllo del VCO, andando così ad agire sulla sua caratteristica tensione-frequenza. In particolare, considerando il caso in cui  $f_R \neq f_0$ , l'andamento periodico alternato di  $V_u$  tenderà a far variare la frequenza del VCO tra valori simmetricamente maggiori e minori rispetto al valore di riposo. In realtà, all'atto di chiusura del loop, si crea un transitorio che, modificando interattivamente ed elasticamente la frequenza del

VCO e la tensione di controllo  $V_u$ , porta il circuito in condizioni di equilibrio: la  $f_0$  viene portata a coincidere con la  $f_R$  e ogni tentativo dal VCO di spostarsi da questa situazione viene controbilanciato da una variazione della  $V_u$  di segno tale da correggere l'errore, come di seguito illustrato:

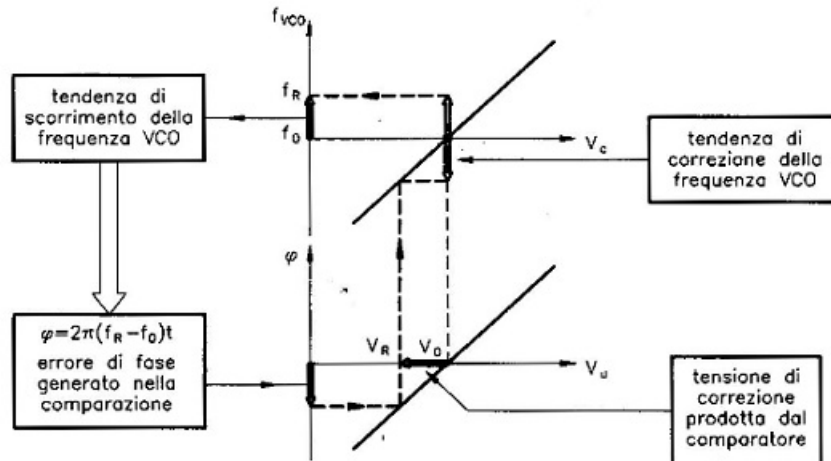


Fig.10.jpg

La tensione di controllo diviene una tensione continua il cui valore è molto prossimo a  $V_0$ ; di fatto, un  $\Delta V$  nullo si ottiene solo qualora  $f_0$  ed  $f_R$  siano spontaneamente coincidenti. Al di fuori di questo caso, un piccolo *angolo di errore* (e una conseguente piccola tensione di correzione) è sempre necessario, per mantenere l'equilibrio del circuito. In tale situazione si dice che il VCO è "agganciato in fase" al segnale di riferimento e, di fatto, attraverso il controllo della fase, la frequenza del VCO insegue istantaneamente le eventuali variazioni di fase della  $f_R$ ; da un altro punto di vista, si può affermare che il VCO assume la stabilità di frequenza propria dell'oscillatore di riferimento.

### 1.3.4 Applicazioni del PLL

Il PLL (implementato in forma discreta o integrata, come nelle odierne tecnologie di trasmissione dati) ha una versatilità d'uso che lo riconduce alle seguenti tre importanti applicazioni:

1. generatore sintetizzato di frequenza;
2. filtro attivo;
3. demodulatore coerente;

Per la nostra trattazione, attualmente, ci interessa la prima applicazione. La terza sarà esposta nella parte dedicata alla ricostruzione del segnale in ricezione al ponte

radio.

L'applicazione nella tecnica delle alte frequenze è quella che più si adatta alle peculiarità del PLL, dal momento che in esse sono richiesti oscillatori capaci di esibire grande stabilità di frequenza ed elevata purezza spettrale.

Ponendo come segnale di riferimento una sorgente caratterizzata da opportune doti di stabilità, l'oscillatore del VCO ad esso agganciato offrirà un'identica stabilità; da parte sua, un VCO adeguatamente progettato ai fini della minima distorsione, può fornire un'oscillazione estremamente pura.

Tale prestazione viene esaltata nel caso in cui la frequenza richiesta al VCO ( $f_0$ ) sia un multiplo di quella ( $f_R$ ) quarzata. Il PLL offre la possibilità di agganciare alla  $f_R$  un sottomultiplo della frequenza  $f_0$ , semplicemente dividendo per  $N$  quest'ultima, come di seguito mostrato:

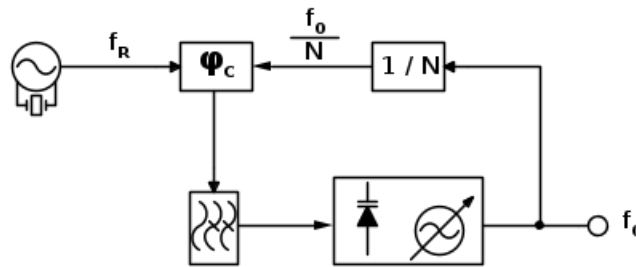


Fig.11a

Si può intuire che la frequenza generata dal VCO è legata a quella di riferimento dalla relazione:

$$f_R + \delta f_R = \frac{f_0 + \delta f_0}{N} \quad (16)$$

dove  $\delta f_R$  indica lo scostamento dal valore teorico di riferimento che tiene conto sia della imprecisione intrinseca del quarzo, sia della sua instabilità valutata in un intervallo qualunque.

Si nota poi che l'instabilità assoluta  $\delta f_0$  del VCO aumenta all'aumentare di  $N$ . Questo inconveniente può essere ridotto dividendo per  $M$  la frequenza di riferimento, come di seguito illustrato:

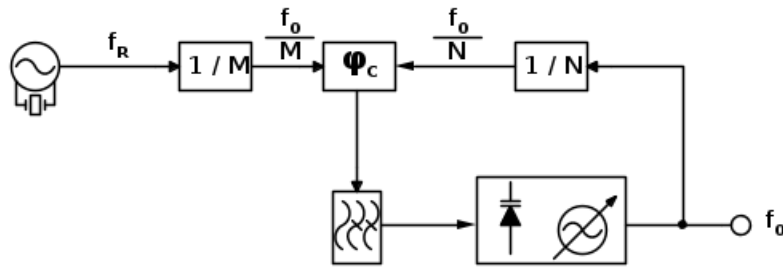


Fig. 11b

In tal caso, la relazione tra  $f_0$  ed  $f_R$  è la seguente:

$$\frac{f_R + \delta f_R}{M} = \frac{f_0 + \delta f_0}{N} \quad (17)$$

Ponendo in  $N$  un divisore a rapporto variabile, facilmente ottenibile con circuiti in logica programmabile (FPGA in primis), è possibile ottenere un generatore a **sintesi di frequenza**, capace di fornire, mediante sintonia digitale, segnali variabili entro una vasta gamma di frequenza, a passi definiti dal valore  $f_R / M$ . Notiamo infine che, a fronte di tale notevole risultato, rimane comunque fatta salva la purezza spettrale della frequenza di uscita  $f_0$ , che risulta molto migliore di quella fornita, ad esempio, dal metodo di moltiplicazione di frequenza per distorsione e filtraggio armonico di una sorgente quarzata (ormai abbandonato, almeno negli attuali sistemi trasmissivi).

#### 1.4 Oscillatori in cavità

In questa categoria di oscillatori, l'elemento attivo è rappresentato da un dispositivo a semiconduttore (diodo, BJT o FET, a seconda della frequenza in gioco) che, posto all'interno di una **cavità metallica**, determina condizioni (recupero delle perdite del circuito e apporto di energia a spese dell'alimentazione statica) tali per cui si instaura un regime di *oscillazioni permanenti*. La cavità è una scatola di metallo massiccio all'interno della quale viene confinata l'energia elettromagnetica, i cui campi  $\mathbf{E}$  ed  $\mathbf{H}$  sono distribuiti secondo il "modo" prescelto per l'eccitazione. La frequenza di risonanza della cavità dipende dalle sue costanti  $L$  e  $C$  distribuite e quindi indirettamente dalle sue dimensioni, variando le quali mediante dispositivi meccanici si ottiene la "sintonia meccanica" della cavità. Da ciò si comprende l'esigenza che i materiali che ne costituiscono la massa presentino un *coefficiente di dilatazione termica quanto minore possibile*; vengono pertanto opportunamente scelti con l'obiettivo di minimizzare le variazioni strutturali in funzione della temperatura, e ciò ai fini della stabilità in frequenza; spesso all'interno della cavità viene effettuato un riempimento con gas inerte (azoto).

La stabilità di una cavità compensata termicamente ed ermetizzata, si aggira sulle



50 ppm nel campo di temperatura ( $0^\circ \div +50^\circ$ ). L'incremento della stabilità a spese di un significativo aumento della complessità circuitale, viene ottenuto impiegando il controllo di frequenza mediante PLL, come precedentemente esposto.

La cavità, in tal caso, contiene un *diodo varactor* che permette di *variare elettricamente la sintonia*; su tale elemento va ad agire la tensione di correzione prodotta dal comparatore di fase, che rivela la differenza di frequenza tra un sottomultiplo dell'oscillazione a microonde e la frequenza generata da un oscillatore di riferimento quarzato. L'anello d'aggancio di fase determina pertanto l'esatta frequenza d'oscillazione del VCO, garantendone anche la stabilità nel tempo e nei confronti delle variazioni di temperatura (stabilità valutabile in  $\sim 10$  ppm nel solito intervallo ( $0^\circ \div +50^\circ$ )).

La soluzione VCO offre inoltre altri vantaggi:

- consente un'eventuale modulazione FM del VCO;
- consente la predisposizione della frequenza mediante *sintesi digitale* (come anticipato), che evita la messa a punto manuale della frequenza stessa del VCO.

Per contro, il generatore a PLL presenta elementi di confronto negativi:

- un maggior consumo di energia;
- una minore affidabilità, conseguente al maggior numero di componenti attivi impiegato.

L'oscillatore diretto senza PLL offre il non trascurabile vantaggio di un'assenza pressoché totale di *jitter* e salti di fase che, soprattutto nei ponti radio numerici con modulazione multilivello, tendono a ridurre il margine del sistema peggiorandone le prestazioni.

### **1.5 Oscillatori a risonatore dielettrico**

Una soluzione più recente ed assai interessante per le sue implicazioni tecnico-economiche, è offerta con l'impiego del **risonatore dielettrico**. Si tratta di un elemento in materiale ceramico (*titanato di bario*), capace di ospitare al suo interno oscillazioni alle altissime frequenze delle microonde. Tale materiale presenta caratteristiche di stabilità con la temperatura, basse perdite, alta permittività ed elevato fattore di merito  $Q$ ; viene impiegato sotto forma di "pasticca" cilindrica e risona in vari "modi", a frequenze determinate dalle sue dimensioni e dalle modalità con cui viene accoppiato al circuito attivo. In pratica, la pasticca di titanato di bario rappresenta un risonatore capace di sostituirsi alla cavità metallica; a motivo delle sue piccole dimensioni, del basso prezzo e dell'eccellente integrabilità sui *MMICs* (*Monolithic Microwave Integrated Circuits*), le sue applicazioni nel campo dei circuiti attivi a microonde sono ormai d'uso comune.

Impiegando il risonatore dielettrico congiuntamente ad un elemento attivo, si realizza

il **DSO** (*Dielectric Stabilized Oscillator*), oscillatore la cui frequenza è determinata dalle dimensioni del risonatore e dalle capacità distribuite, in grado di offrire una stabilità molto superiore a 10 ppm. Mediante organi meccanici di regolazione, la frequenza può essere variata in un intorno di  $\pm 5\%$  rispetto alla frequenza centrale, con una variazione della potenza di uscita contenuta entro  $\sim 1$  dB:

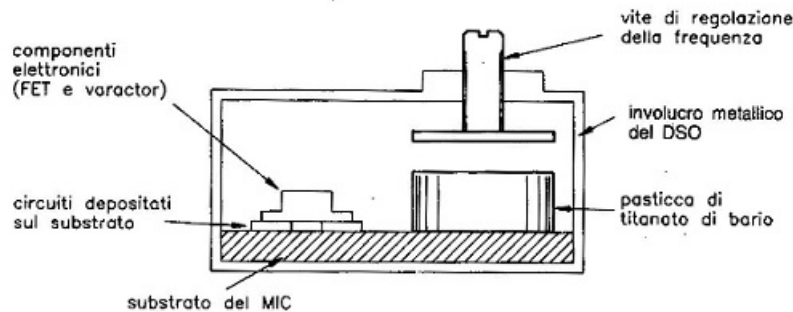


Fig.12.jpg

Anche gli oscillatori DSO possono divenire VCO con l'aggiunta, nel circuito oscillante, di un varactor; la possibilità che così si ottiene, di variare elettricamente la sintonia dell'oscillatore, mette a disposizione le possibilità già viste in merito agli oscillatori in cavità risonante.

## 2. Introduzione alla trasmissione su ponte radio numerico

Prima di addentrarci nel merito dei ponti radio numerici, sempre con l'obiettivo di rendere il più chiaro possibile il loro funzionamento, è d'uopo che io faccia un'introduzione (seppure non esaustiva) dei concetti basilari di *Teoria Della Trasmissione Numerica Dei Segnali*. Non tratto i ponti radio analogici in quanto ormai dismessi da alcuni anni dalla piattaforma radio di Telecom Italia (così come per gli altri gestori della rete di telecomunicazioni).

### 2.1 Schematizzazione di un sistema di trasmissione a base numerica

Per **trasmissione numerica** si intende l'insieme delle problematiche inerenti alla trasmissione a distanza di informazioni discrete.

Il problema fondamentale che occorre tenere presente nella trasmissione di informazioni discrete sotto forma di segnali numerici è quello di fare pervenire al destinatario il segnale con il minimo valore del *tasso d'errore*  $T_e$  possibile; si dice quindi che il sistema di trasmissione deve essere quanto più possibile **trasparente**.

Per la trasmissione di informazioni numeriche è possibile adottare due metodi di trasmissione:

- in **banda base**: il segnale numerico viene direttamente inviato al mezzo trasmissivo, con caratteristica in frequenza di tipo *passa basso*, che apporterà le proprie distorsioni al segnale stesso deformando la forma degli impulsi:

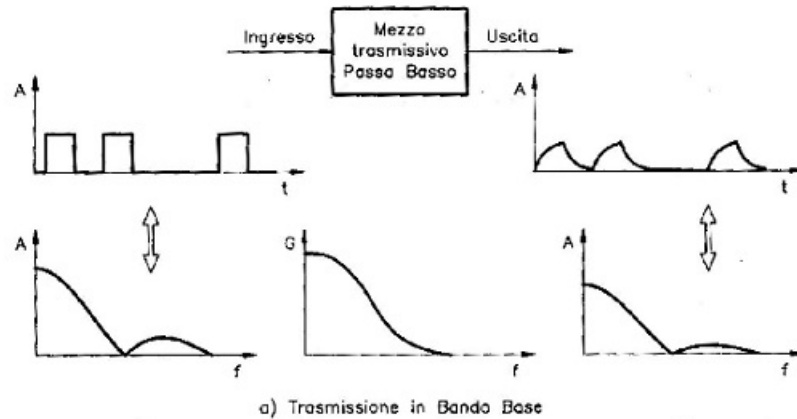


Fig.13.jpg

- in **banda traslata**: lo spettro del segnale numerico viene traslato nel dominio della frequenza e viene inviato al mezzo trasmissivo, con caratteristica in frequenza di tipo *passa banda*, che apporrà le proprie distorsioni al segnale modulato deformandolo con conseguente distorsione del segnale utile dopo il processo di demodulazione:

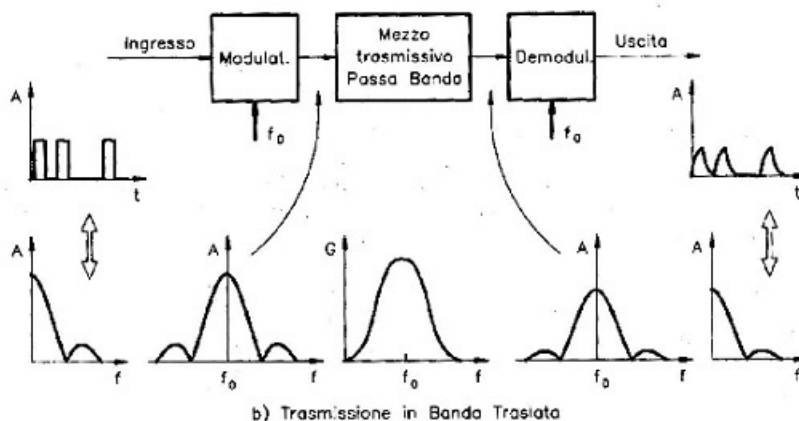


Fig.14.jpg

Per rendere immediatamente chiaro come e cosa opera in un sistema di trasmissione a base numerica, di seguito è illustrato lo schema di massima delle *tecniche di trattamento* utilizzate nel suddetto sistema:

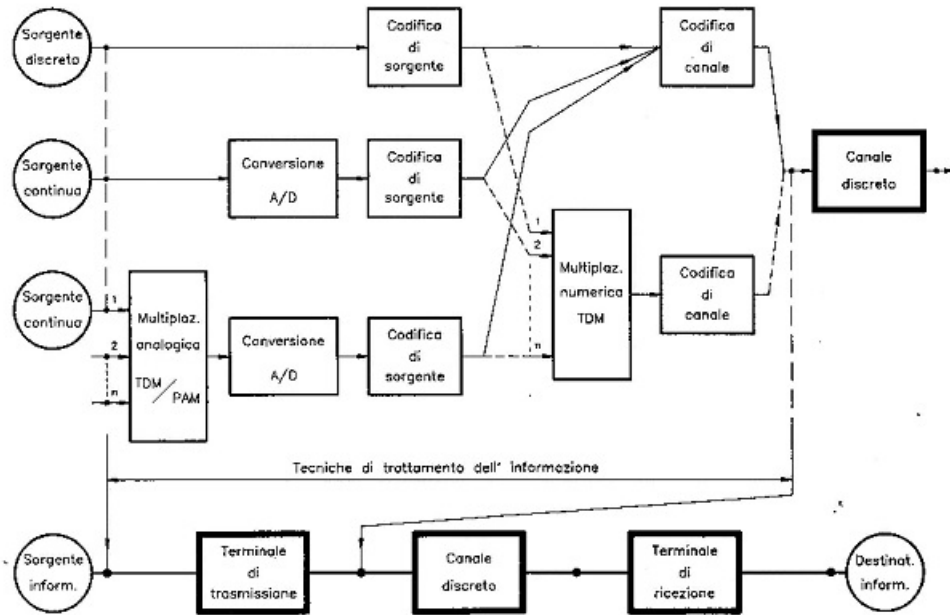


Fig.15.jpg

e quello delle *tecniche di trasmissione*:

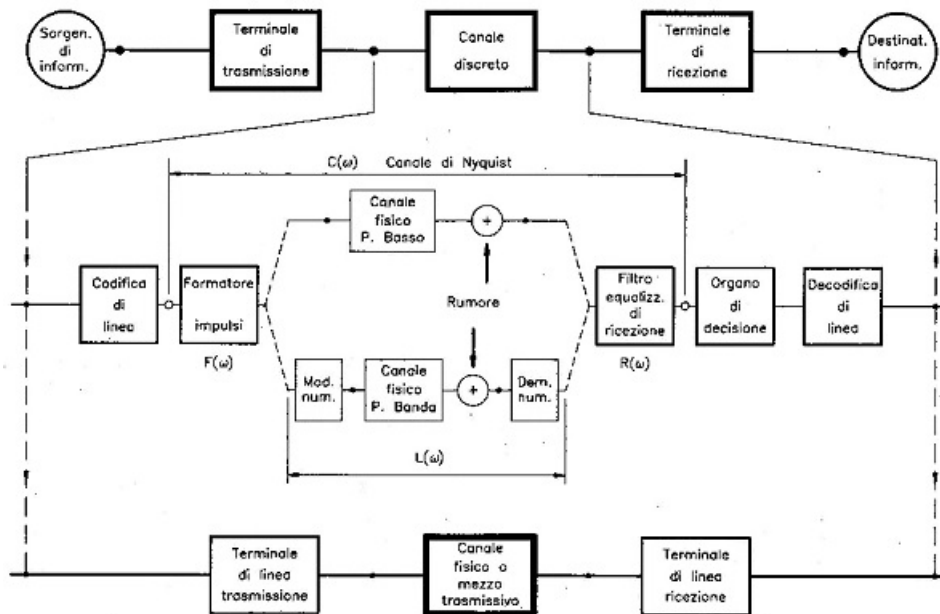


Fig.16.jpg

Elenchiamo alcune definizioni basilari, utili per il proseguo della nostra discussione:

- **codificatore di sorgente:** ha il compito di *eliminare* una parte di *ridondanza* (*ripetizione di simboli o bit*) contenuta nella sorgente discreta e quindi la velocità d'uscita (misurata in **bit/s**) risulta inferiore a quella d'ingresso. Esso è particolarmente utile nel caso di segnali discreti ottenuti dalla conversione A/D di segnali continui;
- **codificatore di canale:** ha lo scopo di *introdurre* invece una quantità controllata di ridondanza al fine di permettere, in fase di decodifica, la rivelazione o anche la correzione di una parte degli errori di riconoscimento (come vedremo molto più avanti). Pertanto la velocità d'uscita risulta questa volta superiore a quella d'ingresso. La codifica di canale è particolarmente utile nel caso di canali numerici con una probabilità d'errore troppo elevata in relazione alla natura dell'informazione che deve essere trasmessa;
- **canale discreto:** comprende l'insieme degli organi che sono interposti tra il terminale di trasmissione e quello di ricezione e che possono essere considerati nel loro complesso come *sorgente numerica* e *destinatario*. Pertanto esso comprende il *co-decodificatore di linea*, il *formatore degli impulsi*, il *canale fisico* o *mezzo trasmissivo*, il *filtro equalizzatore* e il *decisore*;
- **codificatore di linea:** viene impiegato al fine di ottenere una densità spettrale di potenza del segnale d'uscita che bene si adatti alle caratteristiche del mezzo trasmissivo. Per dare tali prestazioni il codificatore di linea talvolta opera un vero e proprio *cambiamento di base* numerica dei simboli da trasmettere e introduce anche un'ulteriore ridondanza che potrà essere sfruttata per il controllo degli errori in ricezione.

Come già anticipato, il sistema di trasmissione a base numerica è costituito da blocchi funzionali ove vengono eseguite operazioni distinguibili in due classi fondamentali:

- tecniche di **trattamento** dell'informazione comprendenti:
  - conversione A/D;
  - codifica di sorgente;
  - codifica di canale;
  - multiplazione numerica.

e che vengono effettuate nel *terminale di trasmissione*. A tal proposito, rimando al secondo paragrafo di [questo](#) precedente articolo sulla *tecnica PCM*, dove si espongono alcune modalità di multiplazione numerica, quantizzazione e codifica dell'informazione;

- tecniche di **trasmissione** vera e propria riguardanti il *canale discreto* e che comprendono:
  - codifica di linea;

- formazione e sagomatura degli impulsi di trasmissione;
- trasmissione (in banda base BB o traslata BT) del segnale sul portante fisico (mezzo trasmissivo);
- filtraggio di ricezione (o equalizzazione);
- decisione;
- decodifica di linea.

e che vengono effettuate *nei terminali di linea*.

## **2.2 Aspetti fondamentali della trasmissione in banda base**

Nel precedente sottoparagrafo abbiamo distinto le due possibilità di trasmettere informazione su un canale a base numerica, ovvero quella in banda base e quella in banda traslata. E' dimostrabile come sia sempre possibile effettuare uno *studio unico* valido per entrambe le modalità *ric conducendo* alla banda base le operazioni ed i risultati ottenuti in banda traslata, *a patto che sia nota a priori* la funzione di trasferimento del canale fisico passa banda, in quanto da questa è possibile risalire alla funzione di trasferimento del mezzo trasmissivo *equivalente* in banda base. Questo è vantaggioso in quanto vuol dire che basta effettuare una volta sola lo studio sull'informazione in banda base; nei casi in cui la trasmissione in banda traslata non dia garanzia di simmetria della funzione di trasferimento del mezzo trasmissivo o di perfetta complementarietà tra modulazione e demodulazione, è sempre possibile ricondurre l'analisi ad una trasmissione in banda base dove però la f.d.t. del canale fisico passa basso equivalente non è facilmente ricavabile analiticamente. Nella pratica, questo è ottenibile mediante *misura complessiva congiunta* di *attenuazione-frequenza* del canale fisico (dal modulatore al demodulatore).

Ciò premesso, con riferimento alla Fig.16 possiamo osservare come, a meno dell'elaborazione della codifica di linea, gli aspetti fondamentali del problema si riducano alla scelta della forma degli impulsi ed alla curva di equalizzazione del filtro di ricezione a fronte delle caratteristiche di un dato canale fisico e di un determinato tipo di rumore disturbante.

Il processo di *ottimizzazione* del canale discreto consiste quindi nella *minimizzazione del tasso d'errore* e ciò può essere perseguito mediante diversi criteri:

- dato un certo mezzo trasmissivo (andamento della sua funzione di trasferimento) ed il relativo rumore (potenza e distribuzione spettrale), ricercare il migliore andamento del filtro di ricezione conoscendo la forma degli impulsi di trasmissione;
- date le caratteristiche del mezzo trasmissivo e del rumore, ricercare congiuntamente la forma migliore degli impulsi e l'andamento del filtro (dopo

avere fissato come vincolo la potenza media o la potenza di picco del segnale trasmesso).

In entrambi i casi, l'ottimizzazione viene ricercata mediante l'imposizione di un vincolo: ovvero *l'assenza di interferenza intersimbolica* nel punto di decisione e tenendo conto degli effetti del rumore additivo.

La metodologia analitica con cui vengono affrontati teoricamente i problemi dell'ottimizzazione, porta a soluzioni fisicamente irrealizzabili sul piano pratico; tuttavia la loro validità consiste nel fatto che esse stanno ad indicare i limiti teorici di prestazioni cui fare comunque necessariamente riferimento per il confronto dei risultati ottenuti dalle realizzazioni pratiche.

### **2.2.1 Caratterizzazione del canale di trasmissione**

In termini semplici, il problema della trasmissione numerica può essere così enunciato:

dato un determinato portante fisico con una determinata caratteristica passa basso e disturbato da un rumore di una certa potenza e con una determinata distribuzione spettrale, **determinare la forma degli impulsi** più opportuna e la migliore **equalizzazione** ai fini della massima **velocità di trasmissione** di simbolo con il minimo **tasso di errore**  $T_e$  possibile.

Per affrontare, almeno da un punto di vista descrittivo, questo problema occorre fare le seguenti necessarie premesse:

- Una sorgente di informazione discreta fornisce sequenzialmente simboli (generalmente a due livelli "1" e "0" ma a volte, come nel caso dei ponti radio, anche multilivello) sotto forma di impulsi cadenzati da un clock e variabili in ampiezza. Il formatore di impulsi di Fig.16 è quindi un dispositivo che, nel caso di trasmissione binaria, associa ai simboli 1 e 0 impulsi di particolare forma, ad esempio quelli di seguito illustrati:

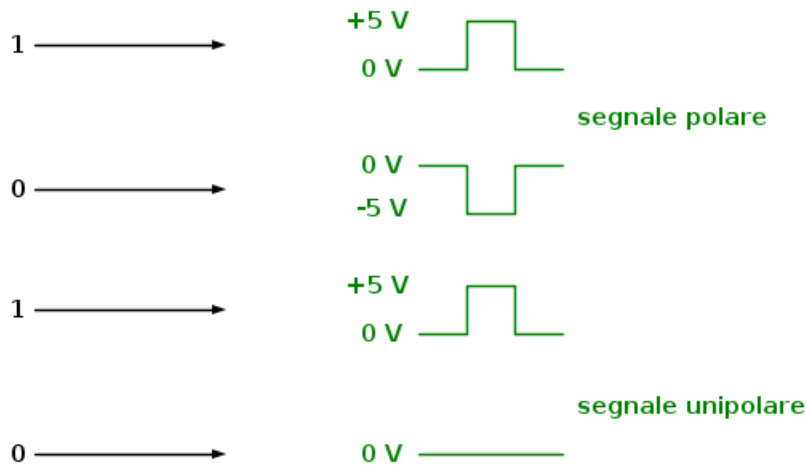


Fig.17

In linea teorica, possiamo pensare che il generatore di questi impulsi sia in effetti equivalentemente sostituibile da un particolare filtro sollecitato con *impulsi di Dirac* (ovvero segnali impulsivi di durata infinitesima e di ampiezza infinita ma di aria definita in modo tale da poter pensare di rappresentare non solo i valori 1 e 0, ma anche valori multilivello). Per una trattazione più rigorosa rimando ad un mio precedente articolo riguardante la *teoria delle distribuzioni* dove l'impulso di Dirac trova la sua definizione formale: [qui](#) la prima parte e [qui](#) il proseguo.

Per il principio di indeterminazione applicato alla dualità durata-banda, l'impulso di Dirac ha uno spettro (teoricamente) infinito e piatto (cioè ad ampiezza costante); è quindi lecitamente ipotizzabile sostituire il formatore di impulsi con un filtro il cui andamento corrisponde allo spettro (mediante trasformata di Fourier) dell'impulso da trasmettere:

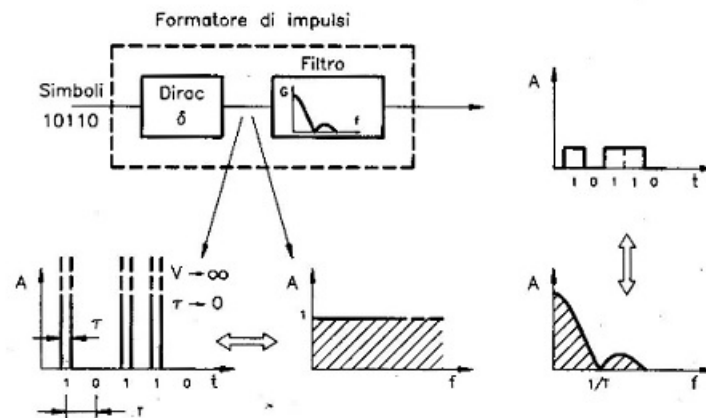
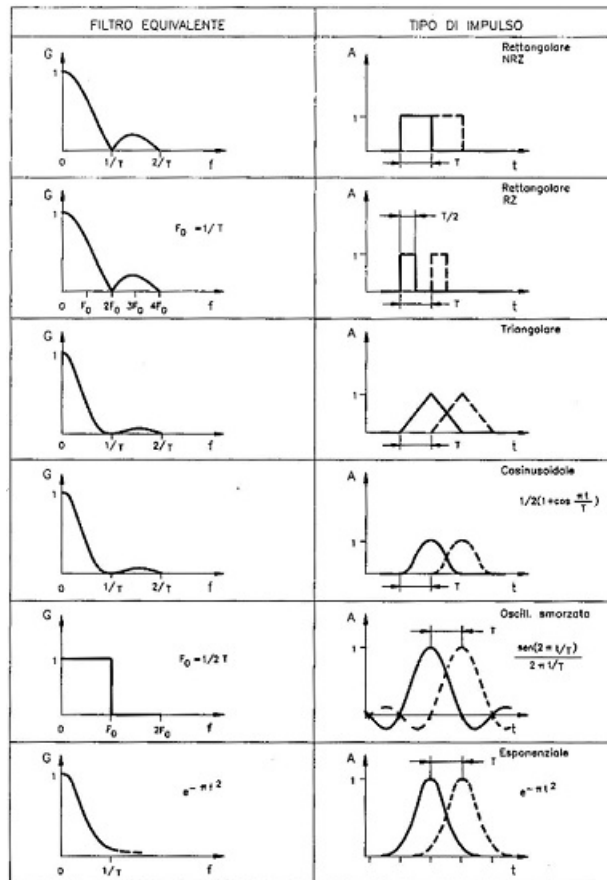


Fig.18.jpg



Nel caso semplice *bipolare*, cioè di soli simboli 1 e 0 da trasmettere e di presenza dell'impulso associata al solo livello 1, si ha  $\delta = A$  per il simbolo 1 e  $\delta = 0$  per il simbolo 0; nel caso di segnale multilivello (supponiamo un codice quaternario, quindi con  $m = 4$ ) avremo  $\delta_0 = 0$ ,  $\delta_1 = A$ ,  $\delta_2 = 2A$  e  $\delta_3 = 3A$ , seguiti da un unico filtro che prende per l'appunto il nome di filtro formatore o **filtro di trasmissione**. Nella seguente tabella sono riportati alcuni filtri equivalenti alla forma degli impulsi più usuali:



Tab.1.jpg

- Se si invia un impulso di Dirac in un quadripolo passa basso ideale (cioè senza alcuna distorsione di fase e frequenza) con taglio da una frequenza  $B$  Hz, si ottiene in uscita un impulso come quello di seguito illustrato:

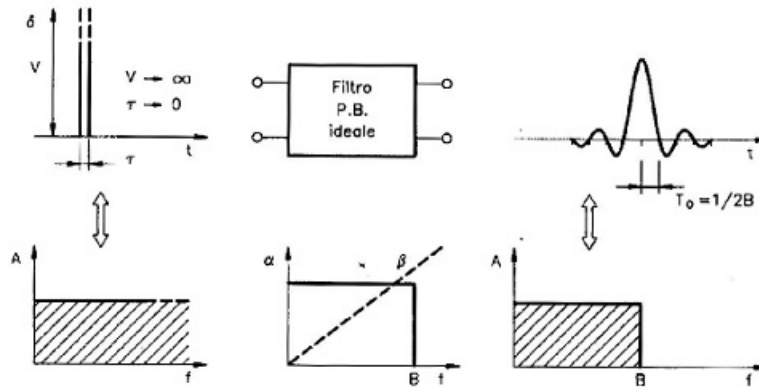


Fig.19.jpg

Possiamo vedere come l'impulso venga "sagomato" dal filtro passa basso ideale in un impulso simmetrico con andamento in ampiezza in funzione del tempo di tipo *seno cardinale*, cioè la funzione composta  $\frac{\sin x}{x}$ ; inoltre, la durata dell'impulso stesso ed anche la frequenza delle oscillazioni smorzate dipendono unicamente dalla larghezza di banda del filtro. Il periodo  $T_0$  di oscillazione vale  $T_0 = (1 / 2)B$ .

- Vi sono alcuni corollari che derivano dalle osservazioni appena fatte; supponiamo intanto che la funzione di trasferimento del filtro invece di essere rettangolare sia del tipo *a coseno rialzato*:

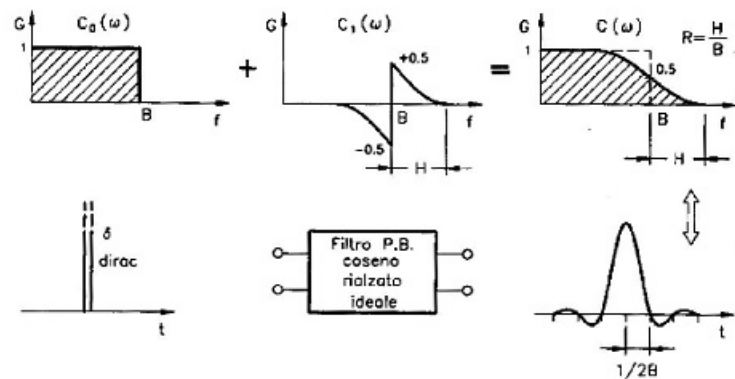


Fig.20.jpg

Ne deriva che la forma d'onda dell'impulso in uscita del filtro, si modifica assumendo oscillazioni meno marcate, ma sempre distanziate con passo di  $(1 / 2)B$  secondi. Rimane sempre necessario che non vi sia alcuna distorsione di fase da parte di questo filtro. La caratteristica del filtro viene denominata a coseno "rialzato" in quanto si può immaginare come risultante della *somma* di una caratteristica rettangolare (come quella vista in precedenza) e di una

caratteristica cosinusoidale; quest'ultima può essere più o meno estesa a seconda di un coefficiente  $R$  denominato *roll-off*, pari al rapporto tra l'impegno di banda  $H$  della caratteristica cosinusoidale e quella del filtro rettangolare  $B$ . Per valori di  $R$  variabili da "0" a "1", la forma d'onda dell'impulso di trasmissione si modifica con oscillazioni sempre più attenuate man mano che il roll-off passa da zero all'unità, pur rimanendo la durata dell'impulso stesso sempre costante e di valore  $1 / B$ , come di seguito mostrato:

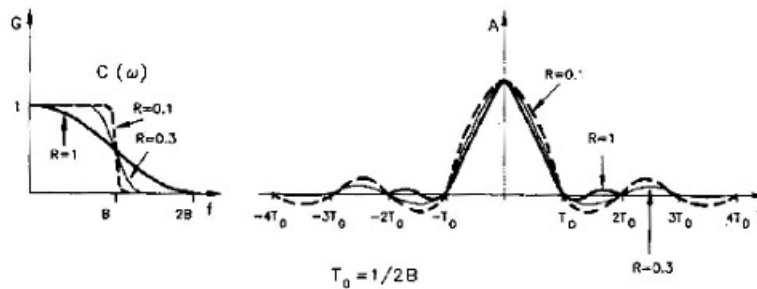


Fig.21.jpg

Questa ulteriore premessa ci serve per valutare in termini teorici, dopo aver associato ad ogni impulso di Dirac il simbolo 1, quale sia la massima velocità di trasmissione attraverso un ipotetico mezzo trasmissivo con caratteristica passa basso ideale.

Poiché stiamo trattando informazione numerica, al destinatario posto in uscita del filtro sarà sufficiente *riconoscere* ed eventualmente ricostruire la sequenza binaria in arrivo. Per fare ciò è necessaria una temporizzazione pari a quella con la quale sono cadenzate le informazioni binarie inviate in ingresso al filtro; con tale sincronizzazione sarà quindi possibile effettuare l'azione di riconoscimento sulla forma d'onda in uscita dal filtro stesso. E' chiaro che il riconoscimento dovrà essere effettuato nel momento in cui l'impulso ricevuto raggiunge il suo valor massimo; in questa maniera si ha la maggiore immunità al rumore e quindi una minore probabilità di errore.

Volendo così determinare la massima frequenza di invio dei simboli binari con la certezza teorica di poterli ancora riconoscere dopo il transito attraverso il filtro ideale passa basso, è necessario in sostanza esaminare fino a che punto si possono "ravvicinare" due impulsi di Dirac adiacenti in modo che i due impulsi di trasmissione siano ancora riconoscibili. In questa operazione occorre fare in modo che, al momento del riconoscimento (come anticipato) sia resa minima l'interferenza tra i vari impulsi, cioè bassa (al limite nulla) interferenza intersimbolica; questo perché quando si dovrà considerare la presenza di rumore additivo al segnale utile, si avrà la minima probabilità di errore. Nella determinazione della velocità di trasmissione dei simboli binari non interviene il tipo di sagomatura della funzione di trasferimento del filtro; infatti anche per i valori di  $R$  aventi escursione tra "0" ed "1", come osservabile

dalla precedente Fig.21, la durata dell'impulso in uscita rimane sempre costante e pari a  $1/B$  e gli istanti  $\pm nT$  sono sempre caratterizzati da ampiezza nulla.

Si verifica intuitivamente che il valore minimo che può assumere  $T_0$ , per il quale teoricamente è nulla l'interferenza intersimbolica, è pari a  $\frac{1}{2B}$  e quindi è praticamente pari a  $2B$  la massima velocità di trasmissione misurata in simboli/s della sorgente binaria. Di seguito è illustrato quanto appena esposto:

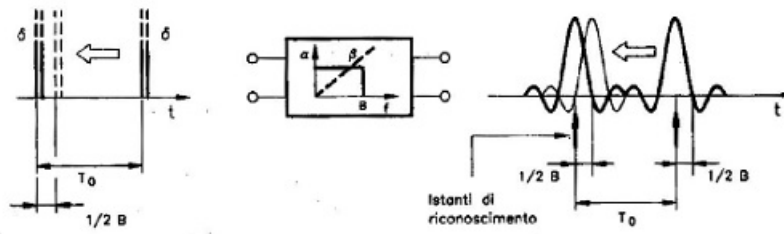


Fig.22.jpg

Possiamo pertanto giungere alla seguente importante considerazione:

- dato un mezzo trasmissivo con funzione di trasferimento di tipo passa basso ideale o di tipo a coseno rialzato (a patto di avere una distorsione di fase nulla) di banda  $B$  Hz, si possono **trasmettere e riconoscere correttamente**  $2B$  simboli/s, ovvero  $2B$  bit/s se la sorgente è binaria.

Tale risultato è schematizzato nella seguente figura:

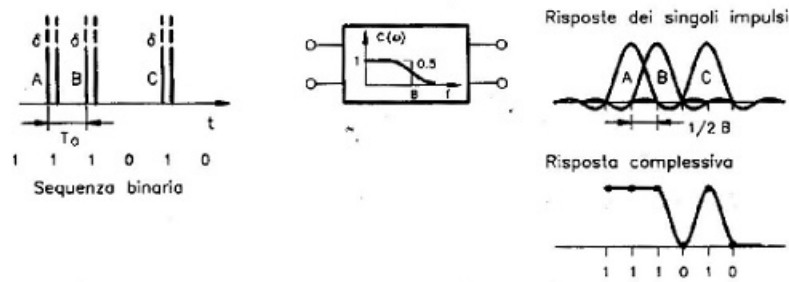


Fig.23.jpg

Quanto appena schematizzato rimane il modello teorico di riferimento; diciamo questo perché nella realtà applicativa è impossibile ottenere mezzi trasmissivi con caratteristiche ideali, dovendo chiaramente inviare impulsi di trasmissione aventi piuttosto una durata ed un'ampiezza finita (quindi con spettro che si definisce *infinito asintoticamente*).

Detto questo, è necessario fare in modo che la funzione di trasferimento globale del canale discreto, che chiamo  $C(\omega)$ , sia quanto più vicina a quella ideale di Fig.23, essendo ottenuta dalla combinazione delle funzioni di trasferimento del filtro di

trasmissione  $F(\omega)$ , del canale fisico  $L(\omega)$  e dell'equalizzatore  $R(\omega)$  (che di fatto assolve anche alla funzione di amplificatore, necessario per alzare il livello del segnale in arrivo).

In tal modo si otterrà sul terminale ricevente una risposta simile a quella illustrata in Fig.21 e Fig.23, con leggere varianti imposte dal valore del roll-off considerato. Il canale di trasmissione così modellato prende il nome di **canale di Nyquist** e può essere così schematizzato:

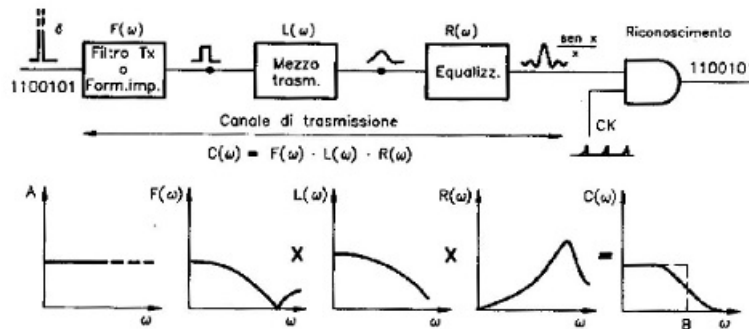


Fig.24.jpg

Esaminiamo ora quali sono le implicazioni su tale modello di riferimento dovute alle imperfezioni dei mezzi trasmissivi reali (come nel caso delle onde elettromagnetiche sul ponte radio) e degli equalizzatori realizzabili in pratica:

- Il mezzo trasmissivo reale possiede una determinata curva di risposta con relativa distorsione di fase. E' proprio questa ad impedire nella pratica che la risposta impulsiva di un filtro passa basso reale sia *simmetrica* nel tempo. La seguente figura mostra l'applicazione di un impulso reale ad un filtro passa basso altrettanto reale:

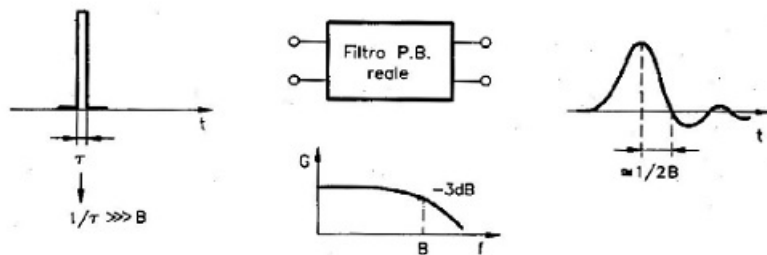


Fig.25.jpg

L'impulso ha una durata  $\tau$  molto breve (impulso stretto) in modo tale che il suo inverso sia molto maggiore della banda passante del filtro reale; osserviamo che la risposta è tutt'altro che simmetrica, anche se con andamento che comunque risulta pressoché simile a quello teorico discusso precedentemente.

- Volendo ottenere un impulso di risposta simile a quello teorico occorre fare in modo che, prescindendo per adesso dalla distorsione di fase, lo spettro degli impulsi a cui è associata la sequenza binaria sia il più possibile vicino all'andamento di Fig.19. Tuttavia non è possibile simulare in pratica una curva passa basso a taglio verticale in quanto ciò comporterebbe la realizzazione di filtri equalizzatori capaci di attenuazione infinita in un intervallo  $\Delta f$  infinitesimo. Stante questo limite pratico, l'adozione di una curva di risposta globale di canale al coseno rialzato, permetterebbe di ottenere un duplice vantaggio:

v1) possibilità di realizzazione pratica con buona approssimazione rispetto alla curva teorica a coseno rialzato;

v2) minore ampiezza delle oscillazioni nell'impulso di risposta, scegliendo dei valori di roll-off compresi tra **0,8** ed **1** (fare riferimento alla Fig.21).

- Poiché in genere il mezzo trasmissivo è dato e possiede una reale funzione di trasferimento nota a priori (nel caso dell'etere può essere stimata dopo opportune misure, come esposto nella seconda parte), nello studio della realizzazione del **canale di trasmissione numerica**, si dovrà combinare una *certa forma di impulsi* da inviare sul mezzo trasmissivo (forma che nella maggior parte dei casi è rettangolare, per facilità realizzativa) con la *curva di risposta da assegnare all'equalizzatore* in modo da ottenere uno spettro quanto più possibile vicino all'andamento a coseno rialzato sul punto di decisione. In realtà, vista la forma in genere predeterminata degli impulsi di trasmissione, è la funzione di trasferimento dell'equalizzatore che va studiata e ricercata (*processo a posteriori*). Dalla composizione del canale di Nyquist illustrato in Fig.24 e da quanto appena esposto, dovrà essere quindi ricercato l'andamento della funzione  $R(\omega)$  secondo la relazione:

$$R(\omega) = \frac{C(\omega)}{F(\omega) \cdot L(\omega)} \quad (18)$$

dove si dimostra (non in questo contesto) che  $C(\omega)$  è anche funzione del roll-off.

Nei calcoli relativi ai progetti reali occorre tenere conto della presenza del rumore di cui è affetto il mezzo trasmissivo; infatti il rumore introdurrà inevitabilmente nel punto di decisione, dove si effettua il riconoscimento dei simboli, una certa probabilità di errore e quindi un certo tasso d'errore che dipenderà dalle caratteristiche stesse del rumore (quindi dal suo valore efficace, la sua banda e la sua funzione di distribuzione di probabilità).

Occorre inoltre dire che il compromesso fra la forma degli impulsi da trasmettere e la curva di equalizzazione, al fine di ottenere un determinato andamento del canale di trasmissione, deve tener conto delle *caratteristiche del rumore* e degli *obiettivi richiesti sul tasso d'errore* relativamente al segnale numerico.

Da quanto detto relativamente ad alcune enunciazioni teoriche e da altre

considerazioni di carattere pratico, scaturiscono le *prime conclusioni intuitive* circa il problema della trasmissione di informazioni numeriche:

- **non è di particolare importanza la forma degli impulsi** a cui vengono associati i simboli binari;
- l'equalizzatore non è progettato per ricostruire lo spettro dell'impulso di partenza, ma per **sagomare il canale di trasmissione**;
- il problema della trasmissione numerica va visto nel suo insieme come **realizzazione ottimizzata di un canale** a cui concorre lo spettro della forma degli impulsi, il mezzo trasmissivo con la sua funzione di trasferimento e l'equalizzatore al fine di ottenere, nel solito punto di decisione, uno spettro a coseno rialzato e quindi la minima interferenza intersimbolica ed il minor rumore possibile (*ottimizzazione del tasso d'errore*);
- data una sorgente numerica di  $K$  simboli/s, questa può essere trasmessa su un mezzo trasmissivo se si riesce a realizzare un canale la cui banda sia di almeno  $K/2$  Hz, definita **frequenza di Nyquist**, tenuto conto che il rumore (di cui non si è ancora parlato esaustivamente, in quanto sarà trattato più avanti) comporterà un determinato  $T_E$ ;
- scostandoci leggermente dal concetto teorico di impulso di Dirac, nel senso di pensare a degli impulsi molto stretti e di ampiezza finita, tali che l'inverso della loro durata sia una frequenza molto superiore a quella di Nyquist, **non si lede in alcun modo il principio teorico** della trasmissione in banda base.

### 3. Conclusioni alla terza parte

Dopo aver esaminato in questo articolo, mediante un approccio piuttosto descrittivo ed intuitivo, i vari aspetti fondamentali della trasmissione numerica, nella [quarta parte](#) si passerà ad un esame più dettagliato e sistematico dei concetti già presentati, in ottica di progettazione di un collegamento su ponte radio numerico. Questo richiederà anche l'approfondimento di alcune tipologie di codifica e cenni sulla generazione pseudocasuale di sequenze numeriche, nonché di nozioni sulla modulazione numerica. Si discuterà inoltre su alcune tecniche di conversione numerica e amplificazione a radiofrequenza e per finire un'esposizione della metodologia impiegata per affasciare più portanti RF su uno stesso ponte a microonde.

## **Bibliografia**

1. *Formazione specialistica e training on the job presso Telecom Italia S.p.A. (2007 - 2013);*
2. *Appunti, dispense e materiale didattico messo a disposizione nel corso di Fondamenti Di Comunicazioni Elettriche tenuto presso la Facoltà di Ingegneria Elettronica dell'Università Degli Studi Di Palermo (2012 - 2013).*

Estratto da "<http://www.electroyou.it/mediawiki/index.php?title=UsersPages:Jordan20:le-onde-elettromagnetiche-come-mezzo-trasmissivo-ponti-radio-terrestri-3>"