

CAPITOLO 7

FILTRI DI PRECORRELAZIONE

7.1 VINCOLI DI BANDA

Le grandezze del tempo che devono essere elaborate dai correlatori, siano esse del tipo $f(t)$ che $X(t)$, sono sempre contenute in bande di frequenze che possono essere stabilite o dalle caratteristiche naturali dei segnali o dal progettista del correlatore che, in base a particolari esigenze di misura, vedi paragrafo 1.8, deve studiare il comportamento delle $C(r)$ o $C(r)_x$ o per altre ragioni deve indagare sulle caratteristiche dei segnali $f(t)$ o $X(t)$ in ben determinate zone di frequenza, anche se lo spettro dei segnali del fenomeno sotto controllo è molto più ampio delle particolari bande da esaminare.

Nel caso in cui nel dispositivo sotto esame le variabili $f(t)$ o $X(t)$ debbano essere analizzate in tutta la banda originale, il progettista del correlatore deve tenere in debito conto sia la risposta in frequenza di tutto il complesso del correlatore sia i risultati che con tale banda si dovranno ottenere; se sarà nota la distribuzione spettrale, anche in via approssimativa, si dovranno calcolare le $C(r)$ o $C(r)_x$ attese, per poi confrontarle con i risultati delle misure.

Se invece l'indagine si deve indirizzare in particolari settori di banda, compresi nello spettro dei segnali originali, il progettista dovrà calcolare appositi filtri di precorreazione da disporre all'ingresso del correlatore allo scopo di eseguire i rilievi di autocorreazione o correazione incrociata nei campi di frequenza stabiliti.

In ogni caso la conoscenza della banda dei segnali da correlare è comunque indispensabile, sia per i calcoli del rapporto S_u/N_u all'uscita dei correlatori, sia per la determinazione, in base all'ampiezza della $C(r)_x$, del rapporto S_i/N_i di ingresso.

In particolare si deve ricordare che le valutazioni del rapporto S_i/N_i si

intendono sempre riferite al rapporto tra il segnale e il disturbo presente all'uscita dei filtri di precorrelazione; filtri che stabiliscono la larghezza di banda dei segnali e dei rumori che devono essere correlati.

7.2 DISPOSIZIONI DEI FILTRI DI PRECORRELAZIONE

I filtri di precorrelazione devono essere disposti all'ingresso dei correlatori come mostrato nelle figure 7.1 e 7.2 rispettivamente per i correlatori analogici e digitali.

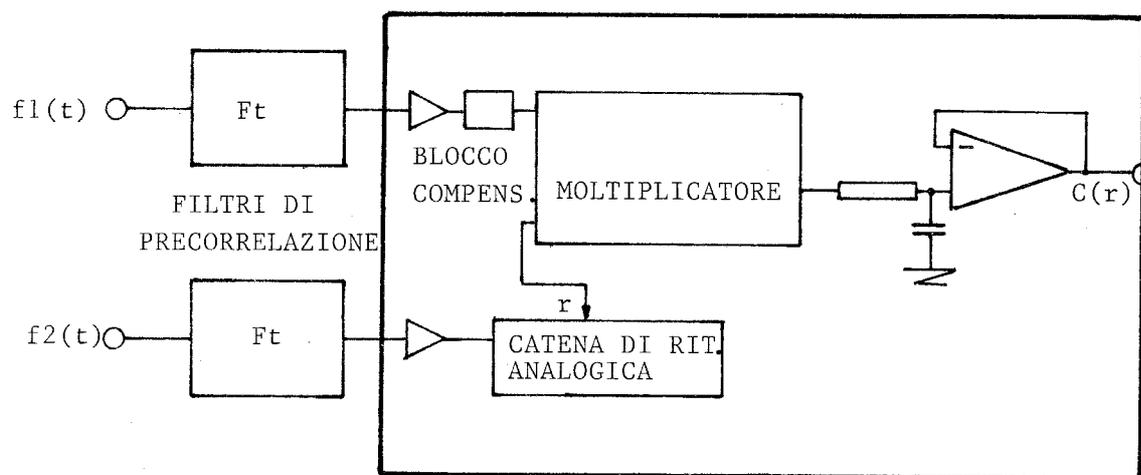


Figura 7.1 Filtri per Correlatore analogico

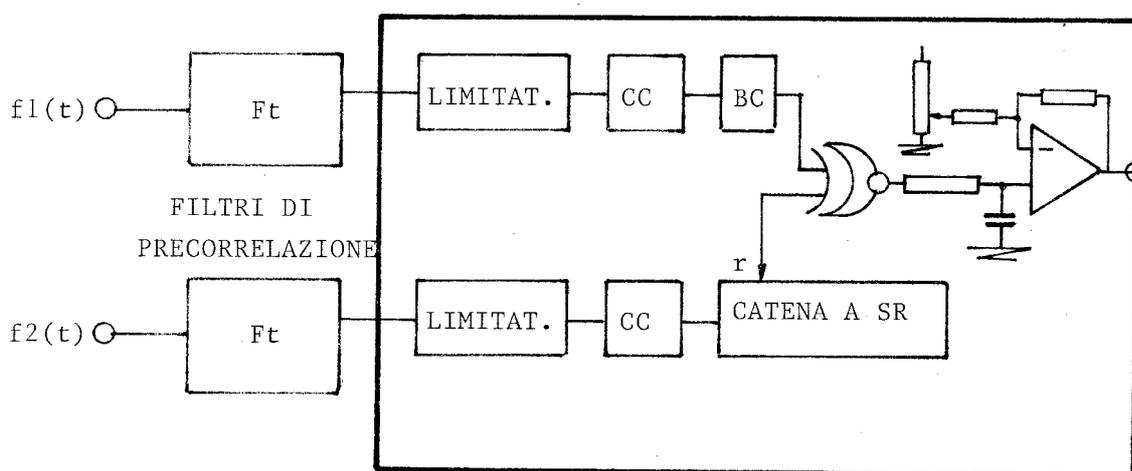


Figura 7.2 Filtri per Correlatore digitale

Quanto sopra per chiarire un concetto fondamentale: le limitazioni di banda stabilite devono essere introdotte sempre su entrambi i canali da correlare anche se questi sono seguiti dai circuiti di limitazione.

Pure nel caso di correlatori speciali, vedi capitolo 5, i filtri di banda devono sempre essere disposti in serie alle grandezze da correlare prima che sulle stesse vengano eseguiti trattamenti particolari.

7.3 SOLUZIONI PER I FILTRI DI PRECORRELAZIONE

I filtri di precorreazione devono anzitutto avere le seguenti caratteristiche:

A) Essere costruiti in coppia, con componenti aventi precisioni dell'ordine dell'1 %, calcolati in base alle frequenze di taglio.

B) Le coppie di filtri devono avere necessariamente la stessa risposta di frequenza e di fase.

C) Devono avere pendenze fuori banda sufficientemente ripide in modo da poter considerare le bande passanti quasi rettangolari.

I filtri di precorreazione possono essere di due tipi:

- Passa basso
- Passa banda

La scelta del tipo dipende dalla zona dello spettro del segnale che deve essere correlato.

I limiti di banda dipendono ovviamente dai valori imposti per l'indagine.

La difficoltà del calcolo dei filtri è commisurata con le prestazioni che si vogliono da essi; filtri complessi con pochi componenti ed elevate pendenze di attenuazione fuori banda richiedono metodi di calcolo

molto elaborati.

Filtri più semplici, non minimizzati nel numero dei componenti passivi, richiedono calcoli più semplici e rapidi.

Se si devono realizzare soltanto due filtri per un solo correlatore, il problema del numero dei componenti necessari diventa di secondaria importanza e se l'attenuazione fuori banda non richiede pendenze eccessive si può procedere al progetto dei filtri più semplici secondo le figure e le formule sotto riportate (vedi Rif. bibliografico n. 13) :

*PER I FILTRI PASSA BASSO

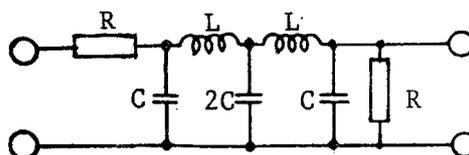


Figura 7.3 Filtro passa basso a due cellule

dove C ed L sono date da :

$$C = \frac{1}{6.28 \times F \times R}$$

$$L = \frac{R}{3.14 \times F} \quad 7.1)$$

ed F è il limite in frequenza della banda passante.

* PER I FILTRI PASSA BANDA

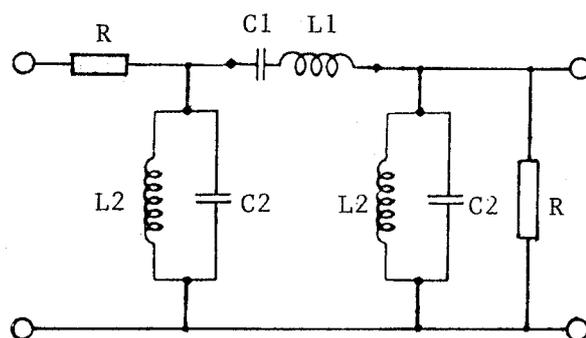


Figura 7.4 Filtro passa banda ad una cellula

dove L1; L2; C1; C2 sono date da :

$$L1 = \frac{R}{3.14 \times (F2-F1)} \qquad L2 = \frac{R \times (F2-F1)}{6.28 \times F1 \times F2}$$

7.2)

$$C1 = \frac{(F2-F1)}{12.56 \times F1 \times F2 \times R} \qquad C2 = \frac{1}{6.28 \times (F2-F1) \times R}$$

in cui F1 ed F2 sono le frequenze che definiscono la banda passante.

Le strutture circuitali che abbiamo mostrato sono state impiegate con esito soddisfacente in moltissime applicazioni sui correlatori sia analogici che digitali.

Le attenuazioni fuori banda che si ottengono da questi filtri sono sufficientemente ripide per poter considerare lo spettro di frequenza passante quasi rettangolare e quindi, se impiegati nei correlatori, per ritenere valide le formule per il calcolo di C(r) o C(r)x riportate nel capitolo 1.

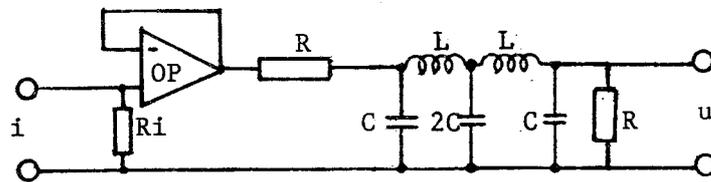
7.4 ESEMPI DI CALCOLO PER FILTRI DI PRECORRELAZIONE

Per consentire il progetto dei semplici filtri indicati nel paragrafo 7.3 riportiamo qui di seguito due esempi di calcolo degli stessi lasciando al lettore, che voglia cimentarsi con procedure di calcolo e soluzioni più moderne, la consultazione del testo dello Zverev citato nel Rif. bibliografico n.17.

- Calcolo di un filtro passa basso con frequenza di taglio a 1200 Hz -
posto ad esempio $R = 1300$ ohm abbiamo :

$$L = \frac{1300}{3.14 \times 1200} = 0.34 \text{ H} \quad C = \frac{1}{6.28 \times 1200 \times 1300} = 0.1 \text{ microF.}$$

da cui il quadripolo di figura 7.5 .



OP=uA 741
 $L = 0.34 \text{ H}$
 $C = 0.1 \text{ micr.F.}$
 $2C = 0.2 \text{ micr.F.}$
 $R = 1300 \text{ OHM}$ $R_i = 100 \text{ KOHM}$

Figura 7.5 Filtro passa basso a due cellule

Come si può osservare il filtro è pilotato a bassa impedenza, tramite un operazionale OP, per evitare alterazioni della risposta in frequenza. Con questo tipo di pilotaggio si ha una perdita di 6 dB tra la tensione di ingresso in banda e la tensione di uscita più le perdite sui componenti

che si aggirano su 0.5 dB circa.

La risposta in frequenza del filtro passa basso di figura 7.5 è riportata nel grafico di figura 7.6; la curva è stata calcolata ipotizzando, come è ragionevole, che tutte le perdite siano concentrate nelle resistenze degli avvolgimenti delle induttanze; nella curva si osserva una attenuazione di ~7dB nella banda passante dovuta, come abbiamo già detto, sia alle perdite che al modo di pilotaggio del filtro

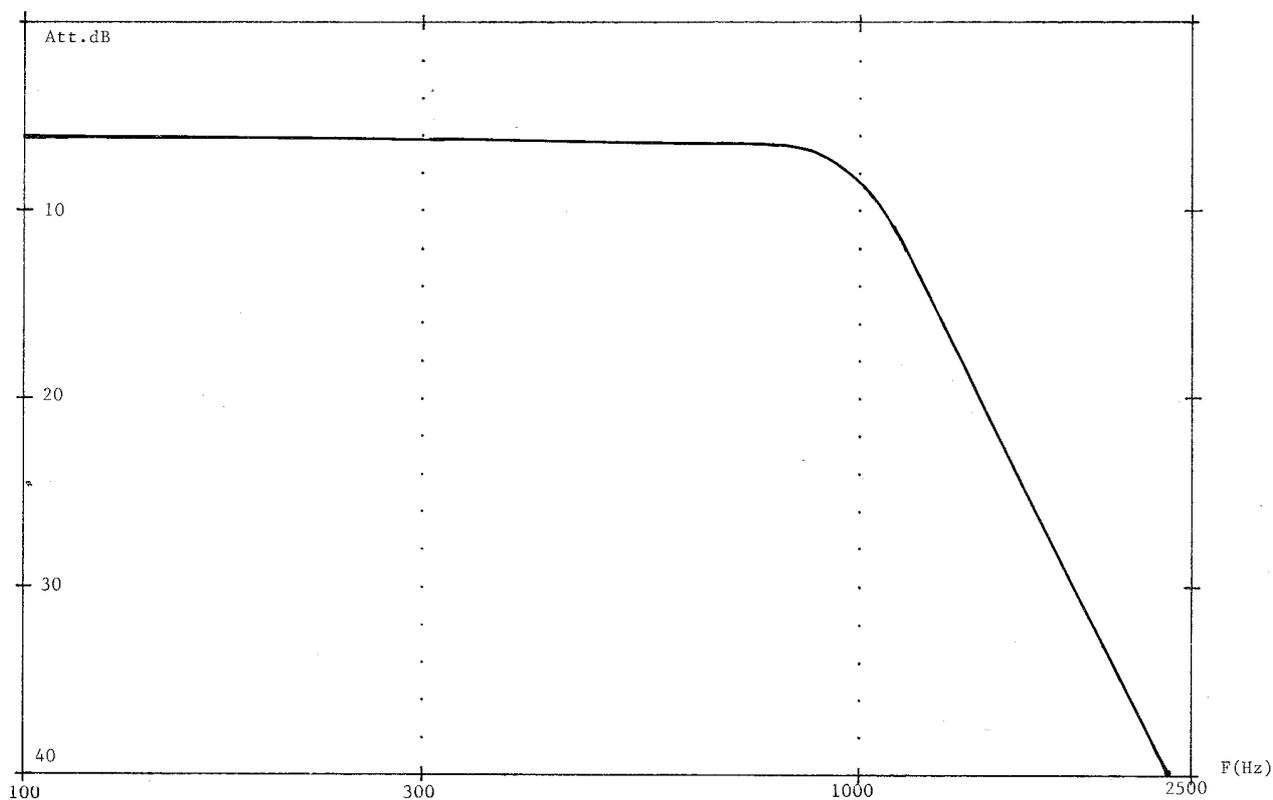


Figura 7.6 Risposta in frequenza del filtro passa basso a due cellule

- Calcolo di un filtro passa banda con frequenze di taglio

$F1 = 5000 \text{ Hz}$ $F2 = 10000 \text{ Hz}$ -

posto ad esempio $R = 2000 \text{ ohm}$ abbiamo :

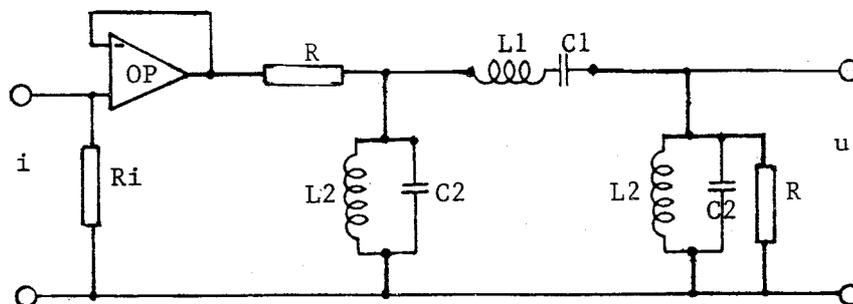
$$L1 = \frac{2000}{3.14 \times (10000-5000)} = 127.4 \text{ mH}$$

$$L2 = \frac{(10000-5000) \times 2000}{6.28 \times 10000 \times 5000} = 31.8 \text{ mH}$$

$$C1 = \frac{10000-5000}{12.56 \times 5000 \times 10000 \times 2000} = 3980 \text{ pF}$$

$$C2 = \frac{1}{6.28 \times (10000-5000) \times 2000} = 15924 \text{ pF}$$

da cui il quadripolo di figura 7.7.



OP= uA 741
 $L1 = 127.4 \text{ mH}$ $R = 2000 \text{ OHM}$
 $L2 = 31.8 \text{ mH}$ $Ri = 100 \text{ KOHM}$
 $C1 = 3980 \text{ pF}$ $C2 = 15924 \text{ pF}$

Figura 7.7 Filtro passa banda ad una cellula

Anche in questo caso il filtro deve essere pilotato a bassa impedenza dall'operazionale OP per mantenere costante la risposta in frequenza stabilita; questo tipo di pilotaggio introduce una perdita di 6 dB tra il se-

gnale di ingresso in banda e il segnale di uscita. Una ulteriore perdita di circa 1 dB si ha per le caratteristiche dei componenti.

La risposta in frequenza del filtro passa banda di figura 7.7 è tracciata nel grafico di figura 7.8; anche in questo caso si sono ipotizzate tutte le perdite nelle resistenze degli avvolgimenti delle induttanze; nella curva si osserva una attenuazione di circa 7 dB nella banda passante dovuta e alle perdite e al modo di pilotaggio del filtro.

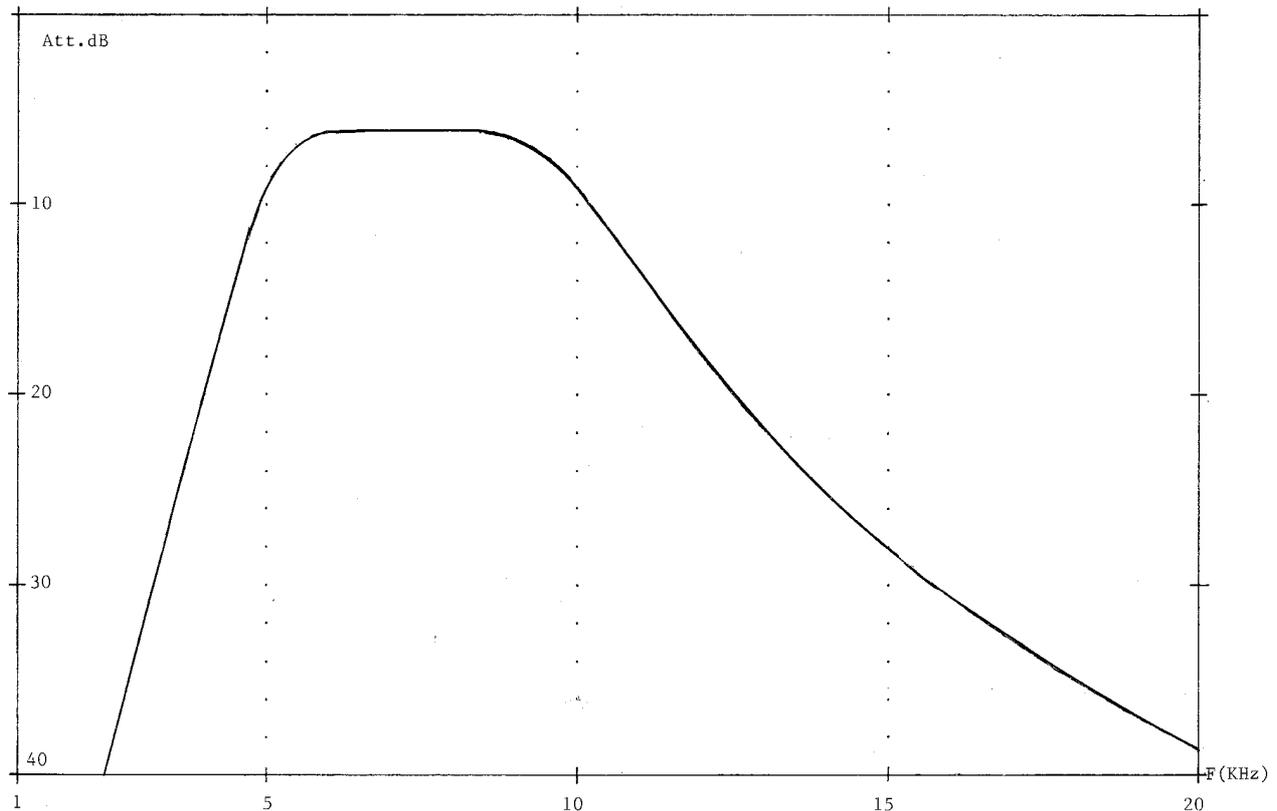


Figura 7.8 Curva di risposta del filtro passa banda ad una cellula

7.5 SULLA NECESSITÀ DELLE CONVERSIONI DI BANDA

Alcune volte nelle applicazioni dei metodi di correlazione è necessario elaborare segnali in bande di frequenze sensibilmente elevate che nel caso di sistemi digitali impongono l'impiego di catene di ritardo a SR con frequenze di clock proibitive.

Un esempio servirà ad evidenziare il problema: supponiamo di dover correlare due segnali $f_1(t)$ e $f_2(t+r)$ definiti in una banda compresa tra 100000 Hz e 105000 Hz la $C(r)x$ sarà:

$$C(r)x = (2/3.14) \operatorname{Arcsen} \left[\frac{\operatorname{Sen}(6.28 DF r)}{(6.28 DF r)} \operatorname{Cos}(6.28 Fo r) \right]$$

$$\text{dove } DF = \frac{105000-100000}{2} = 2500 \text{ Hz}$$

$$Fo = \frac{105000+100000}{2} = 102500 \text{ Hz}$$

cioè

$$C(r)x = (2/3.14) \operatorname{Arcsen} \left[\frac{\operatorname{Sen}(6.28 \times 2500xr)}{(6.28 \times 2500xr)} \operatorname{Cos}(6.28 \times 102500xr) \right]$$

La curva calcolata di $C(r)x$ è riportata in figura 7.9.

Dalla curva si osserva che il primo zero della $C(r)x$ si ha per :

$$r_1 = \frac{1}{4 \times 102500} = 2.439 \text{ microsecondi}$$

Se vogliamo eseguire sui segnali dati un'indagine sulla loro interdipendenza dobbiamo variare r in modo tale che, nel primo tratto di curva tra 0 e r_1 si abbiano almeno 10 punti di $C(r)x$; ciò significa che l'intervallo compreso tra 0 ed $r_1 = 2.439$ microsecondi deve essere suddiviso in 10 passi di ritardo elementare pari a 0.2439 microsecondi ciascuno.

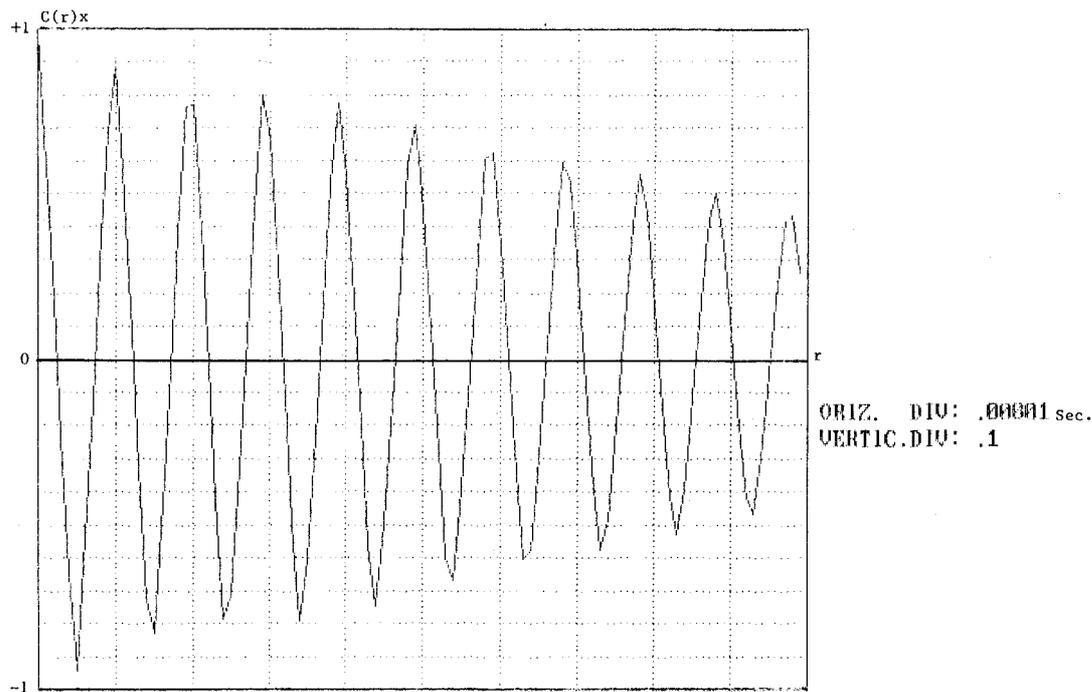


Figura 7.9 C(r)x in banda 100000;105000

Una catena digitale in grado di poter incrementare il ritardo r a passi di 0.2439 microsecondi deve lavorare con una frequenza di clock di $F_{cK} = 1/0.2439 \times 10^{-6} \cong 4.1 \text{ MHz}$

Con questo valore di F_{cK} la cosa può già essere problematica, per segnali $f(t)$ piazzati su frequenze ancora superiori a quelle prese per esempio, la costruzione della catena di ritardo digitale diventa estremamente difficoltosa.

La soluzione a questo problema esiste e si concretizza nella conversione dei segnali dati nel campo delle basse frequenze.

Questa operazione sui segnali non pregiudica l'esame delle $C(r)x$ nel dominio del tempo, dato che il grado di interdipendenza delle grandezze stesse resta inalterato nelle frequenze convertite, per cui le funzioni di autocorrelazione o di correlazione incrociata dei segnali origi-

nali o di quelli convertiti portano lo stesso grado di informazione sulla loro interdipendenza.

7.5.1 LA CONVERSIONE DI FREQUENZA

Supponiamo di dover misurare la correlazione incrociata tra due segnali tipo $f(t)$, generati da una stessa sorgente, ma ritardati l'uno rispetto all'altro del ritardo $r^* = 20$ microsecondi; il primo sarà $f_1(t+r^*)$ il secondo sarà $f_2(t)$.

Siano i due segnali definiti nella banda compresa tra 100000 Hz e 150000 Hz ; la $C(r)_{x1,2}$ sarà pertanto :

$$C(r)_{x1,2} = (2/3.14) \text{Arcsen} \frac{\text{Sen} [6.28 \text{DF} (r-r^*)]}{[6.28 \text{DF} (r-r^*)]} \text{Cos} [6.28 \text{Fo}(r-r^*)]$$

$$\text{dove DF} = \frac{150000 - 100000}{2} = 25000 \text{ Hz}$$

$$\text{Fo} = \frac{150000 + 100000}{2} = 125000 \text{ Hz}$$

Il grafico della $C(r)_{x1,2}$ è riportato in figura 7.10, in esso si osserva che i primi due zeri della $C(r)_{x1,2}$, simmetrici a r^* sono distanti di $Dr = 4$ microsecondi; ciò significa che per poter misurare una tale funzione sono necessari almeno 20 passi di r all'interno di Dr , cioè il passo minimo della catena di ritardo digitale deve essere almeno $Dr/20 = 4/20 = 0.2$ microsecondi al quale corrisponde una frequenza di clock dello SHIFT REGISTER

F_{CK} di $1/0.2 \times 10^{-6} = 5 \text{ MHz}$.

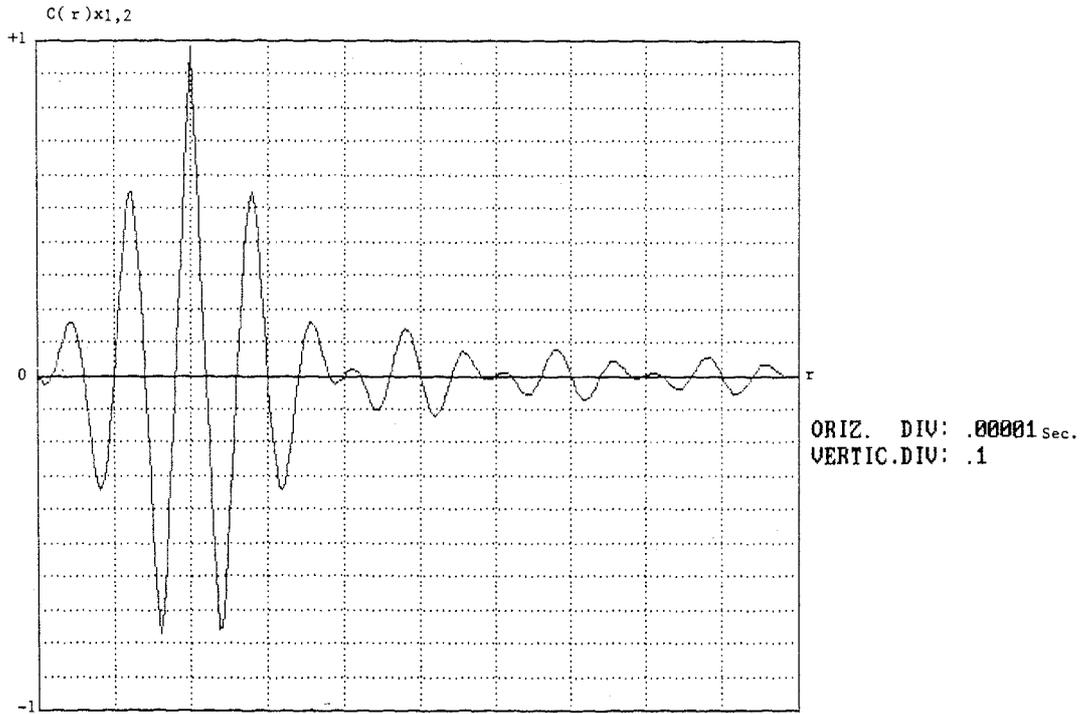


Figura 7.10 $C(r)x_{1,2}$ per $r^* = 20$ microsecondi

Il valore elevato di F_cK può già creare dei problemi realizzativi, se poi le $f(t)$ fossero piazzate in un campo di frequenze ancora più elevate la F_cK verrebbe ad avere valori tecnologicamente difficili da gestire.

Una parziale soluzione al problema consiste nel traslare i due segnali dalla banda alta in due segnali in banda molto più bassa, vedi Rif. bibliografico n. 14, ciò si ottiene facilmente con i due convertitori di frequenza indicati nello schema a blocchi di figura 7.11

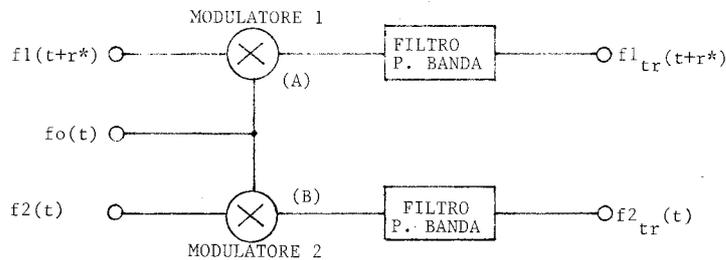


Figura 7.11 Convertitori di frequenza

Se si ha:

$f_0(t) = 99000$ Hz con $f_1(t+r^*)$ definito tra 100000 e 150000 Hz
ed

$f_2(t)$ definito tra 100000 e 150000

nei punti (A) e (B) si avranno contemporaneamente le seguenti combinazioni frequenziali degli estremi della banda:

$$f_2(t) \text{ e } f_1(t+r^*) \text{ definite tra } \left\{ \begin{array}{l} (100000+99000) \text{ e } (150000+99000) \\ (100000-99000) \text{ e } (150000-99000) \end{array} \right.$$

Se i due filtri passa banda sono piazzati tra 980 e 52000 Hz i prodotti di modulazione a frequenza più elevata saranno eliminati mentre all'uscita dei filtri si avranno i prodotti di modulazione definiti nella banda 1000 ; 51000 Hz.

Se ora si procede nuovamente al calcolo della $C(r)_{x1,2}$ delle due grandezze traslate in banda bassa si ha:

$$C(r)_{x1,2} = (2/3.14) \text{ Arcsen } \frac{\text{Sen}[6.28 \text{ DF } (r-r^*)]}{[6.28 \text{ DF } (r-r^*)]} \text{ Cos}[6.28 \text{ Fo}(r-r^*)]$$

$$\text{dove } \text{DF} = \frac{51000-1000}{2} = 25000 \text{ Hz} \quad \text{ed}$$

$$\text{Fo} = \frac{51000+1000}{2} = 26000 \text{ Hz}$$

La $C(r)_{x1,2}$ così elaborata è riportata nella figura 7.12.

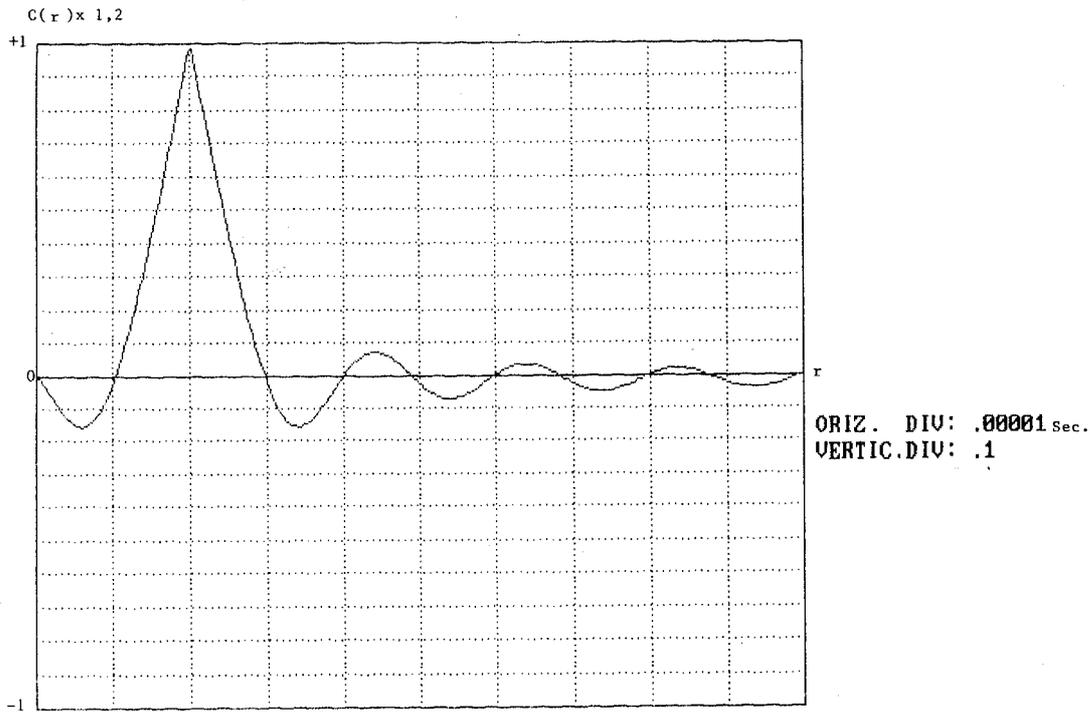


Figura 7.12 $C(r) \times 1,2$ traslata in banda bassa

Nel diagramma si vede chiaramente che in questo caso il valore di D_r è: $D_r \cong 20$ microsecondi e, se vogliamo, all'interno di esso sempre 20 passi di ritardo ciascuno varrà:

$r = 20 / 20 = 1$ microsecondo al quale corrisponde un valore di $F_c K = 1 / 10^{-6} = 1$ MHz

che ci consente un più ragionevole approccio alla realizzazione degli S.R. della catena di ritardo digitale.

Dobbiamo però a questo punto osservare che all'inizio di questo esempio abbiamo detto che quella che andavamo a mostrare era una parziale soluzione del problema; infatti la traslazione di frequenza che abbiamo eseguito ci consente, sì di trovare il grado di interdipendenza tra $f_1(t+r^*)$ e $f_2(t)$ nell'intorno di r^* , ma naturalmente non ci consente di determinare il valore preciso di r^* dato che con l'artificio che abbiamo

adottato manca la sufficiente definizione dei passi di r .

Il problema perciò è risolto soltanto nell'ambito della possibilità di cercare l'interdipendenza tra le grandezze date, non è invece risolto nel caso in cui oltre alla ricerca dell'interdipendenza tra le grandezze sia richiesta anche la misura accurata di r^* come in alcuni casi specifici può essere richiesto.

È necessario precisare inoltre che nei processi di traslazione frequenziale se non si vuole incorrere in sensibili distorsioni della $C(r)$, dovuti all'insorgere di frequenze negative, la traslazione stessa deve avvenire in modo tale che la frequenza inferiore della banda bassa sia sempre posizionata per valori sensibilmente superiori al valore della frequenza zero (vedi Rif.bibliografici 14 e 16).