

CROSS-OVER ATTIVO A FASE LINEARE

Il circuito cross-over ideale è esente da sfasamenti, con il risultato di un'elaborazione ottimale degli impulsi e di un eccellente diagramma d'irradiazione. Anche se la situazione ideale non è ancora stata raggiunta, gli studi di Stanley Lipshitz e John Vanderkooy permettono di andarci molto vicino.

Il modo migliore per illustrare il principale problema dei normali filtri di cross-over è di far riferimento ad un sistema a due vie, formato da un filtro passa-basso e da un filtro passa-alto. Una delle caratteristiche

della sezione passa-basso è quella di causare un ritardo del segnale. Un filtro passa-alto invece provoca un'accelerazione del segnale. Queste azioni si concretano in alcune complicazioni in corrispondenza al punto di taglio:

(a) i segnali provenienti dalle due sezioni si cancellano parzialmente a vicenda;

(b) lo sfasamento fortemente variabile tra i due segnali deteriora il rendimento di irradiazione del sistema complessivo;

(c) il diagramma di irradiazione dipende dalla frequenza.

Alcuni anni fa, Stanley Lipshitz e John Vanderkooy pubblicarono una serie di considerazioni e studi (riferimenti 1, 2, 3) che hanno gettato le basi del cosiddetto "circuito cross-over a fase lineare".



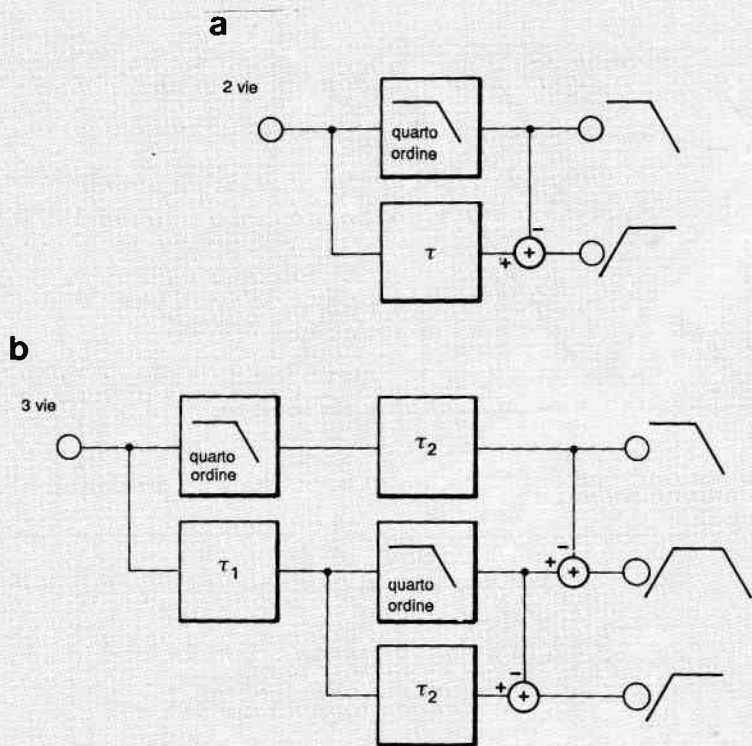


Figura 1. Schema fondamentale di un filtro a fase lineare: (a) a 2 vie, (b) a 3 vie.

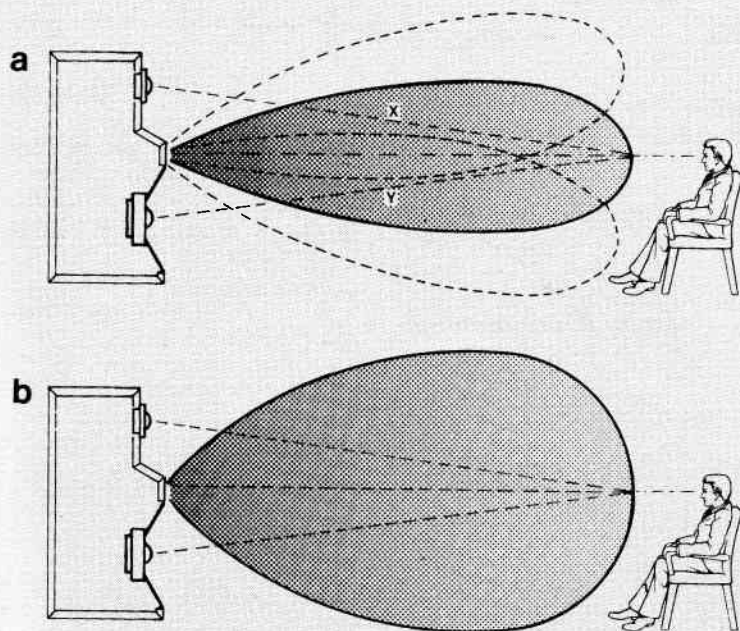


Figura 2. Diagramma di irradiazione verticale: (a) di un sistema con rete convenzionale, (b) di un sistema con rete a fase lineare.

Fondamentalmente, il circuito a fase lineare utilizza una sezione passa-basso che fornisce anche una caratteristica di passa-alto con l'aiuto di un circuito di ritardo e sottrazione. Certo, il ritardo non è costante nell'intera banda di frequenza, però varia soltanto molto lentamente; inoltre non vi sono differenze di fase tra i due segnali d'uscita, anche in prossimità della frequenza di incrocio.

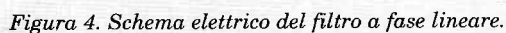
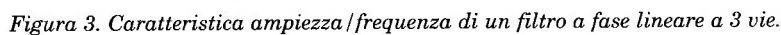
In Figura 1 è illustrato lo schema a blocchi di un sistema a 2 vie, ed anche di uno a 3 vie, basati sul lavoro di Lipshitz e Vanderkooy. È opportuno sottolineare che il ritardo è un aspetto essenziale del progetto. Ci sono filtri che utilizzano soltanto il metodo di sottrazione, ma non presentano linearità della fase.

Un normale filtro passa-basso del quarto ordine, inserito nel ramo superiore, fornisce le normali prestazioni di passa-basso. Il ritardo (t) è progettato in modo da avere esattamente il medesimo comportamento in fase della sezione passa-basso e da funzionare come una sezione passa-tutto. Quando allora il segnale d'uscita della sezione passa-basso viene sottratto dal segnale ritardato, ne risulta una caratteristica di passa-alto, che ha lo stesso comportamento in fase del filtro passa-basso. Sommando i due segnali, si otterrà una linea perfettamente dritta.

La composizione di un sistema a 3 vie (vedi Figura 1b) è un po' più complessa in quanto nel tratto centrale deve essere prevista un'ulteriore sezione passa-basso, per ottenere la caratteristica di passa-banda necessaria per l'altoparlante dei toni intermedi. Questa sezione addizionale deve essere compensata da un secondo ritardo (t_2). Di conseguenza, in un sistema a 3 vie, il circuito t_1 simula il ritardo del normale filtro dei bassi, mentre il ritardo t_2 simula quello del filtro passa-basso nella sezione a media frequenza.

Il diagramma di irradiazione verticale (risposta polare) di un normale sistema di altoparlanti è illustrato in Figura 2a. La dispersione è piuttosto ridotta nella regione dove entrambi gli altoparlanti inviano il loro segnale. Anche la distribuzione varia con la frequenza, cosa che fa inclinare od abbassare i lobi.

Il diagramma del sistema a fase lineare di Figura 2b dimostra che il lobo è molto più ampio ed è diretto in avanti a tutte le frequenze. Tutta questa descrizione parte dal presupposto che i centri acustici degli altoparlanti siano disposti lungo una linea verticale, perché altrimenti il diagramma di irradiazione risulterebbe deteriorato.



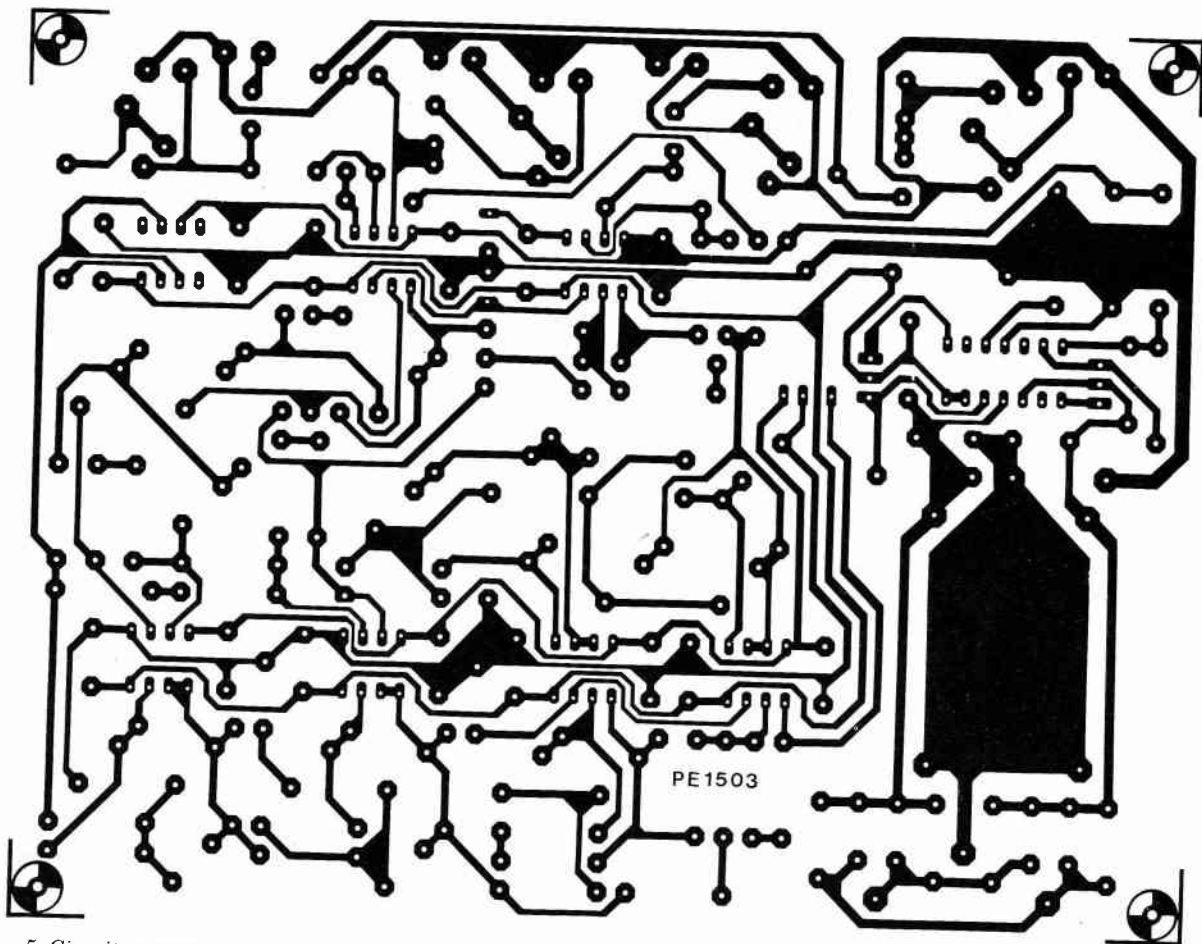


Figura 5. Circuito stampato scala 1:1.

Una rete pratica

In una rete pratica non è possibile (almeno con un numero accettabile di componenti) simulare qualsiasi comportamento in fase con l'aiuto di un circuito di ritardo.

Le reti passa-tutto presentano alcune interessanti proprietà:

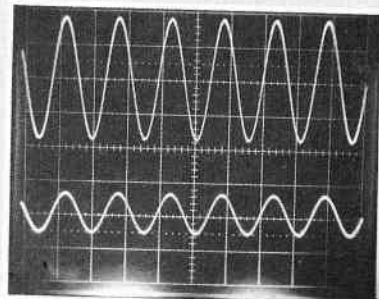
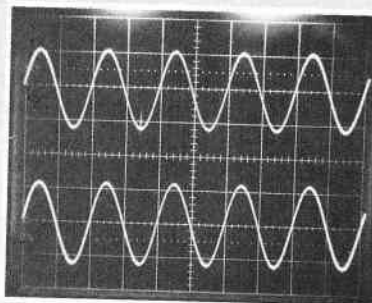
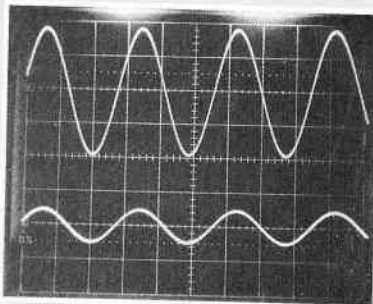
(a) causano uno sfasamento, ma nessuna attenuazione del segnale, entro una determinata banda di frequenza;

(b) questo sfasamento è doppio di quello causato da un filtro del medesimo ordine.

Da quanto detto risulta evidente che la sezione passa-basso deve avere un or-

dine pari, cioè deve essere del secondo, del quarto o del sesto ordine. Nel nostro caso, sono utilizzati filtri del quarto ordine perché hanno una sufficiente pendenza ai limiti della banda ed evitano di complicare inutilmente il circuito.

Come tutte le reti del quarto ordine, anche questa consiste in due filtri del secondo ordine, collegati in cascata.



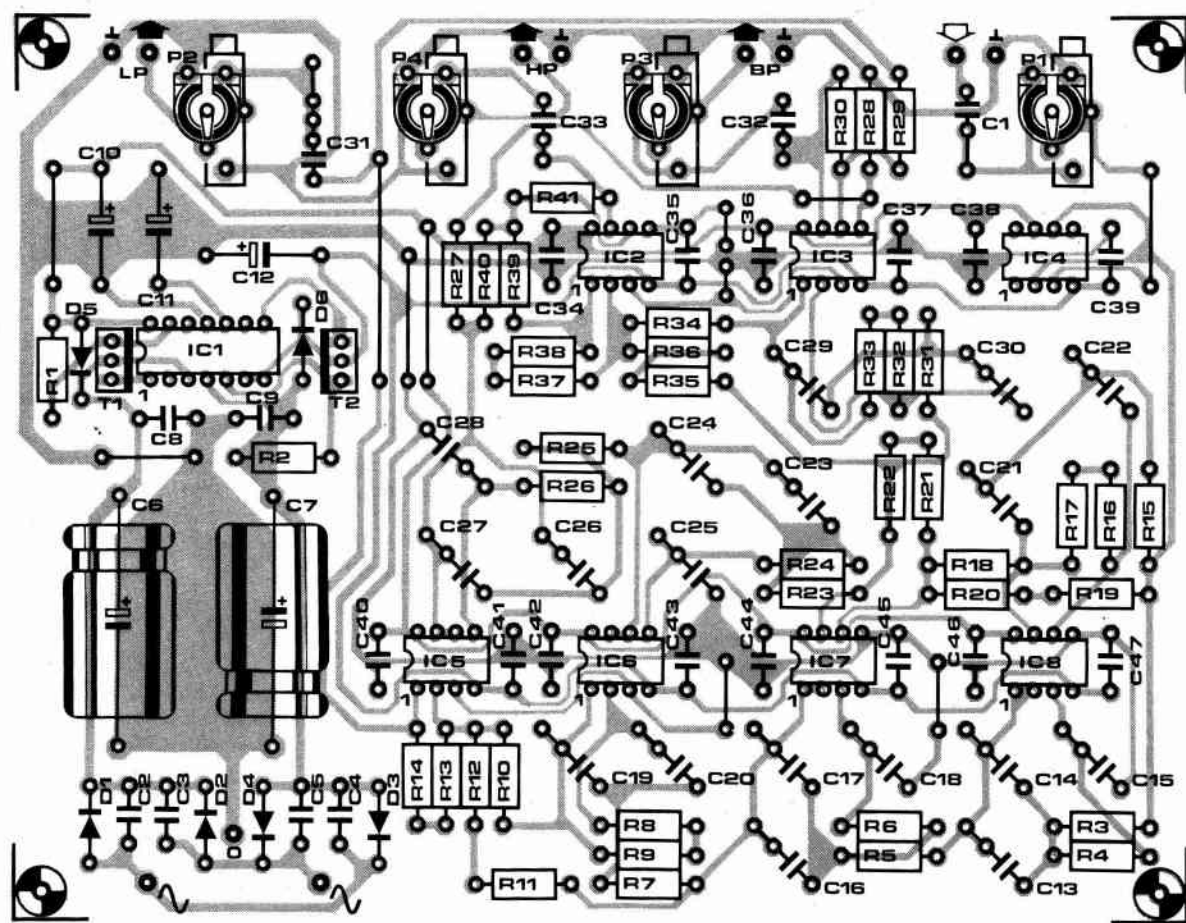


Figura 6. Disposizione dei componenti.

Per gli scopi richiesti, questi filtri dovrebbero essere identici, per garantire che il comportamento in fase della rete passa-tutto sia lo stesso di quello del filtro.

Si è riscontrato che il filtro di Linkwitz-Riley (Butterworth quadratico) è perfettamente adatto per il nostro circuito, in quanto permette di progettare un passa-tutto piuttosto semplice con soli due amplificatori operazionali.

Il circuito risultante presenta esattamente lo stesso comportamento in fase di un filtro passa-basso Linkwitz del quarto ordine.

Facciamo notare che le frequenze di cross-over corrispondono ai punti a -6 dB (come in tutti i filtri Linkwitz) poiché non c'è sfasamento tra i due canali.

La caratteristica ampiezza/frequenza di questi circuiti è mostrata in Figura 3, mentre le tre fotografie illustrano il tipico comportamento della rete.

Queste foto mostrano la tensione

d'uscita ai terminali di bassa e media frequenza: (a) leggermente al di sotto del punto di cross-over, (b) in corrispondenza al punto di cross-over e (c) leggermente al di sopra del punto di cross-over. Non si rileva assolutamente nessuna differenza di fase tra i due segnali.

Descrizione del circuito

Nello schema elettrico di Figura 4, l'amplificatore operazionale A1 viene utilizzato come buffer tra il segnale d'ingresso ed il filtro vero e proprio. Se necessario, il segnale d'ingresso può essere attenuato con P1; il guadagno totale del circuito è unitario.

Il filtro passa-basso è basato su A2 ed A3, mentre il relativo filtro passa-tutto è basato su A6 ed A7. L'attenuazione dovuta al filtro passa-banda A6 è compensata da A7.

La sezione passa-basso per le medie frequenze è formata da A8 ed A9.

Qui sono necessari due filtri passa-tutto identici: A4-A5 nella sezione bassa ed A11-A12 nella sezione alta.

Il filtro passa-basso è così completo.

Per la sezione delle frequenze intermedie, il segnale d'uscita di A5 deve essere sottratto da quello di A9: questo compito è svolto da A10.

Alla fine, il segnale d'uscita di A9 viene sottratto ancora una volta da quello di A12, mediante A13. La funzione del filtro passa-alto è così completa.

Successivamente, le tre uscite della rete vengono applicate a potenziometri trimmer che permettono di adattare ciascuna di esse al rendimento dell'altoparlante collegato. La qualità dell'alimentazione è pari a quella dello stesso circuito di cross-over. L'integrato IC1 è un regolatore di tensione che, unitamente a due transistori in serie esterni, fornisce due tensioni d'uscita simmetriche. I diodi D5 e D6 garantiscono che il regolatore non subisca danni quando il dispositivo viene spento.

Bibliografia

1. S.Lipshitz & J.Vanderkooy
A family of linear phase crossover networks of high, slope derived by time delay (Una famiglia di filtri cross-over a fase lineare, ad alta pendenza, derivati mediante ritardo) Journal of the Audio Engineering Society, Gen/Febb 1983

2. S.Lipshitz & J.Vanderkooy
Is phase linearization of loudspeaker cross-over networks possible by time offset and equalization? (È possibile linearizzare la fase dei cross-over per altoparlanti mediante ritardo ed equalizzazione?) JAES, Dic.1984

3. S.Lipshitz & J.Vanderkooy
Use of frequency overlap and equalization to produce high-slope linear-phase loudspeaker cross-over networks (Utilizzo della sovrapposizione di frequenza e dell'equalizzazione per produrre cross-over per altoparlanti a fase lineare ed alta pendenza) JAES, Marzo 1985

Elenco componenti**Semiconduttori**

D1-D6: 1N4001
T1: BD139
T2: BD140
IC1: LM 325
IC2, IC3, IC5-IC8: TL072, NE5532, LF353, LM883, OP215
IC4: TL071, NE5534, LF356, OP27, OP15

Resistori

R1, R2: 1,5 kΩ J
R3-R9, R15-R17, R23-R26, R31-R33: 22,5 kΩ F
R10-R14, R18-R22, R27-R30, R34-R41: 10 kΩ F
P1: trimmer cermet da 47 kΩ J
P2-P4: trimmer cermet da 25 kΩ J

Condensatori

C1: 1,0 μF, dielettrico plastico
C2-C5: 22 nF, ceramici
C6, C7: 1000 μF, 25 V, elettrolitici
C8, C9, C34-C47: 100 nF, ceramici
C10-C12, C21, C22: 10 nF, 2,5%, polipropilene
C19, C20, C23-C30: 1,0 nF, 2,5%, polipropilene
C31: 2,2 μF, dielettrico plastico
C32, C33: 470 nF, dielettrico plastico

Costruzione

La rete verrà opportunamente montata sul circuito stampato illustrato in Figura 5. I valori dei componenti forniti nell'elenco si riferiscono a frequenze di cross-over di 500 e 5000 Hz.

Se le frequenze fossero diverse, calcolare i componenti con l'aiuto delle formule di Linkwitz (riferimento 4).

In alcune posizioni si vedono condensatori montati in parallelo e resistori in serie: abbiamo fatto così per utilizzare il maggior numero possibile di componenti dello stesso valore. Come al solito, la scelta dei condensatori è determinata principalmente dal loro fattore di perdita e dal costo: dovrebbe cadere sui tipi a dielettrico plastico.

Avrete notato che ogni circuito stampato ha il proprio regolatore integrato: è una soluzione opportuna quando il circuito è montato direttamente nella cassa acustica degli altoparlanti.

L'impedenza alle uscite della rete, a seconda della posizione dei trimmer, ha il valore massimo di 12 kΩ. Poiché questa potrebbe risultare piuttosto elevata

per alcuni stadi d'uscita, il valore dei trimmer può essere ridotto a 5 kΩ, con il risultato di una massima impedenza d'uscita di 2,5 kΩ. Facendo questo, il valore di C31 dovrà essere aumentato a 4,7 μF. Una pratica regola empirica stabilisce che l'impedenza d'ingresso dello stadio d'uscita deve essere almeno 10 volte l'impedenza d'uscita della rete.

Il circuito stampato può essere utilizzato anche per costruire una rete a due vie, nel qual caso si potranno tralasciare i seguenti componenti: IC2, IC5, IC6, R7-R14, R23-R26, R31-R41, C19, C20, C23-C30, C33 e P4.

Inoltre, dovrà essere montato un ponticello tra il piedino 1 di A3 ed un altro tra i piedini 7 di A7 e C32. ■

Il circuito stampato di questo progetto può essere richiesto al Gruppo Editoriale JCE citando il riferimento PE 1503 al costo di L. 22.300 più spese di spedizione. Vedere istruzioni a pagina 6.

AVVISO IMPORTANTE AI FUTURI ABBONATI

Se desiderate
accelerare
il vostro
abbonamento
spedite
la richiesta
per posta,
allegando un

ASSEGNO BANCARIO

NON TRASFERIBILE

intestato a:

Gruppo Editoriale
JCE