

CAPITOLO 5

CORRELATORI SPECIALI

5.1 L'ANTICORRELATORE

L'utilità di questo dispositivo è fondamentale quando sia richiesto di conoscere come e quando due grandezze del tempo $f_1(t)$ ed $f_2(t)$, che normalmente risultano completamente correlate, iniziano a cambiare il loro stato di interdipendenza a causa di fenomeni fisici da indagare.

La capacità di evidenziare questi cambiamenti è comune anche ai correlatori ordinari, ma il fenomeno è molto più evidenziato e quantizzabile con questi nuovi dispositivi che vanno sotto il nome di anticorrelatori.

Per la realizzazione di un anticorrelatore si deve ricorrere ad un nuovo algoritmo che va sotto il nome di "TRASFORMATA DI HILBERT".

Questo sviluppo matematico trasforma le funzioni di correlazione in modo tale che quando $f_1(t)$ ed $f_2(t)$ sono perfettamente correlate la $C(r)$ o la $C(r)_x$, invece di avere il massimo valore possibile, sono uguali a zero.

Questa nuova funzione di correlazione si indica con il simbolo $HC(r)$ per i correlatori analogici e $HC(r)_x$ per i correlatori digitali; si hanno perciò le seguenti corrispondenze normalizzate:

CORRELATORI ORDINARI

$f_1(t)$ ed $f_2(t)$ perfettamente correlate; $C(r) = 1$ $C(r)_x = 1$

ANTICORRELATORI

$f_1(t)$ ed $f_2(t)$ perfettamente correlate $HC(r) = 0$ $HC(r)_x = 0$

Tramite l'applicazione della trasformata di HILBERT, nel caso di cor-

relazione digitale, la 1.17) del paragrafo 1.4.2.2 che qui sotto riportiamo:

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

diventa :

$$\text{HC}(r)x = (\text{Val.}/3.14) \text{Arcsen} \left[\frac{\text{Sen}(6.28 \text{ DF } r)}{(6.28 \text{ DF } r)} \text{Sen} (6.28 \text{ Fo } r) \right] \quad 5.1)$$

dove $\text{DF} = \frac{\text{F2} - \text{F1}}{2}$ $\text{Fo} = \frac{\text{F2} + \text{F1}}{2}$

Se assumiamo $\text{F1} = 7000 \text{ Hz}$ ed $\text{F2} = 10000 \text{ Hz}$ si ottiene la $\text{HC}(r)x$ riportata in figura 5.1

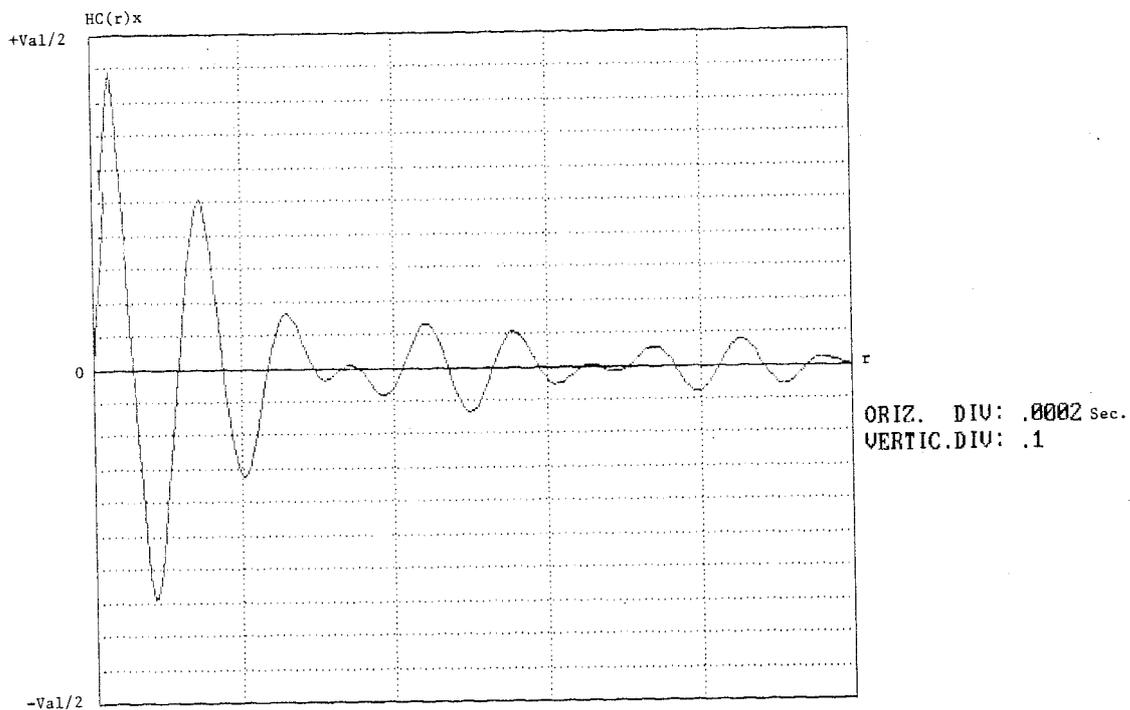


Figura 5.1 Andamento $\text{HC}(r)x$

Dal grafico di figura 5.1 si osserva il caratteristico andamento della $HC(r)x$ che mette in evidenza come sia facile vedere l'incremento della funzione attorno allo zero che denuncia piccole perdite di correlazione fra $f_1(t)$ ed $f_2(t)$.

Data la notevole pendenza della curva attorno allo zero si comprende come l'anticorrelatore si presti ad indagini particolari ed accurate che non sono invece possibili con il correlatore che ha in corrispondenza dello zero variazioni di $C(r)x$ poco evidenti.

La struttura di un anticorrelatore digitale è simile a quella del correlatore riportato in figura 2.18 del paragrafo 2.3.4.

Si passa infatti dal correlatore all'anticorrelatore disponendo semplicemente, prima dei circuiti di limitazione, delle reti passive in grado di provocare tra le $f_1(t)$ e le $f_2(t)$ uno sfasamento costante di 90° per tutte le frequenze della banda in cui sono definite.

Nella figura 5.2 è riportato lo schema a blocchi dell'anticorrelatore.

Le due grandezze $f_1(t)$ ed $f_2(t)$ sono applicate direttamente allo sfasatore, le uscite di questo sono la trasformata di Hilbert dei segnali applicati.

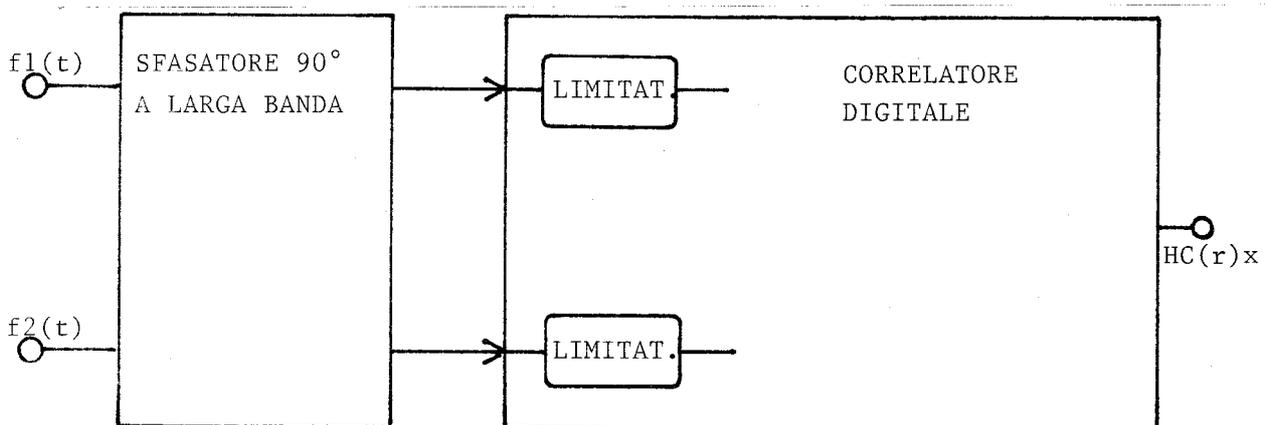


Figura 5.2 Schema a blocchi dell'anticorrelatore

Come si vede nella figura è stato messo in evidenza soltanto il nuovo blocco di sfasamento che precede i due limitatori indicando con un'unica casella tutto il restante circuito di correlazione digitale che è identico a quello già illustrato nella figura e nel paragrafo sopra citati.

Il progetto di un correlatore quindi si differenzia da quello di un anticorrelatore per l'aggiunta in quest'ultimo del blocco di sfasamento a 90° .

Nel seguente paragrafo vedremo come si dimensiona questo blocco e quindi avremo esaurito l'argomento.

5.1.1 BLOCCO DI SFASAMENTO A 90°

Per ottenere uno sfasamento di 90° , indipendente della frequenza, tra i due canali dell'anticorrelatore è necessario trattare le tensioni dei canali, definite nella banda compresa tra F_1 ed F_2 , mediante apposite reti passive studiate allo scopo.

Molta letteratura tecnica è stata scritta per la soluzione di questo problema che interessa particolarmente i sistemi di modulazione per trasmissione a banda laterale unica.

Per queste applicazioni il problema che deve essere risolto dallo sfasatore a larga banda è duplice:

- sfasare di 90° due segnali in tutta la banda di lavoro
- non alterare l'ampiezza dei segnali stessi

Queste esigenze sono comuni anche allo sfasatore dell'anticorrelatore analogico per il quale si rimanda il lettore agli interessanti ed elaborati articoli di A.G.Lloyd e R.B. DOME riportati rispettivamente nei Rif. bibliografici n.9 e n.10.

Per l'anticorrelatore digitale il problema è più semplice dato che con la presenza dei due limitatori di ingresso è sufficiente sfasare i segnali dei due canali di 90° senza preoccuparsi eccessivamente di non alterare

l'ampiezza delle loro tensioni.

In questa ottica vediamo come si può raggiungere semplicemente lo scopo mediante le due semplici reti R C di figura 5.3

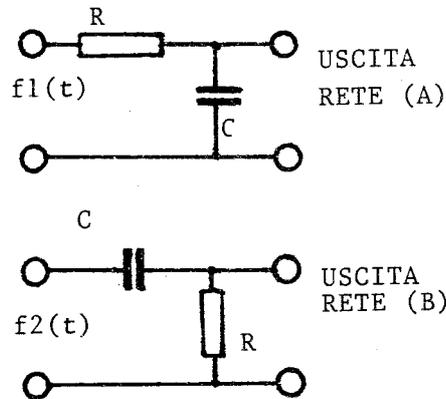


Figura 5.3 Reti di sfasamento per anticorrelatore

Per la rete(A) abbiamo:

$$\text{Tang}(a1) = - R/Xc \quad \text{oppure} \quad R/Xc = - \text{Tang} (a1) \quad 5.2)$$

Per la rete (B) abbiamo:

$$\text{Tang}(a2) = Xc/R \quad \text{oppure} \quad \frac{1}{R/Xc} = \text{Tang} (a2) \quad 5.3)$$

sostituendo al denominatore R/Xc di quest'ultima relazione con il valore corrispondente della prima relazione abbiamo :

$$\text{Tang} (a2) = \frac{1}{- \text{Tang} (a1)} \quad \text{cioè} \quad \text{Tang} (a2) = - \text{Cotang} (a1) \quad 5.4)$$

$$\text{da cui infine si ha : } (a2) - (a1) = 90^\circ \quad 5.5)$$

Ciò significa che la rete (A) sfasa il segnale $f1(t)$ dell'angolo $(a1)$, che la rete (B) sfasa il segnale $f2(t)$ dell'angolo $(a2)$; e che gli sfasamenti delle due reti sono dipendenti dalla frequenza mentre la differenza $(a1)-(a2)$ resta costante a 90° per qualsiasi valore di frequenza.

Un esempio numerico sarà utile per fissare il concetto: siano da dimensionare le due reti (A) e (B) per i due canali che precedono i limitatori di un correlatore digitale, affinché producano uno sfasamento costante di 90° tra $F_1 = 5000$ Hz ed $F_2 = 15000$ Hz con

$$F_m = (F_1 + F_2) / 2 = (5000 + 15000) / 2 = 10000 \text{ Hz}$$

Affinchè le reti attenuino soltanto -3 dB alla frequenza media F_m si pone :

$R = 1 / (6.28 F_m C)$ in cui assumendo ad esempio per R un valore di 2000 ohm si ha:

$C = (1 / 6.28 F_m R) = 1 / (6.28 \times 10000 \times 2000) = 7961 \text{ pF}$ e le due reti sono così semplicemente calcolate:

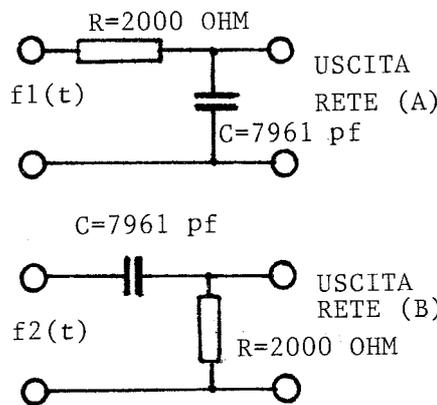


Fig. 5.3/a Reti di sfasamento dimensionate

Si tratta ora di vedere quale variazione di livello del segnale si ha all'uscita delle reti alle frequenze estreme $F_1 = 5000$ Hz ed $F_2 = 15000$ Hz per compararla con l'attenuazione a F_m già impostata.

Dato che l'attenuazione introdotta dalle due reti è governata dalle note espressioni:

Rete A

$$\text{Att. (dB)} = 20 \log \left[\frac{1}{\sqrt{1 + (6.28 RC F)^2}} \right] \quad 5.6)$$

Rete B

$$\text{Att. (dB)} = 20 \log \left[\frac{1}{\sqrt{1 + 1/(6.28 RC F)^2}} \right] \quad (5.7)$$

si calcolano facilmente le attenuazioni richieste.

I risultati sono riportati nella seguente tabella:

Frequenza in Hz	Attenuazione rete A in dB	Attenuazione rete B in dB
5000	- 1	- 7
10000	- 3	- 3
15000	- 5	- 1.6

Dalla tabella si vede che le variazioni relative massime di ampiezza tra i due canali sono entro 6 dB, variazioni sicuramente "assorbite" dagli stadi di limitazione che seguono le due reti.

Le reti di sfasamento che abbiamo calcolato devono essere impiegate mediante adatti disaccoppiatori di ingresso e d'uscita che ne consentono il regolare funzionamento indipendentemente dai valori delle impedenze dei circuiti che le precedono e che le seguono; pertanto il circuito applicativo delle reti è quello mostrato in figura 5.4.

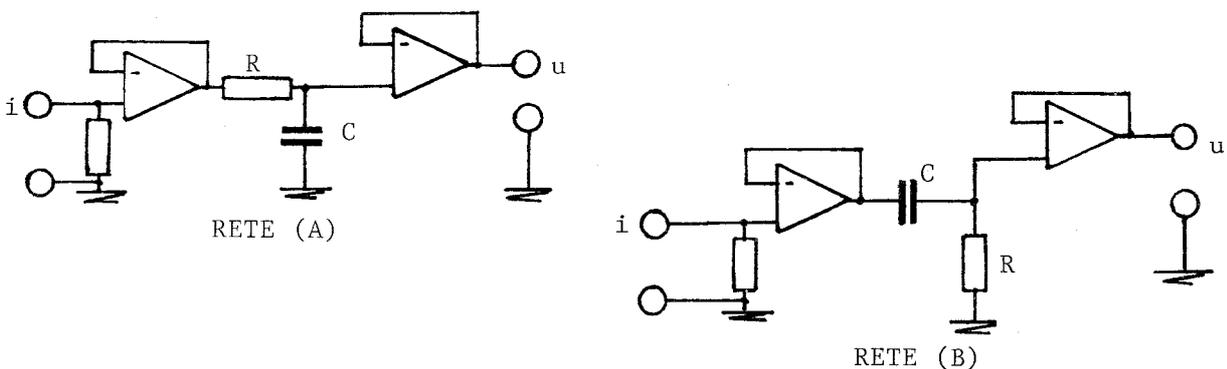


Figura 5.4 Circuito d'impiego delle reti di sfasamento

5.2 CORRELATORE DIGITALE DIFFERENZIALE

Abbiamo già visto nel capitolo 2 che in alcune applicazioni dei metodi di correlazione con dispositivi digitali, il problema del livello della $C(r)x$, che come sappiamo è dipendente da V_{al} , che alimenta gli EXCLUSIVE-NOR, rappresenta un punto critico.

È utile ricordare che la criticità dipende dal fatto che più è basso il livello della funzione di correlazione e più sono difficili le misure da eseguire su di essa quando i segnali $f_1(t)$ ed $f_2(t)$ sono inquinati dai disturbi; ciò perché, come abbiamo ampiamente dimostrato nel capitolo 4, la $C(r)x$ decresce d'ampiezza con l'aumentare dei disturbi sui segnali. È naturale pertanto che se si può ottenere con adatti circuiti un valore elevato di $C(r)x$ ciò non potrà che portare beneficio alle capacità di discriminazione dei segnali da parte del correlatore.

Si è altresì visto che con circuiti CMOS passando da $V_{al} = +5V$ a $V_{al} = +15V$, si ha già un sensibile miglioramento della situazione.

Con il correlatore digitale differenziale si può ottenere una ulteriore elevazione del livello della $C(r)x$ pagando il prezzo di una circuitazione un poco più ingombrante.

Infatti, mentre i moltiplicatori logici che si realizzano con gli EXCLUSIVE-NOR tipo 4077 sono disponibili in ben quattro unità nello stesso chip, il moltiplicatore differenziale richiede almeno due chip di tipo diverso oltre ad un amplificatore operazionale; ciò non toglie che se c'è la necessità di avere una $C(r)x$ di valore più elevato il correlatore differenziale rappresenti la soluzione voluta.

Dato che il correlatore differenziale sostituisce 1 a 1 la funzione EXCLUSIVE-NOR del 4077, di cui abbiamo già visto ampiamente l'applicazione nel contesto di tutta la struttura del correlatore, mostreremo soltanto le caratteristiche circuitali di questo nuovo dispositivo senza implementarlo nel contesto di un correlatore digitale completo.

Il circuito del correlatore digitale differenziale è riportato in figura 5.5

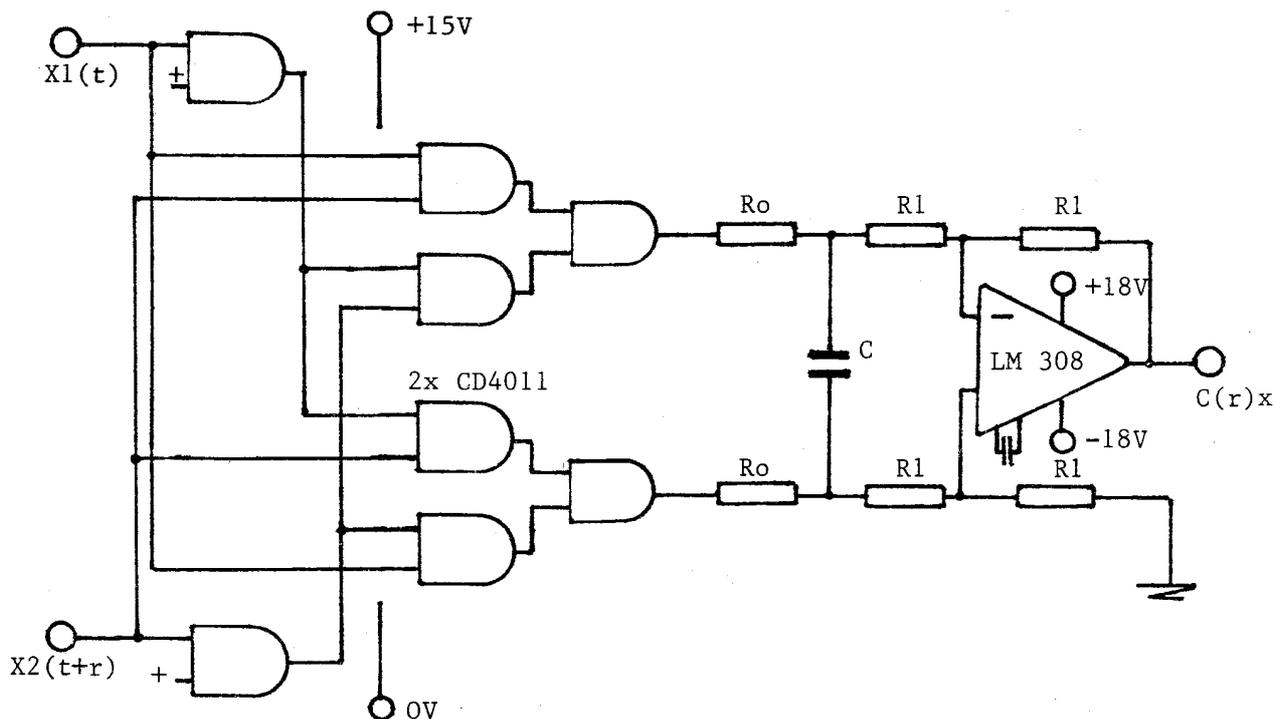


Figura 5.5 Correlatore digitale differenziale

Il circuito mostrato in figura 5.5 è costituito da due chip uguali tipo CD 4011 B (NAND GATE) e da un amplificatore differenziale tipo LM 308; la funzione logica complessiva eseguita dal circuito è quella dell'EXCLUSIVE-NOR ma con il vantaggio che il livello della $C(r)x$ si può sviluppare tra +15V e -15V.

Il circuito di integrazione è costituito dalle due R_o e da C ; in questo tipo di applicazione dovendo prelevare su C le tensioni da inviare, tramite R_1 , all'operazionale è necessario che i valori di R_o siano almeno $1/20$ di R_1 e di conseguenza, per ottenere il valore voluto di F_t , si dovrà agire su C una volta fissati dei ragionevoli valori per R_o ed R_1 .

Il circuito ha, rispetto ai precedenti realizzati con gli integrati 4077, un altro vantaggio: non necessita del traslatore di livello dato che la configurazione del differenziale è simmetrica rispetto alle tensioni di alimentazione.

La $C(r)_x$ d'uscita infatti sarà:

$C(r)_x = +15V$ quando $X1(t)$ e $X2(t)$ saranno sempre coincidenti
(massimo grado di correlazione tra i segnali)

$C(r)_x = 0 V$ quando $X1(t)$ e $X2(t)$ saranno ora coincidenti
ora non coincidenti (correlazione nulla tra i segnali)

$C(r)_x = -15V$ quando $X1(t)$ e $X2(t)$ saranno sempre non coincidenti
(massimo grado inversocorrelazione tra i segnali)

La funzione di correlazione elaborata da questo dispositivo per due segnali $f1(t)$ ed $f2(t)$, definiti nella banda $(F1 ; F2)$, e applicati ai limitatori del correlatore è:

$$C(r)_x = 2(\text{Val.}/3.14) \text{ Arcsen} \left[\frac{\text{Sen}(6.28 DF r)}{(6.28 DF r)} \text{ Cos } (6.28 Fo r) \right] \quad (5.8)$$

Confrontando l'espressione sopra riportata con la 2.6) del paragrafo 2.3.3, si nota la presenza di un coefficiente moltiplicativo 2 che l'altra non ha; questa e la non necessità del traslatore di livello sono le particolarità che caratterizzano il correlatore digitale differenziale.

5.3 CORRELATORE ANALOGICO PER MISURE SUL FLUSSO MAGNETICO

Nel campo delle misure di correlazione il tecnico può trovarsi di fronte ad una indagine che mira a stabilire il grado di interdipendenza temporale tra una grandezza variabile nel tempo, quale una corrente $I(t)$ o una tensione $V(t)$, e un flusso magnetico alternato $G(t)$.

In questo caso particolare la funzione di correlazione incrociata $C1,2$ si può scrivere ad esempio come segue:

$$C_{1,2} = K/T_0 \int_0^{T_0} G(t) \times I(t) dt \quad 5.9)$$

se invece si deve tracciare l'andamento della funzione di correlazione incrociata per trovare come varia la legge di interdipendenza si può scrivere:

$$C(r)_{1,2} = K/T_0 \int_0^{T_0} G(t) \times I(t+r) dt \quad 5.10)$$

Entrambi gli integrali si possono risolvere mediante l'impiego di un caratteristico correlatore che esegue la moltiplicazione del flusso magnetico $G(t)$ con la $I(t)$ o $I(t+r)$ sfruttando un noto principio fisico: l'effetto HALL. Naturalmente se le grandezze del tempo sono del tipo $V(t)$ è facile trasformarle mediante generatori di corrente nelle corrispondenti $I(t)$. L'effetto HALL viene sfruttato mediante l'impiego di una particolare piastrina di semiconduttore che, sottoposta ad un campo magnetico trasversale e ad una corrente lungo l'asse x della piastrina stessa genera sull'asse y , ortogonale a x , una tensione che è proporzionale al prodotto $G(t) \times I(t)$; lo schema di principio del dispositivo è mostrato in figura 5.6.

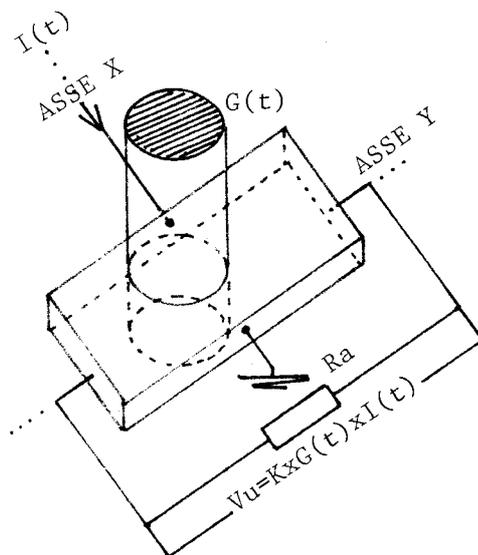


Figura 5.6 Schema di principio del moltiplicatore di Hall

Le piastrine hanno dimensioni molto piccole, per cui è facile sistemarle nei punti di misura del flusso magnetico.

Le grandezze fisiche in gioco possono essere dell'ordine di:

$$G(t) \cong 3000 \text{ Gaus}$$

$$I(t) \text{ picco} \cong 500 \text{ mA}$$

$$V_u \cong 200 \text{ mV}$$

R_a = indicata dal costruttore

La gamma delle grandezze varia ovviamente da costruttore a costruttore del dispositivo; il quale viene fornito con le proprie caratteristiche compresa la curva di linearità del prodotto.

Un correlatore di questo tipo è schematizzato in figura 5.7.

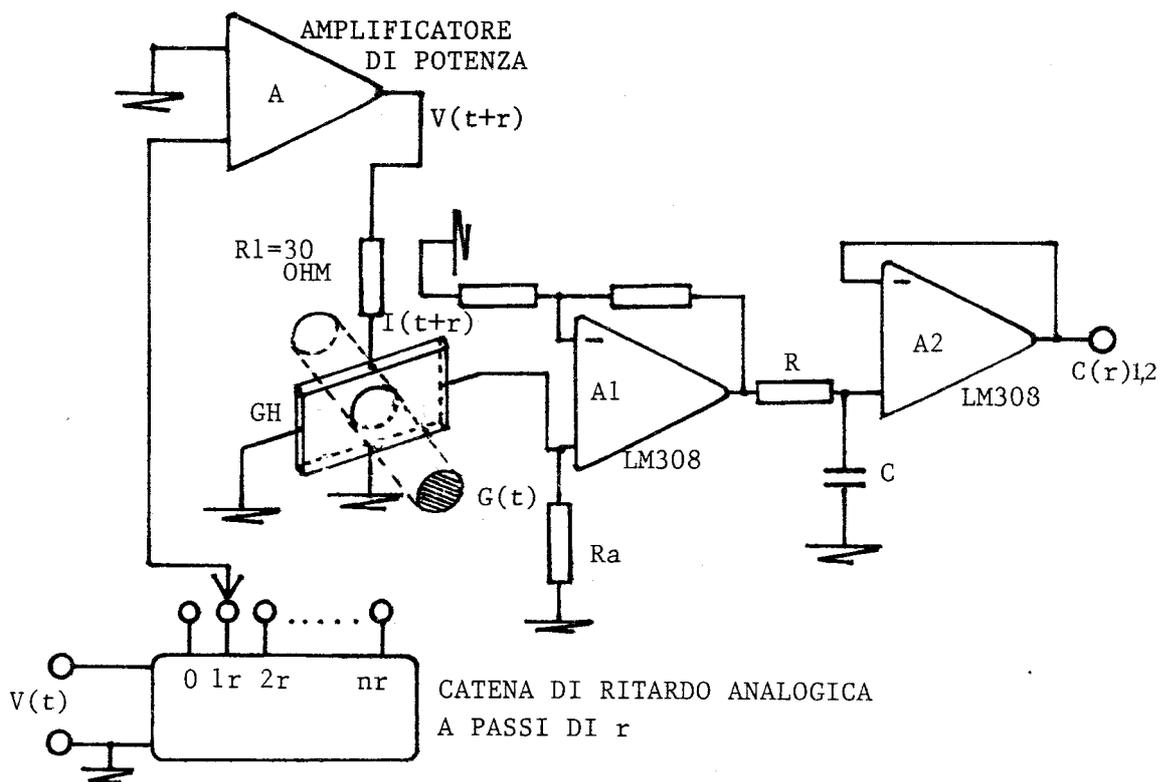


Figura 5.7 Schema elettrico del correlatore ad effetto Hall

Nello schema si osserva:

- * Il generatore di Hall (GH), che funge da unità moltiplicatrice analogica;
- * La prima grandezza da correlare, che consiste nel flusso $G(t)$;
- * La seconda grandezza da correlare $I(t+r)$ ottenuta tramite $R1=30$ ohm da un amplificatore di media potenza, che riceve la $V(t+r)$ da una catena di ritardo analogica;
- * La resistenza di chiusura R_a consigliata dal costruttore
- * L'amplificatore $A1$ che consente di elevare, quanto è necessario, il livello di V_u per applicarlo all'integratore;
- * La cellula di integrazione RC, la cui frequenza di taglio F_t dovrà essere dimensionata in base al tipo di rilievi da eseguire;
- * Il ripetitore $A2$ che consente di disaccoppiare l'uscita dell'integratore dagli strumenti di misura o dai circuiti di utilizzazione della $C(r)_{1,2}$.

La taratura, la determinazione della costante K e il collaudo di tutto il correlatore devono essere fatti naturalmente con grandezze note; ad esempio:

$$I(t) = 100 \text{ mA Sen}Wt \quad \text{con} \quad f=1000 \text{ Hz}$$

$G(t) = 1000 \text{ GAUS}$ generato da apposito avvolgimento, su nucleo in ferroxcube con finestra per l'inserzione della piastrina, opportunamente alimentato dalla stessa tensione a 1000 Hz che genera la $I(t)$.

E' importante che l'eccitazione dell'avvolgimento di collaudo avvenga tramite un generatore di tensione (cioè a bassa impedenza) per evitare sfasamenti anomali tra la corrente che scorre nell'avvolgimento stesso e la tensione che lo eccita.

In queste condizioni si deve tracciare per punti, al variare di r da 0 a nr , la $C(r)_{1,2}$ che servirà da riscontro per le misure di correlazione definitive.

5.4 IL CORRELATORE IN CODICE

Per alcune particolari applicazioni tecniche è richiesto l'impiego di uno speciale correlatore digitale detto "correlatore in codice" o più comunemente "filtro adattato" (vedi Rif.bibliografico n.11).

Questo dispositivo è studiato per trattare dei segnali di tipo impulsivo $A(t)$ opportunamente codificati mediante una ben determinata sequenza di intervalli temporali, nei quali l'ampiezza di $A(t)$ è 0 o 1.

Segnali impulsivi con queste caratteristiche possono essere generati mediante il Generatore di Rumore Pseudocaoitico (GRP) descritto nel paragrafo 3.3.1.2 del capitolo 3.

Vediamo pertanto, prima di descrivere il correlatore in codice, come costruire il segnale impulsivo $A(t)$ mediante il (GRP) di figura 5.8.

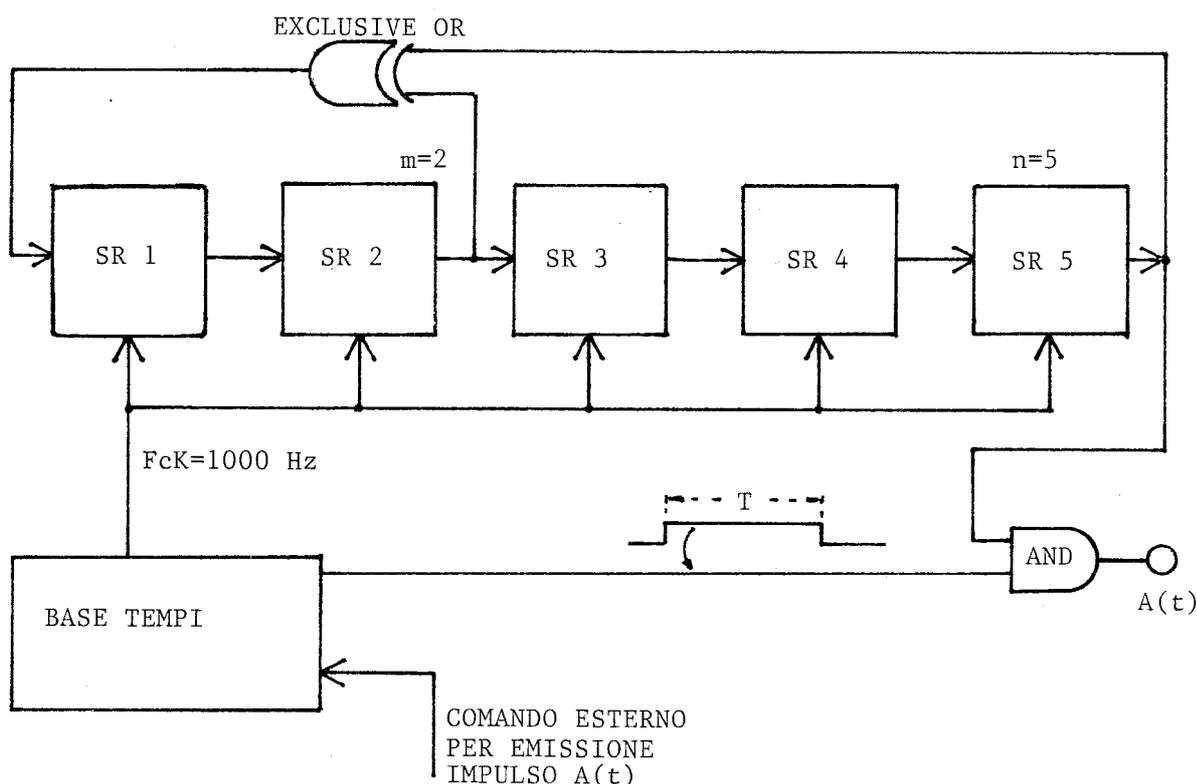


Figura 5.8 Generatore di segnale impulsivo codificato

In questo (GRP) è stato posto $n=5$; $m=2$; $F_{ck}=1000$ Hz con i seguenti risultati:

Il numero degli intervalli temporali in cui è composta la sequenza è:

$$N_L = 2^5 - 1 = 31$$

La durata della sequenza è:

$$T = N_L / F_{cK} = 31 / 1000 = 31 \text{ mSec.}$$

In figura 5.8 la base tempi, oltre alla frequenza $F_{ck}=1000$ Hz per l'avanzamento degli SR, genera un impulso di apertura della AND finale che consente di emettere un singolo impulso $A(t)$ a comando esterno.

Con questo circuito la forma della sequenza temporale codificata di $A(t)$ è quella mostrata in figura 5.9 .

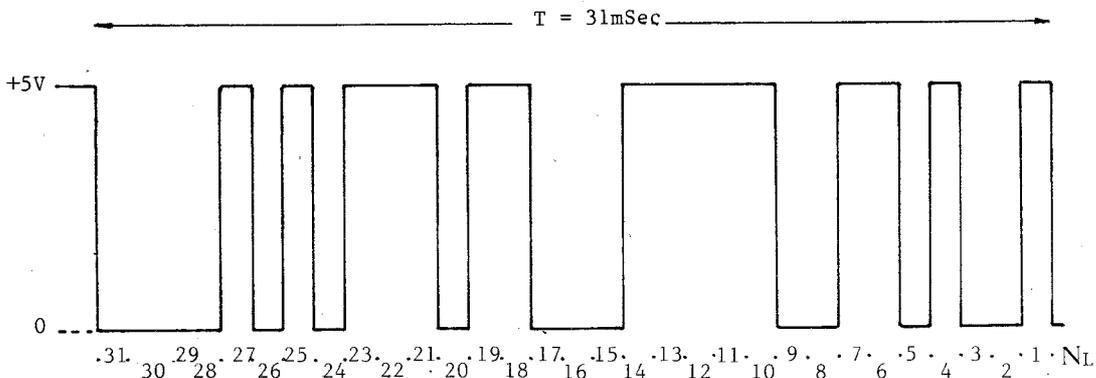


Figura 5.9 Impulso con sequenza codificata

Ora che abbiamo definito le caratteristiche di $A(t)$ vediamo come è strutturato il correlatore in codice; esso ha una configurazione completamente diversa dal correlatore digitale illustrato nel paragrafo 2.3.4, dato che nel presente caso si esegue il prodotto dei segnali in un modo del tutto particolare.

Il correlatore in codice esegue praticamente il prodotto del segnale $A(t)$ in arrivo con una replica di $A(t)$ "memorizzata" in un certo modo nel correlatore stesso.

Lo schema di principio del correlatore è mostrato in figura 5.10 .

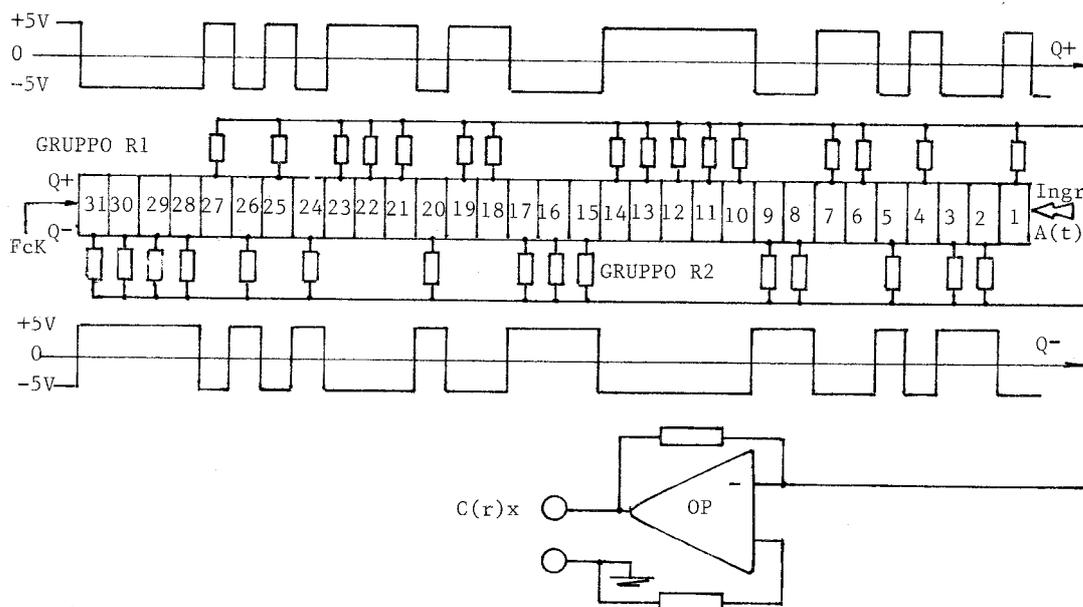


Figura 5.10 Correlatore in codice

Il correlatore è formato da un particolare registro (SR) a slittamento a 31 cellule ciascuna con uscita $Q+$ e $Q-$ in modo che quando il segnale $A(t)$ è completamente entrato nello SR la forma d'onda alle uscite $Q+$ è quella tracciata nella parte alta del disegno mentre la forma d'onda alle uscite $Q-$ è quella tracciata nella parte bassa del disegno; in altre parole le uscite $Q+$ presentano il segnale $A(t)$, le uscite $Q-$ presentano il segnale $A(t)$ rovesciato nei segni cioè $A(t)-$. Un registro a slittamento con queste caratteristiche non è in commercio e deve essere costruito appositamente con hardware opportunamente dimensionato.

Come si vede dalla figura 5.10 la particolarità dello (SR) consiste nel fatto che tutte le uscite, $Q+$ e $Q-$, esprimono lo stato "basso" con un livello di tensione di $-5V$ e lo stato "alto" con un livello di tensione di $+5V$.

Il sistema ha "in memoria", mediante il posizionamento di 31 resistori fissi divisi in due gruppi (R1) e (R2), la sequenza dei 31 bit di

$A(t)$; quando $A(t)$ è completamente dentro lo SR automaticamente viene fatto il “prodotto tra le posizioni” fissate dalle 31 resistenze e lo stato assunto dalle 31 cellule dello SR. Il gruppo delle 16 resistenze R1 preleva le tensioni dalle cellule Q+ degli SR, laddove il livello di $A(t)$ è previsto che le renda alte (+5v). La posizione delle R1 nello SR è la memoria degli stati alti di $A(t)$.

Il gruppo delle 15 resistenze R2 preleva le tensioni delle cellule Q- degli SR, dove il livello di $A(t)$ -, per l'inversione fatta su $A(t)$, è previsto che le renda alte (+5V). La posizione delle R2 nello SR è la memoria degli stati bassi di $A(t)$.

Tutte le resistenze confluiscono in un sommatore Op dove si ha in uscita la $C(r)x$.

L'impulso $A(t)$ ricevuto dal correlatore ad ogni impulso del clock ($1/F_{ck} = r$) entra nel registro a slittamento; ad ogni impulso del clock le 31 cellule del registro con la replica di $A(t)$ “memorizzata” mediante le R1 e R2 sommano nell'operazionale Op i loro contributi di tensione ora positiva ora negativa.

L'uscita di Op sarà al massimo livello positivo soltanto quando $A(t)$ ricevuto coinciderà in posizione con la sua replica “memorizzata” nel registro; in tutti gli altri casi di $A(t)$ non completamente entrato, o in parte uscito dal registro a slittamento, o in presenza di impulsi dovuti a rumore, l'ampiezza di $C(r)x$ sarà a livelli notevolmente bassi ora positivi ora negativi.

In figura 5.11 è mostrato l'andamento della $C(r)x$ nel caso di $A(t)$ che entra, clock dopo clock, nel registro a slittamento; all'inizio si vede che tra $A(t)$ e la sua replica non c'è interdipendenza (correlazione) e il livello della $C(r)x$ è ora positivo ora negativo, quando $A(t)$ è entrato completamente nello SR, si ha la massima correlazione con il più alto livello positivo di $C(r)x$ dopo di che, nella fase in cui $A(t)$ esce dallo SR si ritrovano condizioni simili alla fase di ingresso.

Esiste pertanto una sola condizione per il massimo della $C(r)x$:

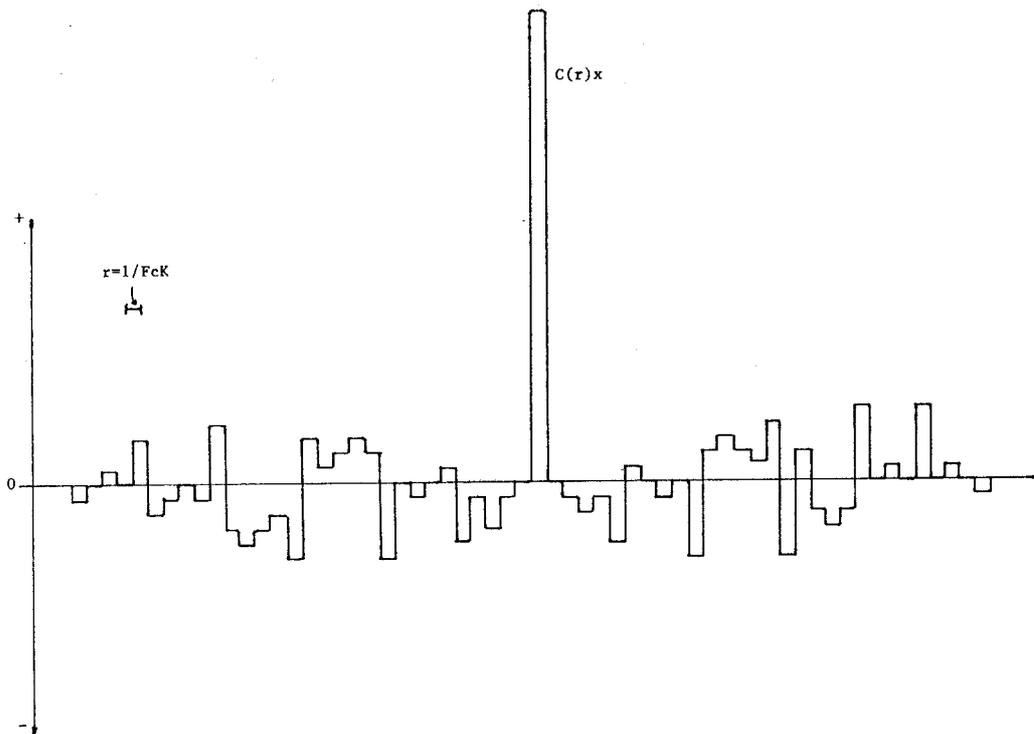


Figura 5.11 $C(r)x$ in uscita di OP

che $A(t)$ sia quello atteso e che sia contenuto tutto nel registro a slittamento. La $C(r)x$ di figura 5.11 si ottiene mediante 61 colpi di clock nel seguente modo: nei primi 30 colpi di clock la $C(r)x$ ondula in più o in meno attorno al livello zero ; al 31esimo colpo di clock la $C(r)x$ raggiunge istantaneamente il suo valore massimo; dal 32esimo colpo di clock fino al 61esimo la $C(r)x$ riprende ad ondulare attorno al valore zero. Questo correlatore non trae vantaggio da una cellula RC di integrazione di uscita dato che il massimo della correlazione si ha soltanto per un breve tempo pari a $1/FcK$ che nel caso preso in esame è di solo 1 mSec. Un filtro passa basso con taglio a 1000 Hz può sostituire la cellula RC con sensibile riduzione della varianza (vedi paragrafo 8.4.1.).

Se il segnale impulsivo $A(t)$ è inquinato dal disturbo la sua sequenza sarà alterata in qualche parte e per conseguenza anche quando $A(t)$ sarà tutto contenuto nel registro a slittamento il massimo valore di $C(r)x$ potrà non essere raggiunto; la sua ampiezza varierà pertanto in dipendenza del rapporto tra l'ampiezza del segnale e quella del disturbo.

Naturalmente più elevato sarà il numero degli intervalli di sequenza (N) di $A(t)$ migliore sarà la discriminazione del segnale in mezzo al disturbo.

5.5 IL CORRELATORE IBRIDO

Con il nome di correlatore ibrido si definisce una struttura di correlazione in grado di elaborare la $C(r)_{1,2}$ quando le due grandezze del tempo sono una $f_1(t)$ e l'altra $X_2(t)$.

In questa applicazione, necessitando il rilievo della $C(r)_{1,2}$, relativa alla funzione di correlazione analogica, si dovrebbe poter disporre invece che della $X_2(t)$ di $f_2(t)$, ma se nella situazione contingente non si può disporre altro che della $X_2(t)$ viene in aiuto il correlatore ibrido.

Il correlatore ibrido può risolvere inoltre un altro importante problema quando si debba rilevare la $C(r)_{1,2}$ analogica, tra $f_1(t)$ e $f_2(t)$, ma si abbiano da introdurre elevate entità di ritardo tali da rendere praticamente irrealizzabile, date le dimensioni, una catena di ritardo analogica.

In questo caso basterà trasformare, mediante limitazione, la $f_2(t)$ da ritardare in $X_2(t)$ per applicarla, tramite una catena di ritardo a SHIFT REGISTER, al correlatore ibrido.

Nella figura 5.12 è mostrato lo schema a blocchi di un correlatore ibrido; in esso si osservano le particolarità che lo diversificano dai correlatori analogici e digitali. Nello schema si vede che la $f_1(t)$ è applicata in controfase ad uno speciale modulatore bilanciato nei punti (1) e (2),

mentre la $X2(t+r)$ è applicata, tramite la catena di ritardo digitale, al modulatore bilanciato nei punti (3) e (4) in $X2(t+r)+$ e $X2(t+r)-$.

Il modulatore bilanciato esegue il prodotto della $f1(t)$ per i

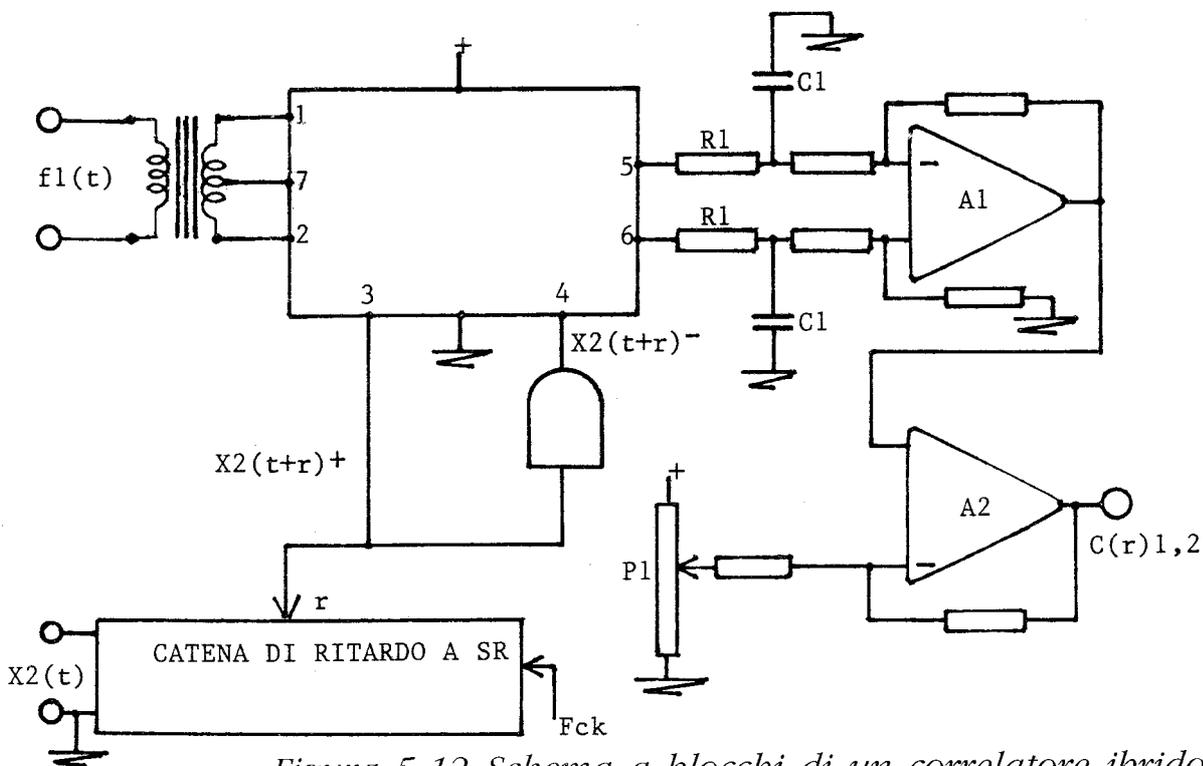


Figura 5.12 Schema a blocchi di un correlatore ibrido

segni della $X2(t+r)$ e cancella le componenti fondamentali di $f1(t)$ e $X2(t+r)$. Le uscite del modulatore sono applicate in modo differenziale all'operazionale A1 tramite le unità di integrazione secondarie costituite dai due gruppi R1 C1, punti (5) e (6). Le unità di integrazione principali fanno parte del modulatore.

All'uscita dell'operazionale A2, che ha la funzione di traslatore di livello, si ha la funzione di $C(r)_{1,2}$ voluta.

Il traslatore A2 deve essere regolato con lo stesso metodo seguito per il correlatore digitale descritto nel paragrafo 3.3.1.1.

La risposta $C(r)_{1,2}$ del correlatore ibrido è governata dalle stesse formule normalizzate 9), 10), 11), 12), 13) del capitolo 1 relative ai correlatori analogici.

Per dare al tecnico un'idea sul circuito del modulatore speciale riportiamo in figura 5.13 , una soluzione che ha dato ottimi risultati sperimentali.

Nel circuito sono stati impiegati transistori veloci, tipo NPN, per consentire il suo funzionamento fino a frequenze dell'ordine di 1 MHz.

Il trasformatore di ingresso, da collegare ai terminali 1;7;2, è stato opportunamente dimensionato per la banda di lavoro richiesta.

Le unità di integrazione principali, incorporate nel circuito stesso, sono i due gruppi RC in cui le R rappresentano le resistenze di carico delle coppie di transistori che ricevono il segnale $f_1(t)$.

L'uscita del modulatore, punti (5) e (6), è bilanciata e deve essere collegata ad un amplificatore differenziale così come è stato mostrato in figura 5.12 .

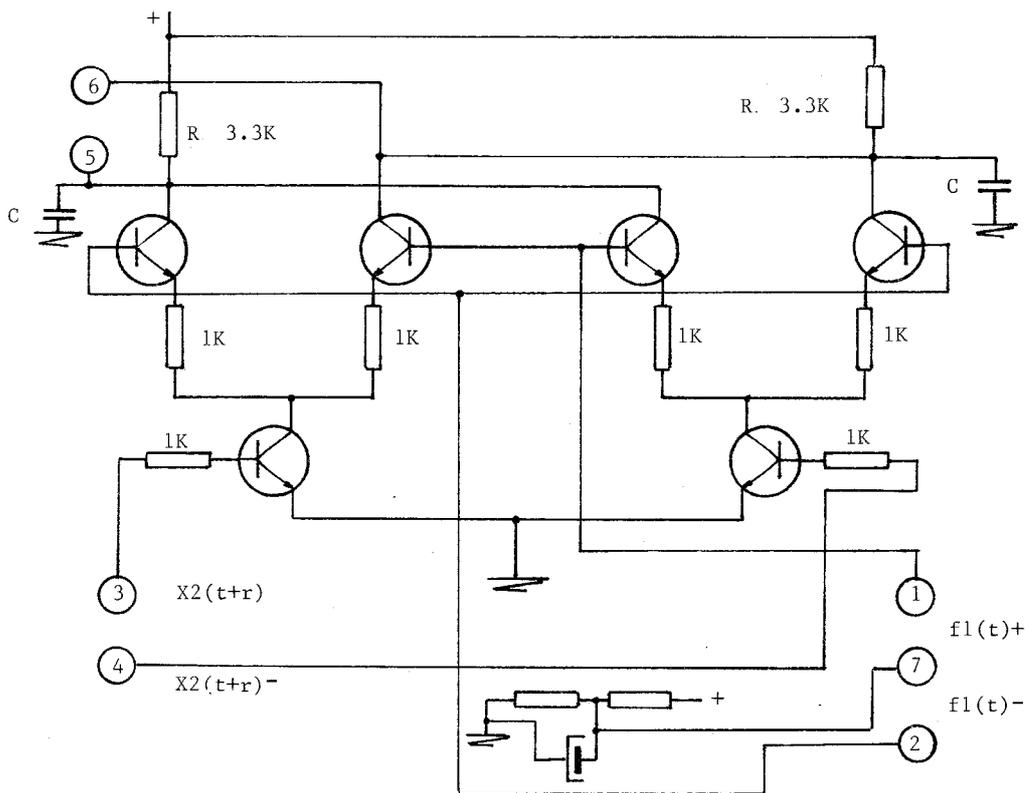


Figura 5.13 Circuito del modulatore bilanciato

5.6 IL CORRELATORE A CANCELLAZIONE DI VARIANZA DEL SEGNALE

Abbiamo accennato nel paragrafo 4.2.1 che la formula 4.1) esprime la funzione di correlazione (autocorrelazione o correlazione incrociata) nel presupposto teorico che il tempo di integrazione sia infinitamente grande, e che per tale presupposto non si evidenzia nella formula stessa la presenza della varianza dovuta ai segnali.

Invece nei casi pratici, in cui le costanti di tempo dell'integratore hanno valori finiti, è sensibilmente presente la varianza dovuta ai segnali.

Nelle applicazioni dei metodi di correlazione la situazione sopra menzionata è insignificante se i segnali sono inquinati dai disturbi, dato che in questi casi la varianza dovuta a questi ultimi è generalmente preponderante. La cosa è diversa invece nei casi in cui i segnali non siano inquinati dai disturbi, o comunque lo siano poco, perchè in queste situazioni la varianza d'uscita del correlatore è determinata prevalentemente dai segnali stessi e ciò nuoce al fine delle misure.

Per eliminare quasi totalmente la varianza dovuta ai soli segnali esiste un metodo che consente di ottenere buoni risultati senza intervenire sul valore della frequenza di taglio dell'unità integratore.

Questo metodo agisce soltanto per l'abbattimento della varianza dei segnali tra loro correlati; agisce sempre meno mano a mano che i segnali si scorrelano fino al punto di non incidere assolutamente sull'attenuazione della varianza quando le grandezze $f_1(t)$ ed $f_2(t)$ applicate al correlatore sono completamente scorrelate tra loro.

Il metodo per la cancellazione della varianza dei segnali si basa sull'elaborazione della funzione di autocorrelazione o correlazione incrociata secondo lo schema a blocchi di figura 5.1.4.

Il sistema può operare con segnali $f(t)$ di tipo stazionario definiti in bande di frequenze aventi uniforme distribuzione spettrale.

Il circuito esegue la correlazione normale nel canale 1 e la presenta al primo ingresso dell'amplificatore sommatore S, esegue la correlazione

secondo i segnali in quadratura nel canale 2 e la presenta al secondo ingresso del sommatore .

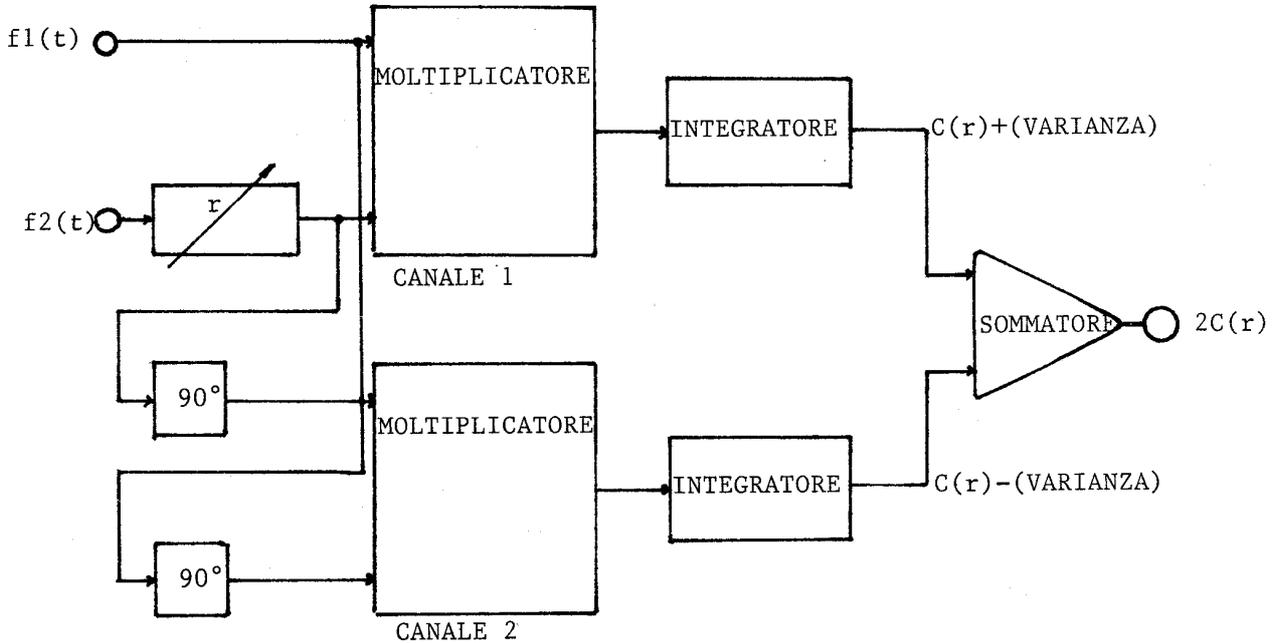


Figura 5.1 4 Schema a blocchi correlatore analogico a cancellazione di varianza del segnale

Il risultato è la presenza in uscita di S di una funzione di correlazione di ampiezza $2C(r)$ depurata della varianza dovuta ai segnali $f(t)$.

Il funzionamento del correlatore si spiega facilmente ipotizzando per i segnali $f_1(t)$ ed $f_2(t)$ due segnali del tipo $A \text{ Sen } Wt$:

Il canale 1 elaborerà questi segnali nel seguente modo:

$$P_1 = f_1(t) \times f_2(t) = A \text{ Sen } Wt \times A \text{ Sen } W(t+r) = \\ = \frac{A^2}{2} \text{ Cos } Wr - \frac{A^2}{2} \text{ Cos } (2Wt+Wr)$$

dove il primo termine dovuto al prodotto è la $C(r)$ voluta e il secondo termine è la varianza che deve essere filtrata dal circuito integratore.

Il canale 2 elaborerà i segnali di ingresso del tipo $A \sin Wt$ dopo averli trasformati in $A \cos Wt$ tramite le cellule di sfasamento a 90° che precedono il moltiplicatore; il risultato della moltiplicazione sarà pertanto:

$$P2 = [f1(t)]_{90^\circ} \times [f2(t+r)]_{90^\circ} = A \cos Wt \times A \cos W(t+r) = \\ = A^2/2 \cos Wr + A^2/2 \cos(2Wt+Wr)$$

dove il primo addendo dovuto al prodotto è la stessa $C(r)$ ottenuta nel canale 1 e il secondo addendo è la varianza che deve essere filtrata dal circuito integratore. Confrontando la $P1$ con la $P2$ si osserva che le componenti della varianza sono l'una positiva e l'altra negativa e che pertanto sommando i prodotti dei due canali si ottiene la funzione di correlazione a varianza del segnale zero.

Il procedimento matematico mostra chiaramente che la cancellazione totale della varianza del segnale si ha se lo sfasamento del canale 2 è di 90° esatti e quando i guadagni dei due canali di correlazione sono identici. Eventuali errori sullo sfasamento dei segnali o sull'uguaglianza dei guadagni degli stadi di amplificazione non consentono evidentemente la cancellazione completa della varianza del segnale.

Il risultato ottenuto per segnali monocromatici è ovviamente estensibile per segnali definiti in bande di frequenze purchè lo sfasamento di 90° per ciascun segnale del canale 2 sia mantenuto per tutte le frequenze contenute nella banda.

E' necessario a questo punto fare una precisazione: Il processo di sfasamento per 90° dei segnali applicati a questo tipo di correlatore è completamente diverso dal processo di sfasamento per 90° impiegato nel circuito dell'anticorrelatore di cui al paragrafo 5.1.1.

Nel processo attuale ciascuno dei due segnali è sfasato di 90° in tutta la banda per la trasformazione delle componenti frequenziali da $\sin Wt$ in $\cos Wt$.

Nel processo che viene sviluppato nell'anticorrelatore vengono invece sfasate di 90° tutte le componenti frequenziali del segnale di in-

gresso $f_1(t)$ rispetto alle componenti frequenziali del segnale $f_2(t)$.

Da quanto sopra si comprende pertanto che gli sfasatori a 90° per il correlatore a cancellazione di varianza non possono essere realizzati con la tecnica descritta al paragrafo 5.1.1.

Nel presente caso il problema dello sfasamento per 90° si presenta in altri termini e non può essere facilmente risolto perchè le ampiezze di $f_1(t)$ e $f_2(t)$ non devono essere alterate dagli sfasatori; soltanto trasformando il correlatore di figura 5.14 in un correlatore digitale, così come mostrato in figura 5.15, è possibile affrontare semplicemente la cosa.

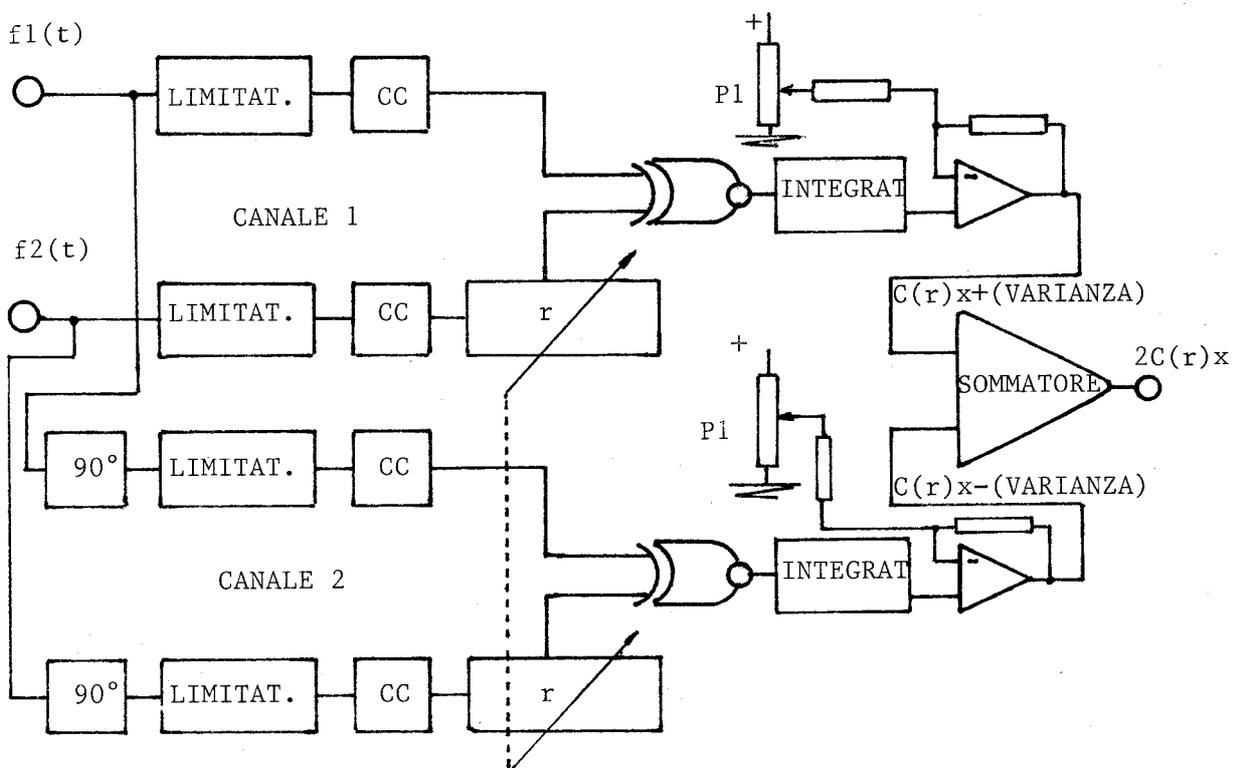


Figura 5.15 Correlatore digitale a cancellazione di varianza del segnale

Il passaggio da un sistema a correlazione analogica ad uno simile a correlazione digitale non pregiudica i ragionamenti fatti per la dimostrazione della cancellazione della varianza dato che, come sappiamo, la $C(r)$ e la $C(r)x$ sono legate dalla relazione :

$$C(r)x = (2/3.14) \text{ Arcsen } C(r)$$

che trasferisce inalterati i segni algebrici delle componenti della $C(r)$ nella $C(r)x$.

Nella figura 5.15 si nota che entrambi i canali 1 e 2 sono dotati di propri limitatori e di proprie catene di ritardo.

La variazione dei ritardi nei due canali avviene simultaneamente con gli stessi passi di ritardo.

Gli sfasatori a 90° , disposti nel canale 2, sono ora facilmente dimensionabili come mostra il seguente esempio:

Si debbano sfasare di 90° tutte le frequenze dei segnali $f_1(t)$ ed $f_2(t)$ comprese in una banda definita tra $F_1 = 5000$ Hz ed $F_2 = 10000$ Hz, gli sfasatori dei due segnali saranno identici e potranno avere la configurazione mostrata in figura 5.16.

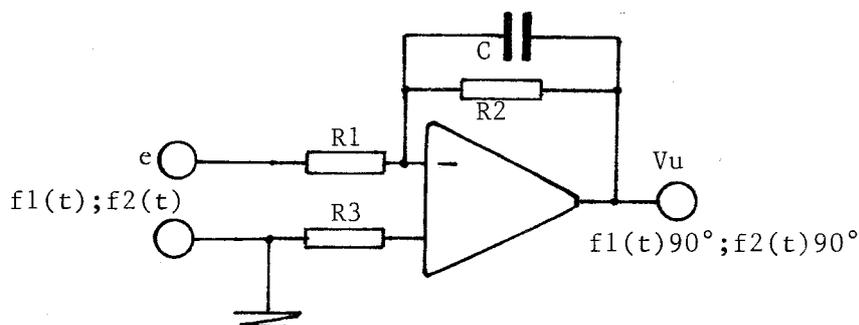


Figura 5.16 Sfasatore tipo integratore

Il circuito riportato in figura 5.16 è un tipico integratore che andremo a dimensionare per ottenere un guadagno unitario (G) alla frequenza centrale della banda $F_m = 7500$ Hz.

Se supponiamo che R_2 sia trascurabile rispetto ad X_c possiamo scrivere:

$$G = X_c/R_1$$

Con V_u sfasata di circa 90° rispetto ad (e) per tutte le frequenze della banda.

Posto $R_1 = 10000$ ohm, il guadagno unitario a 7500 Hz si avrà per:

$$R1 = 1/(6.28 FC) \quad \text{cioè } 10000 = 1/(6.28 \times 7500 \times C)$$

da cui $C = 2123 \text{ pF}$

Agli estremi della banda avremo pertanto guadagni diversi:

$$G(5000 \text{ Hz}) = +3.5 \text{ dB} \quad G(10000 \text{ Hz}) = - 2.5 \text{ dB}$$

con uno scarto massimo inferiore a 4 dB rispetto alla frequenza F_m .

Data la modesta entità della variazione del guadagno possiamo essere certi che l'azione dei limitatori che seguono le cellule di sfasamento è tale da "assorbire" tali variazioni.

Anche nel correlatore digitale la cancellazione della varianza sarà tanto più efficace quanto più si potrà garantire la precisione degli sfasamenti a 90° e dei guadagni dei due canali di correlazione oltre naturalmente la corretta messa a punto dei traslatori finali.