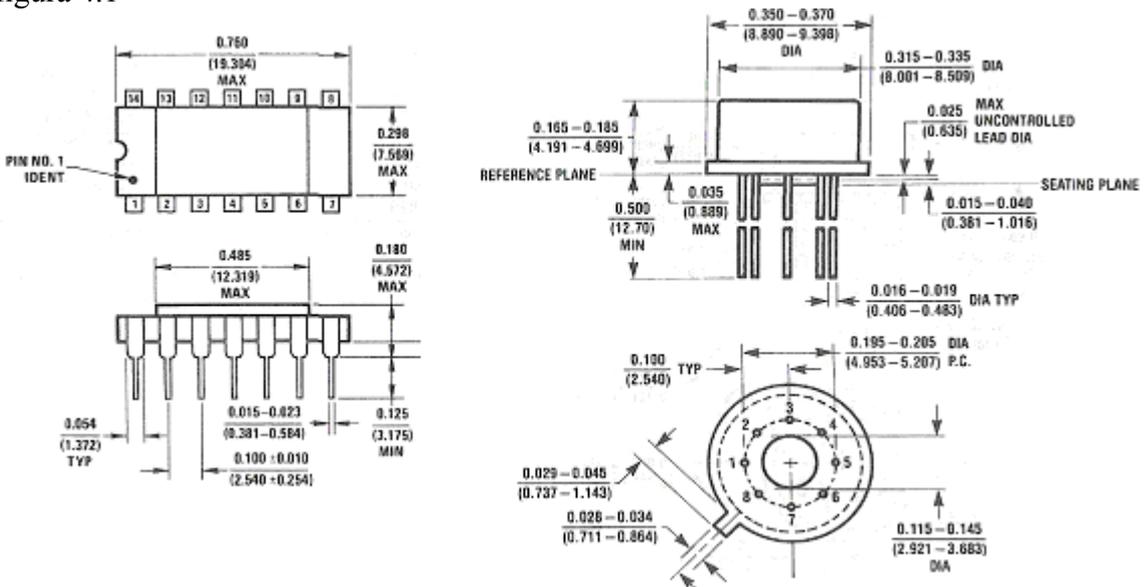


Cap. 4 I circuiti integrati analogici

4.1 Generalità

Sotto il nome di circuiti integrati analogici è catalogata una vastissima serie di componenti elettronici attivi; questi componenti sono formati da un insieme di semiconduttori e resistori che formano particolari circuiti funzionalmente completi. Ciascun circuito integrato può essere formato, sia da poche unità di semiconduttori, sia da diverse decine di queste unità, il tutto racchiuso sempre in contenitori aventi delle dimensioni molto ridotte.

Un esempio d'ingombro di due circuiti integrati analogici è mostrato in figura 4.1.
figura 4.1

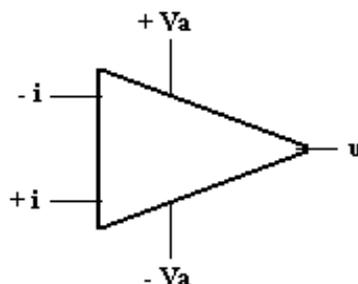


I circuiti integrati sono costruiti per funzionare con tensioni continue d'alimentazione in un ampio campo di valori e posseggono caratteristiche funzionali diverse, si da soddisfare le più avanzate esigenze dei progettisti di sistemi elettronici.

Con i circuiti integrati analogici si possono realizzare amplificatori, rivelatori, limitatori, comparatori, generatori di funzioni, filtri attivi, accoppiatori, alimentatori, oscillatori e quant'altro pensabile nell'ambito della progettazione elettronica; tutto in un esteso campo di frequenze e di consumi da selezionarsi, in base alle necessità, sui cataloghi specializzati editi dalle diverse case costruttrici.

Il simbolo grafico che contraddistingue la maggior parte dei circuiti integrati analogici è riportato in figura 4.2; in essa sono mostrati i terminali d'alimentazione in c.c. con i segni (+ V_a) e (- V_a), i due terminali d'ingresso (+ i) e (- i) e con il segno (u) il terminale d'uscita; i cinque terminali sono individuati dai segni indicati, personalizzati per questa descrizione, al solo scopo di rendere la topografia del disegno il più vicino possibile agli schemi di catalogo. Alcuni circuiti integrati utilizzano altri terminali, oltre a quelli citati, per particolari compensazioni dei circuiti stessi.

figura 4.2



I circuiti integrati studiati per essere impiegati in strutture d'amplificazione sono caratterizzati da una serie di parametri che qui di seguito andiamo ad elencare ed a commentare; per far ciò utilizzeremo un vecchio pilastro della specie, il tipo LM741 che, nel piccolo contenitore, integra 20 transistori e 12 resistori collegati tra loro secondo uno schema elettrico particolare:

Valori massimi di alcuni parametri:

Tensione d'alimentazione = $+22\text{V}$, -22V (da collegare ai terminali $+V_a$ e $-V_a$)

Potenza dissipabile = 500 mW (valore che subordina il carico da collegare all'uscita)

Tensione differenziale d'ingresso = $\pm 30\text{ V}$ (livello segnali applicati contemporaneamente ai due ingressi)

Tensione applicabile a ciascun ingresso = $\pm 15\text{ V}$ (livello massimo del picco del segnale)

Durata al corto circuito del terminale d'uscita = continua (è una caratteristica di sicurezza)

Temperatura di lavoro = da -55°C a 125°C

Valori tipici di alcuni parametri:

Resistenza d'ingresso minima = 0.3 Mohm (riferita al $+i$ a guadagno libero in assenza di controreazione)

Guadagno di tensione = 50000 volte - pari a 94 dB - (guadagno libero in assenza di controreazione)

Dinamica del segnale in uscita = $\pm 14\text{ V}$ (massimo segnale prelevabile all'uscita su di un carico di 10 Kohm)

Corrente di alimentazione = 1.7 mA (corrente richiesta per il funzionamento, sia sul $+V_a$ che sul $-V_a$)

Reiezione delle eventuali componenti ondulatorie nella rete d'alimentazione = 96 dB

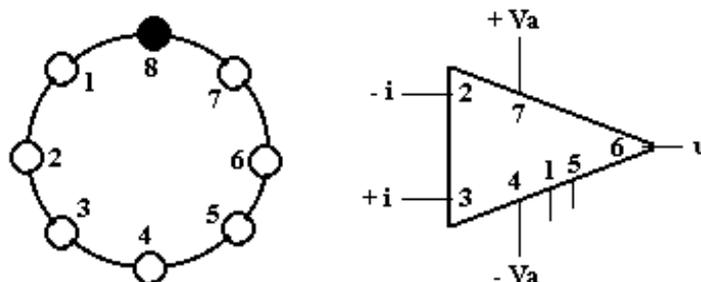
Banda di lavoro = dalla corrente continua a 1.5 MHz (dato a guadagno libero)

Tensione di fuori zero d'ingresso = 6 mV (se non compensata si comporta come un segnale d'ingresso)

Il circuito integrato LM741, del quale abbiamo esposto le caratteristiche salienti, è dotato di due terminali ausiliari per la compensazione della tensione continua di fuori zero (di questa particolarità sarà trattato in seguito in alcuni esempi di progetti).

A titolo indicativo riportiamo in figura 4.3 la disposizione dei piedini nel contenitore di LM741 e la numerazione nel simbolo grafico; la vista dei piedini è dal lato saldature, il piedino nero ha un dentino di riconoscimento, i piedini 1 e 5 sono destinati al circuito di compensazione.

figura 4.3



Il piedino + i (numero 3) è un ingresso, detto non invertente; i segnali applicati in esso si trovano in fase con i segnali d'uscita al piedino u (numero 6).

Il piedino - i (numero 2) è un ingresso, detto invertente; i segnali applicati in esso si trovano in opposizione di fase con i segnali d'uscita al piedino u (numero 6).

I piedini +Va (numero 7), -Va (numero 4) sono rispettivamente i terminali d'alimentazione positiva e negativa.

I piedini (numero 1), (numero 5) sono impiegati, non necessariamente in tutte le applicazioni, per la compensazione del punto di lavoro d'uscita.

I circuiti integrati studiati come amplificatori, detti anche microamplificatori, sono disponibili sul mercato in una vasta gamma di tipi, ciascuno caratterizzato da parametri distintivi che ne specializzano l'impiego in base alle esigenze del progettista.

Dato che non è possibile la costruzione di un microamplificatore "universale", tale che possa racchiudere tutte le migliori e possibili caratteristiche funzionali, la scelta del produttore per l'ottimizzazione di una serie di parametri ne penalizzerà altri. Un esempio fra tutti; un circuito integrato a bassissimo consumo, necessario ad esempio per apparecchiature mobili, non consentirà di ottenere amplificatori per frequenze elevate. Per queste ed altre ragioni le tipologie dei microamplificatori sono, di massima, divise come segue:

- A basso consumo (per apparecchiature portatili ad elevata autonomia)
- A bassa frequenza (per frequenze inferiori a 2 MHz)
- Ad alta frequenza (per frequenze superiori a 2 MHz)
- A larga banda di lavoro (per applicazioni varie)
- Ad alta velocità di risposta (per il trattamento d'impulsi)
- A basso rumore elettronico (per circuiti d'amplificazione speciali)
- Per corrente continua (per circuiti in cui sia richiesta una bassissima deriva di tensione c.c.)
- Per apparecchiature elettromedicali (con elevatissimi isolamenti tra ingressi ed uscite)
- Di precisione (per circuiti operazionali)
- Ad elevata impedenza d'ingresso (per applicazioni varie)
- Per apparecchiature di precisione (con parametri garantiti entro tolleranze molto strette)
- Per impieghi in circuiti audio (per medie potenze)
- Per impieghi in circuiti video (per buone velocità a costi contenuti)
- Per impiego come comparatori (di media ed elevata precisione di comparazione)
- Per impiego come campionatori di segnali (applicazioni speciali)
- In contenitori che alloggiavano un singolo microamplificatore (singoli)
- In contenitori che alloggiavano due microamplificatori (duali)
- In contenitori che alloggiavano quattro microamplificatori (quadrupli)
- In contenitori circolari
- In contenitori con due file di piedini in linea
- In contenitori con terminali a filo a saldatura ordinaria
- In contenitori con terminali per montaggio superficiale

Per avere un'idea sul numero dei modelli di circuiti integrati prodotti da una delle case costruttrici più importanti si evidenzia che il Databook di illustrazione ne elenca oltre 300 tipi.

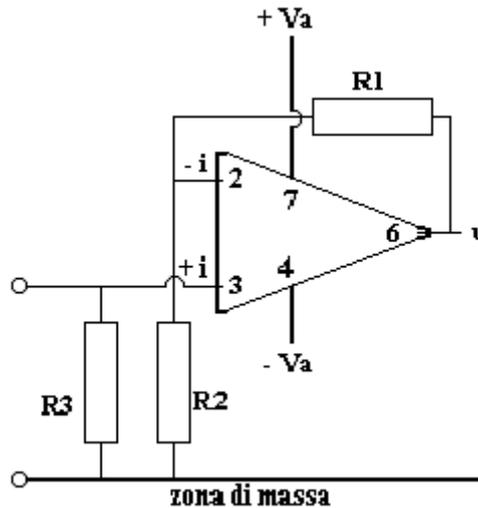
I circuiti integrati analogici, generalmente, necessitano di una circuitazione ausiliaria che consente il loro impiego nelle più diverse applicazioni; nel prosieguo del capitolo studieremo e dimensioneremo, caso per caso, tale circuitazione per ottenere dei dispositivi elettronici finiti.

I circuiti integrati, salvo qualche rara eccezione, sono alimentati con tensioni contenute entro qualche decina di volt, contrariamente ai transistori che hanno invece tensioni di lavoro che superano le centinaia di volt.

4.2 Sul calcolo del guadagno di un microamplificatore

Uno schema elettrico che mostra il più semplice impiego di un circuito integrato è tracciato in figura 4.4, in essa è riportato un microamplificatore generico collegato come amplificatore di segnali.

figura 4.4



Prima di procedere alla descrizione dello schema dobbiamo precisare:

Le tensioni di alimentazione $+V_a$ e $-V_a$ devono essere applicate rispetto alla zona di massa.

Il microamplificatore ha un guadagno libero tipico molto elevato, sia per le tensioni continue che per i segnali alternati.

Il guadagno libero dell'integrato, se il circuito non è dotato di idonei componenti esterni, a causa delle inevitabili tensioni continue intrinseche d'ingresso, anche se molto piccole, provoca la saturazione dell'uscita rendendo inutilizzabile il microamplificatore.

Ciò premesso andiamo ad illustrare i componenti ausiliari necessari per il funzionamento dell'integrato:

La resistenza R_1 , che ha il duplice scopo di:

Creare un ramo di controreazione tra l'uscita (u) e l'ingresso invertente ($-i$) in modo da non lasciare l'integrato a guadagno libero ed evitare la saturazione dello stesso.

Assegnare, mediante il ramo stesso di controreazione e la resistenza R_2 , il guadagno del circuito così come necessario.

La resistenza R_3 , che ha il compito di chiudere a massa l'ingresso non invertente, ($+i$), per consentire, sia la corretta alimentazione dell'integrato, sia di non lasciare aperto l'ingresso stesso.

Con la resistenza R_1 di controreazione l'ingresso ($-i$) diventa un punto a bassissima impedenza che, come avremo modo di vedere in seguito, sarà fondamentale per moltissime applicazioni. Il valore di R_3 in parallelo alla resistenza di ($+i$) dell'integrato determina la resistenza d'ingresso di tutto il circuito.

La rete completa di controreazione, formata da R_1 ed R_2 , stabilisce il guadagno di amplificazione del circuito secondo l'espressione:

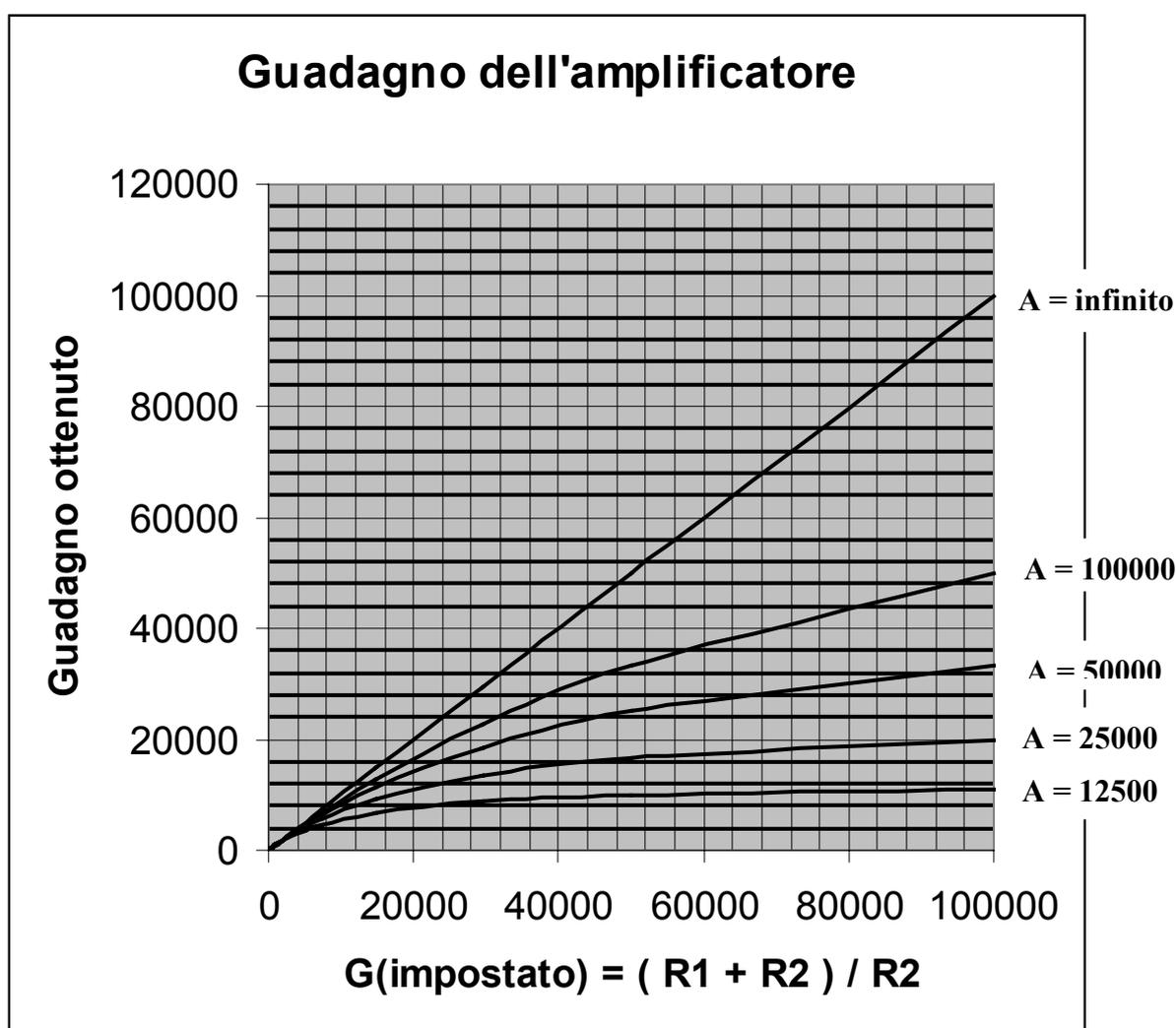
$$G = 1 / \{ [1 / A] + 1 / [(R1 + R2) / R2] \}$$

dove A è il valore del guadagno libero dell'integrato

Come si evince dall'espressione sopra riportata il guadagno dell'amplificatore non dipende soltanto da R1 ed R2 ma anche dal guadagno libero A, ciò impone al progettista alcune attenzioni nel dimensionamento della rete di controreazione che dovrà essere valutata, sia in base al guadagno voluto, sia in funzione di A.

Il grafico di figura 4.5 mostra come varia G in dipendenza, sia del rapporto $(R1 + R2) / R2$, sia del valore del parametro A; dall'osservazione del grafico possiamo trarre le seguenti indicazioni:

figura 4.5



Nell'ipotesi ideale che l'integrato abbia un guadagno A infinitamente grande, il tracciato più alto mostra che tanto sarebbe il guadagno impostato mediante il dimensionamento di R1 ed R2 e altrettanto sarebbe il guadagno ottenuto dall'amplificatore.

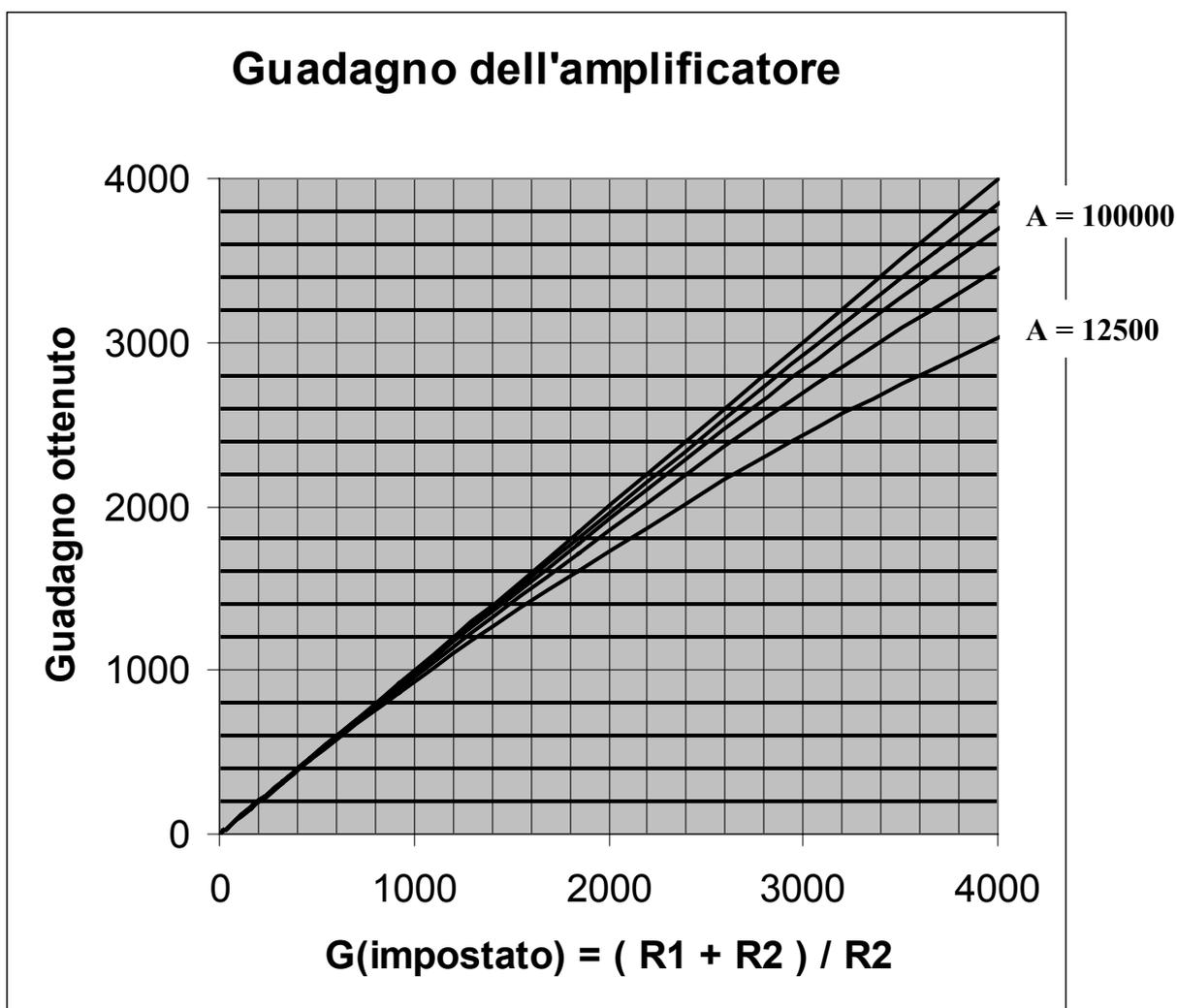
Nell'ipotesi reale che l'integrato abbia un guadagno A = 100000 volte, il secondo tracciato dall'alto mostra che un guadagno G = 40000 volte, impostato mediante il dimensionamento di R1 ed R2, porta ad un guadagno effettivo dell'amplificatore di circa 28000 volte.

Nell'ipotesi reale che l'integrato abbia un guadagno $A = 50000$ volte, il terzo tracciato dall'alto mostra che un guadagno $G = 40000$ volte, impostato mediante il dimensionamento di $R1$ ed $R2$, porta ad un guadagno effettivo dell'amplificatore di circa 23000 volte.

Dall'esame dei dati ricavati dalle curve di figura 4.5 emerge chiaramente come il guadagno dell'amplificatore, ottenuto con la rete di controreazione $R1$, $R2$, sia fortemente subordinato al valore del guadagno libero A , e che, essendo A un parametro molto variabile, così come mostrano le caratteristiche dei circuiti integrati, non sia possibile, su questa strada, precalcolare con precisione il guadagno di un amplificatore.

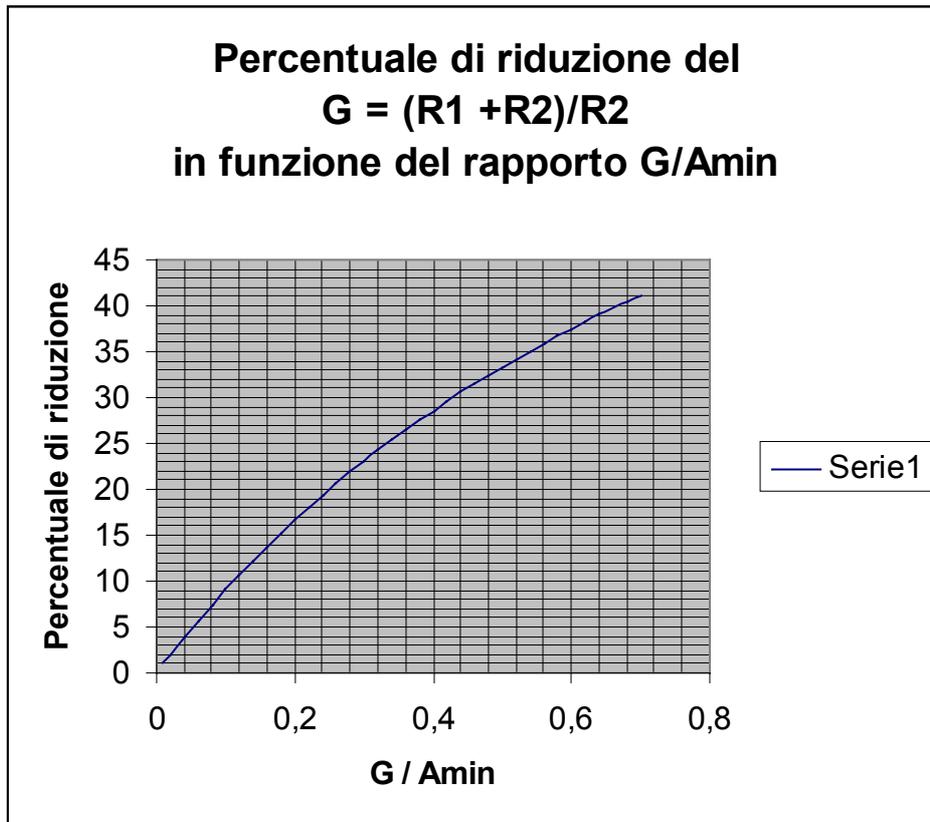
Un esame attento dei grafici di figura 4.5 mostra che nella zona dove G varia da 0 a 4000 le curve sono più vicine tra loro e di conseguenza l'effetto della variazione di A è meno sentito; espandendo le curve di figura 4.5 in questa zona si ottiene l'insieme di curve riportate in figura 4.6.

figura 4.6



Questi nuovi grafici mostrano che per valori di $G < 1000$ l'influenza del valore di A è molto contenuta, infatti, ad esempio, per G impostato = 400 il guadagno ottenuto è quasi coincidente con quello impostato per qualsiasi valore dovesse assumere A nel campo compreso tra 12500 e 100000. Da quanto abbiamo visto la determinazione precisa del guadagno dell'amplificatore non è cosa facile; un metodo pratico di calcolo è attuabile mediante l'impiego del grafico di figura 4.7.

figura 4.7



Il grafico consente di calcolare l'errore percentuale di riduzione che subisce il valore precalcolato di $G = (R1 + R2)/R2$ a causa dell'entità del guadagno libero A minimo.

Dato che in qualsiasi circuito integrato il valore di A minimo è garantito dal costruttore, il calcolo porta a stabilire la percentuale d'errore massima, dopo di che, tanto più sarà elevato il valore di A tanto minore sarà la percentuale di riduzione rispetto a quella accettata.

Un esempio aiuterà a comprendere questa insolita ma comoda procedura:

Si voglia definire il guadagno di un amplificatore controeazionato affinché il valore di G sia pari a 100 volte (40 dB) e si accetti un errore su tale valore del -10%.

Definizione delle tolleranze sul guadagno:

Essendo

$$G = 100 \text{ volte (40 dB)}$$

un errore su tale valore del -10%

porterà ad una variazione da

un minimo di 90 volte (39 dB) al massimo di 100 volte (40 dB).

Impostazione del primo dato sul diagramma di figura 4.7:

Sulle ordinate si individua la percentuale di decremento voluta = 10 %

Determinazione del rapporto G/A min:

Partendo dall'ordinata 10% s'incontra la curva nel punto p, tracciando la perpendicolare sull'asse delle ascisse si trova il valore

$$G / A \text{ min} = 0.11$$

Calcolo del valore A min necessario:

Essendo $G / A \text{ min} = 0.11$

sarà $A = G / 0.11 = 100 / 0.11 = 909 \text{ volte}$

Ricerca del circuito integrato:

Con il valore di A minimo calcolato: A min = 909 volte (circa 60 dB) possiamo cercare sui cataloghi dei circuiti integrati quel tipo che soddisfa alle nostre esigenze. Naturalmente la ricerca deve essere fatta tenendo presente la frequenza alla quale si vuol fare lavorare il microcircuito.

Calcolo del partitore R1, R2:

Il calcolo del partitore di controreazione deve essere svolto secondo l'espressione:

$$G = (R1 + R2) / R2$$

nella quale ponendo R1 = 100000 ohm, valore accettabile come carico d'uscita di un microamplificatore, si ha:

$$R2 = R1 / (G - 1) = 100000 \text{ ohm} / (100 - 1) = 1010 \text{ ohm (da arrotondare a 1000 ohm)}$$

4.2.1 Come verificare le tolleranze sul guadagno di un circuito con microamplificatore

Un problema inverso rispetto a quello risolto nel paragrafo 4.2 si riscontra quando, dato un circuito amplificatore, si debba sostituire il circuito integrato esistente con un tipo diverso; in questo caso è ovviamente già stabilito il guadagno dovuto alla rete di controreazione e ci si pone il quesito di quale sarà il massimo decremento percentuale di detto guadagno una volta sostituito l'integrato che, senza dubbio, avrà un valore di A_{min} diverso dall'integrato originale.

Vediamo con un esempio come risolvere il problema.

Sia dato un amplificatore con le seguenti caratteristiche:

Frequenza di lavoro 1.7 MHz

Guadagno in base alla rete di controreazione $G = (R1 + R2) / R2 = 450$

In esso si debba sostituire l'integrato guasto con un tipo disponibile, diverso dall'originale, avente:

$A_{min} = 1300$ alla frequenza di 2 MHz

Calcolare il valore minimo del guadagno con il nuovo integrato

Determinazione del rapporto G/A_{min} :

Il rapporto tra il guadagno G , esistente, ed A_{min} del nuovo integrato è

$$G / A_{min} = 450 / 1300 = 0.346$$

Ricerca della percentuale d'errore:

Con riferimento al grafico di figura 4.7 si cerca sulle ascisse il valore di $G/A_{min} = 0.346$, alzando la perpendicolare da questo punto s'incontra un punto della curva al quale corrisponde un'ordinata pari al 25 %; questa è la massima percentuale di decremento del guadagno.

Calcolo del massimo decremento del guadagno:

Con la percentuale ricavata al punto precedente valutiamo il massimo decremento del guadagno:

$$\text{Decremento max di } G = (25/100) * G = 0.25 * 450 = 112.5$$

Calcolo della massima variazione del guadagno:

Il guadagno potrà variare dal minimo valore di:

$$G_{min} = 450 - 112.5 = 337.5$$

al massimo di

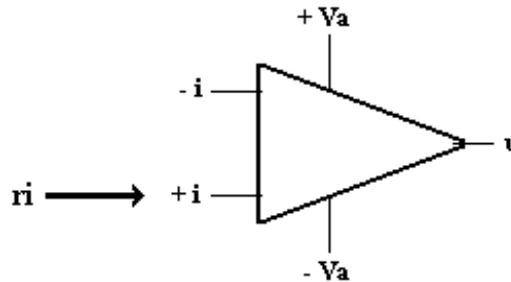
$$G_{max} = 450$$

4.3 La resistenza d'ingresso dei microamplificatori

La resistenza R_i d'ingresso di un microamplificatore sul terminale (+i) è subordinata al guadagno libero A ed alla rete di controreazione e , ovviamente, dalla resistenza r_i dell'ingresso (+i) e dalla resistenza di chiusura dell'ingresso (+i) verso massa.

I valori minimi di r_i , forniti dal costruttore, si riferiscono al circuito integrato privo di rete di controreazione, con il minimo valore del guadagno libero A , così come mostrato in figura 4.8.

figura 4.8



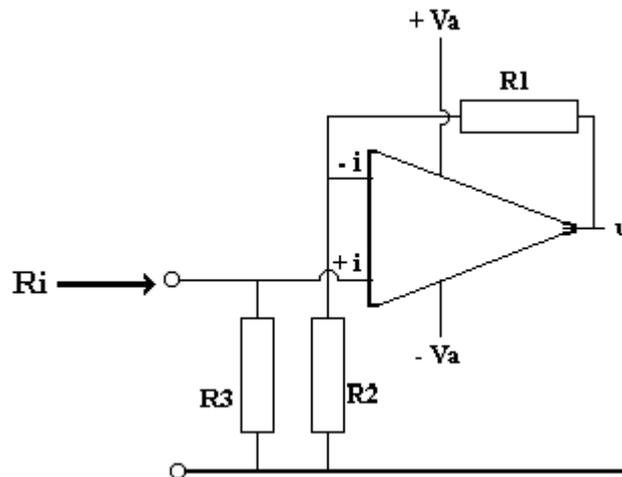
L'espressione che consente il calcolo della resistenza d'ingresso R_i in presenza dell'anello di controreazione, con la momentanea esclusione dal calcolo di R_3 , è data da:

$$R_i = (A / G) * r_i$$

dove $G = [(R_1 + R_2) / R_2]$

questa espressione fa riferimento al circuito integrato riportato in figura 4.9

figura 4.9



Dalla formula si comprende come il valore della resistenza d'ingresso R_i dipenda in proporzione diretta dai valori di r_i ed A ed in proporzione inversa da G . Ciò significa che: Tanto è maggiore il tasso di controreazione (valori di G piccoli), cioè la quantità di tensione retrocessa dall'uscita verso l'ingresso $-i$, tanto è maggiore il valore di R_i .

Tanto è minore il tasso di controreazione (valori di G elevati), cioè la quantità di tensione retrocessa dall'uscita verso l'ingresso $-i$, tanto è minore il valore di R_i .

Due esempi sono necessari per chiarire le idee:

Primo esempio

Sia da calcolare la resistenza d'ingresso R_i di un microamplificatore, collegato secondo il circuito di figura 4.9, utilizzando i seguenti dati:

Parametri forniti dal costruttore

$A_{min.} = 5000$

$r_i \text{ minima} = 15000 \text{ ohm}$

Parametri impostati per il progetto

$R_1 = 100000 \text{ ohm}$

$R_2 = 1000 \text{ ohm}$

$R_3 = 10 \text{ Mohm}$

Calcolo del guadagno G:

$$G = [(R_1 + R_2) / R_2] = (100000 \text{ ohm} + 1000 \text{ ohm}) / 1000 \text{ ohm} = 101 \text{ (40 dB)}$$

Calcolo di R_i :

Nel calcolo di R_i si trascura, momentaneamente, la presenza di R_3 e quindi:

$$R_i = (A / G) * r_i = (5000 / 101) * 15000 \text{ ohm} = 0.742 \text{ Mohm}$$

Calcolo di R_i con la presenza di R_3 :

La resistenza R_i effettiva deve tener conto di R_3 che si trova tra $+i$ e massa quindi:

$$R_i \text{ effettiva} = (R_i * R_3) / (R_i + R_3) = (0.742 \text{ M} * 10 \text{ M}) / (0.742 \text{ M} + 10 \text{ M}) = 0.69 \text{ Mohm}$$

Secondo esempio

Sia da calcolare la resistenza d'ingresso R_i di un microamplificatore, collegato secondo il circuito di figura 4.9, utilizzando i seguenti dati:

Parametri forniti dal costruttore

$A_{min.} = 5000$

$r_i \text{ minima} = 15000 \text{ ohm}$

Parametri impostati per il progetto

$R_1 = 47000 \text{ ohm}$

$R_2 = 1000 \text{ ohm}$

$R_3 = 10 \text{ Mohm}$

Calcolo del guadagno G:

$$G = [(R_1 + R_2) / R_2] = (47000 \text{ ohm} + 1000 \text{ ohm}) / 1000 \text{ ohm} = 48 \text{ (33.6 dB)}$$

Calcolo di Ri:

Nel calcolo di Ri si trascura, momentaneamente, la presenza di R3 e quindi:

$$R_i = (A / G) * r_i = (5000 / 48) * 15000 \text{ ohm} = 1.56 \text{ Mohm}$$

Calcolo di Ri con la presenza di R3:

La resistenza Ri effettiva deve tener conto di R3 che si trova tra +i e massa quindi:

$$R_i \text{ effettiva} = (R_i * R_3) / (R_i + R_3) = (1.56 \text{ M} * 10 \text{ M}) / (1.56 \text{ M} + 10 \text{ M}) = 1.3 \text{ Mohm}$$

Un confronto tra i valori di Ri calcolati nei due esempi conforta l'assunto:

Per $G = 101$ (40 dB) la Ri effettiva assume il valore $R_i = 0.69 \text{ Mohm}$

Per $G = 48$ (33.6 dB) la Ri effettiva assume il valore $R_i = 1.3 \text{ Mohm}$

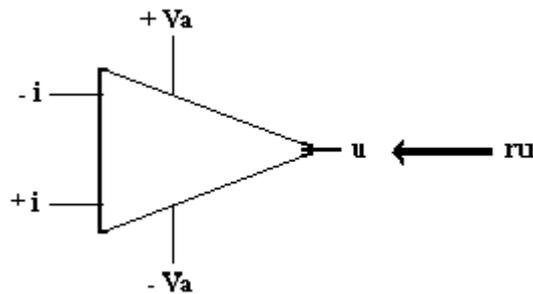
Quindi Ri s'incrementa con l'aumentare del tasso di controreazione, ovvero si riduce con l'aumentare di G.

4.4 La resistenza d'uscita dei microamplificatori

La resistenza R_u d'uscita di un microamplificatore sul terminale (u) è subordinata al guadagno libero A e dalla rete di controreazione e , ovviamente, dalla resistenza r_u dell'uscita (u).

I valori minimi di r_u , forniti dal costruttore, si riferiscono al circuito integrato privo di rete di controreazione, con il minimo valore del guadagno libero A , così come mostrato in figura 4.10.

figura 4.10



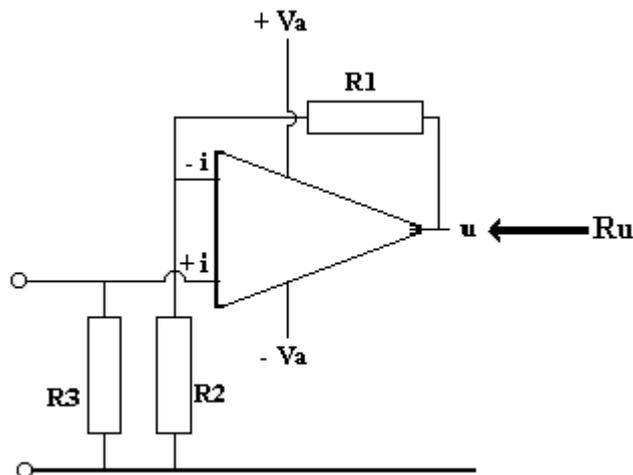
L'espressione che consente il calcolo della resistenza d'uscita R_u in presenza dell'anello di controreazione è data da:

$$R_u = (G / A) * r_u$$

dove $G = [(R1 + R2) / R2]$

questa espressione fa riferimento al circuito integrato riportato in figura 4.11

figura 4.11



Dalla formula si comprende come il valore della resistenza d'uscita R_u dipenda in proporzione inversa dal valore di A ed in proporzione diretta da r_u e da G . Ciò significa che:

Tanto è maggiore il tasso di controreazione (valori di G piccoli), cioè la quantità di tensione retrocessa dall'uscita verso l'ingresso $-i$, tanto è minore il valore di R_u

Tanto è minore il tasso di controreazione (valori di G elevati), cioè la quantità di tensione retrocessa dall'uscita verso l'ingresso $-i$, tanto è maggiore il valore di R_u

Due esempi sono necessari per chiarire le idee:

Primo esempio

Sia da calcolare la resistenza d'uscita R_u di un microamplificatore, collegato secondo il circuito di figura 4.11, utilizzando i seguenti dati:

Parametri forniti dal costruttore

$$A_{min.} = 5000$$

$$r_u \text{ minima} = 150 \text{ ohm}$$

Parametri impostati per il progetto

$$R_1 = 100000 \text{ ohm}$$

$$R_2 = 1000 \text{ ohm}$$

Calcolo del guadagno G :

$$G = [(R_1 + R_2) / R_2] = (100000 \text{ ohm} + 1000 \text{ ohm}) / 1000 \text{ ohm} = 101 \text{ (40 dB)}$$

Calcolo di R_u :

$$R_u = (G / A) * r_u = (101 / 5000) * 150 \text{ ohm} = 3.03 \text{ ohm}$$

Secondo esempio

Sia da calcolare la resistenza d'uscita R_u di un microamplificatore, collegato secondo il circuito di figura 4.11, utilizzando i seguenti dati:

Parametri forniti dal costruttore

$$A_{min.} = 5000$$

$$r_u \text{ minima} = 150 \text{ ohm}$$

Parametri impostati per il progetto

$$R_1 = 47000 \text{ ohm}$$

$$R_2 = 1000 \text{ ohm}$$

Calcolo del guadagno G :

$$G = [(R_1 + R_2) / R_2] = (47000 \text{ ohm} + 1000 \text{ ohm}) / 1000 \text{ ohm} = 48 \text{ (33.6 dB)}$$

Calcolo di R_u :

$$R_u = (G / A) * r_u = (48 / 5000) * 150 \text{ ohm} = 0.14 \text{ ohm}$$

Un confronto tra i valori di R_i calcolati nei due esempi conforta l'assunto:

Per $G = 101 \text{ (40 dB)}$ la R_u assume il valore $R_u = 3.03 \text{ ohm}$

Per $G = 48 \text{ (33.6 dB)}$ la R_u assume il valore $R_u = 0.14 \text{ ohm}$

Quindi R_u s'incrementa con il diminuire del tasso di controreazione, ovvero si riduce con il diminuire di G .

4.5 La dinamica d'uscita dei microamplificatori

La dinamica d'uscita dei microamplificatori è legata, così come per i transistori, alla tensione d'alimentazione; la differenza fondamentale tra i primi ed i secondi è dovuta al fatto che i circuiti integrati in assenza di segnale hanno, generalmente, l'uscita polarizzata a livello zero e possono variare, in presenza di segnale, sia dal livello zero "verso" il $+V_a$, sia dal livello zero "verso" il $-V_a$, ciò senza alcun calcolo per stabilire il punto ottimale di lavoro che consenta di sfruttare al massimo le tensioni d'alimentazione. Questa caratteristica semplifica notevolmente il calcolo della dinamica, che si limita ad interpretare i dati e le tolleranze imposte dal costruttore del microcircuito. Vediamo subito un esempio per l'interpretazione dei dati caratteristici esposti nel catalogo: Si prenda in esame l'integrato LM308; per questo dispositivo il costruttore indica:

Le massime tensioni d'alimentazione

$$\begin{aligned} +V_a &= +18 \text{ V} \\ -V_a &= -18 \text{ V} \end{aligned}$$

La minima e la tipica dinamica di funzionamento

$$V_{\text{picco (min)}} = \pm 13 \text{ V}$$

$$V_{\text{picco (tip)}} = \pm 14 \text{ V}$$

ottenibili con tensioni d'alimentazione di

$$\begin{aligned} +V_a &= +15 \text{ V} \\ -V_a &= -15 \text{ V} \end{aligned}$$

su di un carico $R_c = 10000 \text{ ohm}$

alla frequenza massima $f = 10000 \text{ Hz}$

L'interpretazione dei dati è la seguente:

Sulla tensione massima d'alimentazione applicabile:

Sarebbe opportuno non lavorare mai con i valori limite di $\pm 18 \text{ V}$ tenendo un margine di 1 volt su ciascuna tensione, lavorare cioè con $\pm 17 \text{ V}$.

Sulla dinamica dei segnali d'uscita:

Con una tensione d'alimentazione di $\pm 15 \text{ V}$ qualsiasi integrato di questo tipo è in grado di erogare certamente un segnale di $\pm 13 \text{ V}$ picco su $R_c = 10000 \text{ ohm}$, non è certo, invece, che tutti gli integrati siano in grado di erogare $\pm 14 \text{ V}$ picco; per questa ragione è opportuno contare su di una dinamica di $\pm 13 \text{ V}$ picco con 2V di margine rispetto alla tensione d'alimentazione.

Si può derogare dal margine di 2V soltanto provando alcuni integrati in laboratorio per scegliere tra loro quelli adatti a funzionare con un margine inferiore a 2V (questa procedura è generalmente sconsigliabile).

Sulle altre variabili che subordinano la dinamica:

I dati relativi alla dinamica indicati dal costruttore sono dipendenti, sia dalla frequenza dei segnali applicati, sia dall'entità del carico R_c ; infatti la dinamica della quale abbiamo trattato si può ottenere per $f = 10000 \text{ Hz}$ ed un carico $R_c = 10000 \text{ ohm}$; se la frequenza di lavoro supera i 10000 Hz e/o la resistenza di carico è inferiore a 10000 ohm la dinamica si riduce notevolmente. L'andamento della dinamica in funzione delle variabili citate è riportata in grafici, di facile interpretazione, disponibili nei fogli dati relativi all'integrato in esame. I dati ora riportati riguardano lo LM308, per caratteristiche diverse si dovrà cercare sui cataloghi il tipo più adatto.

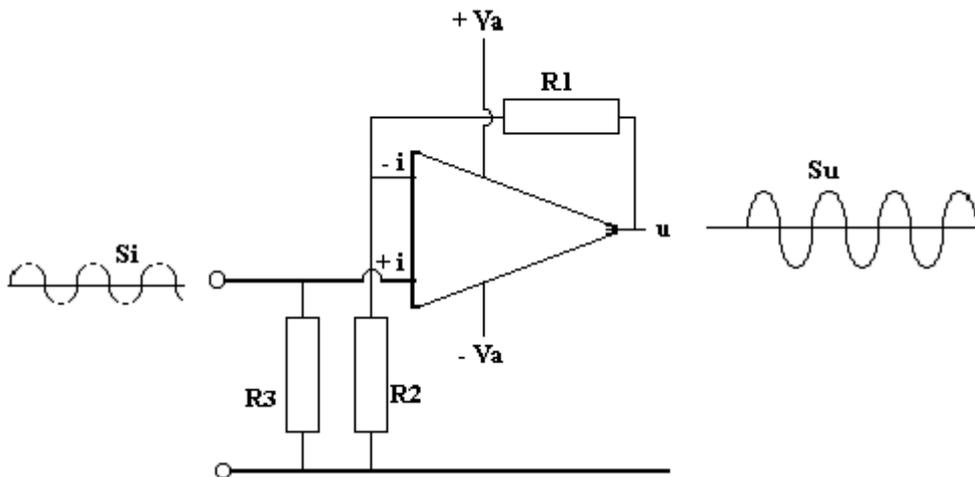
4.6 I modi di ingresso nei microamplificatori

I microamplificatori possono essere impiegati in due modi d'ingresso, l'uno che utilizza l'ingresso +i, l'altro che utilizza l'ingresso -i; per i segnali applicati all'ingresso +i si adotta una configurazione circuitale del tipo di quella visibile in figura 4.12; in questo caso i segnali S_i applicati vengono trasferiti in fase all'uscita (u) secondo l'amplificazione calcolabile con la nota espressione:

$$G = 1 / \{ [1 / A] + 1 / [(R1 + R2) / R2] \}$$

In questo caso la resistenza d'ingresso è calcolabile secondo quanto esposto nel paragrafo 4.3.

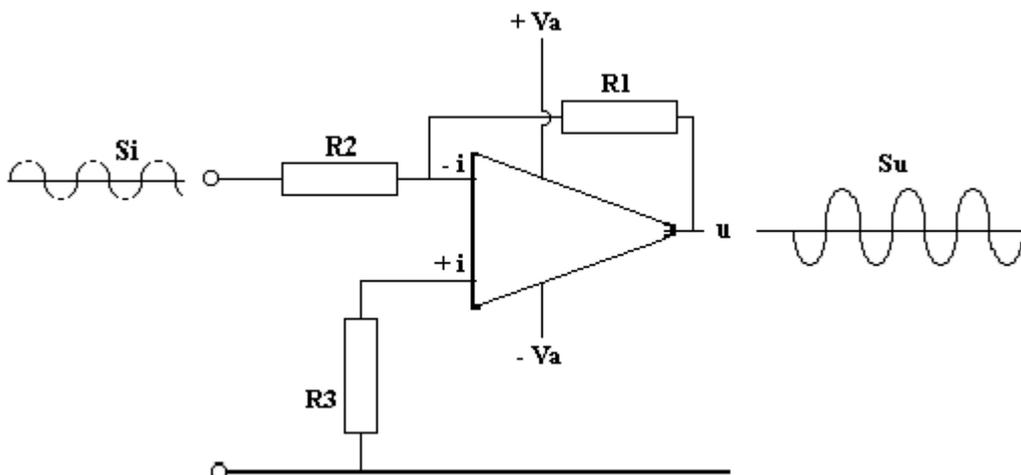
figura 4.12



Per la configurazione con ingresso su -i, mostrata in figura 4.13, i segnali sono applicati tra R2 e massa e vengono trasferiti all'uscita in opposizione di fase secondo l'amplificazione calcolabile con la nuova espressione:

$$G = 1 / [(1 / A) + 1 / (R1 / R2)]$$

figura 4.13



La nuova espressione del guadagno è valida sempre che sia $R2 \gg Rg$, dove con Rg s'identifica la resistenza del generatore di segnali.

In questo circuito il valore della resistenza d'ingresso coincide praticamente con il valore stesso di R_2 in virtù del fatto, già menzionato in precedenza, che la rete di controreazione porta il terminale -i del microamplificatore ad un valore di resistenza molto basso.

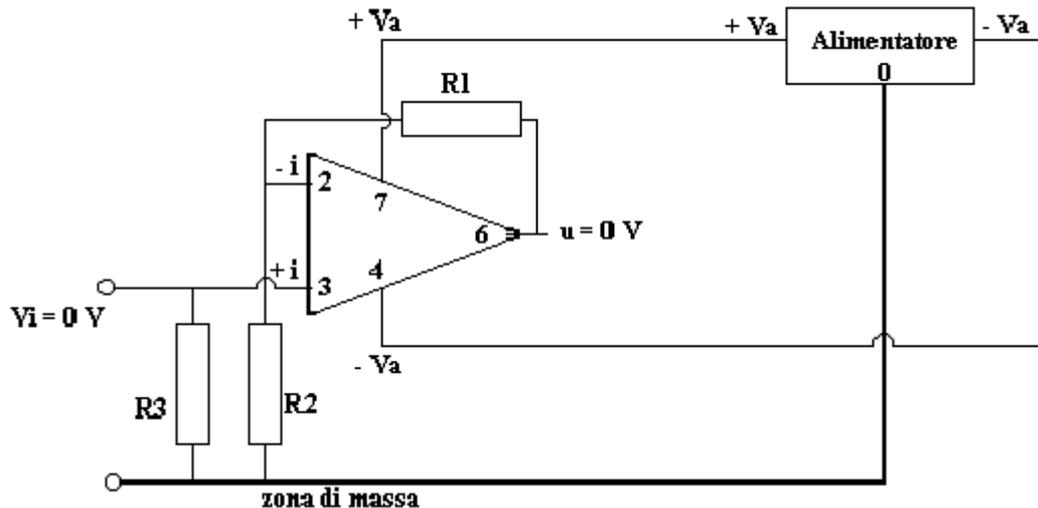
Nelle due configurazioni riportate nelle figure 4.12 e 4.13 i segnali applicati agli ingressi possono essere sia in corrente continua che in corrente alternata dato che nelle reti di controreazione non è presente alcun condensatore di separazione.

Il circuiti possono essere trasformati per amplificare segnali alternati aggiungendo in serie ad R_2 un condensatore d'isolamento così come sarà illustrato nel paragrafo 4.9.

4.7 Il fuori zero dei microamplificatori

Se un circuito potesse essere realizzato con un microamplificatore ideale, l'uscita (u) di quest'ultimo, in assenza di segnali d'ingresso, sarebbe polarizzata a livello di tensione zero così come è mostrato in figura 4.14.

figura 4.14



Nella figura è disegnato il microamplificatore ideale con la circuitazione ausiliaria ed il blocco di alimentazione che fornisce all'integrato le tensioni $+V_a$ e $-V_a$ rispetto a massa; in questo caso per tensione d'ingresso $V_i = 0V$, misurata tra il terminale (+ i) e la massa, la tensione d'uscita misurata tra il terminale (u) e la massa risulterebbe $V_u = 0V$.

In pratica però questa condizione non si verifica a causa della inevitabile tensione di “fuori zero” d'ingresso dovuta alla tecnologia costruttiva dell'integrato; la tensione è presente all'interno del microamplificatore e si comporta come un piccolo segnale in corrente continua che viene amplificato e modifica la condizione dell'uscita (u) che in tal caso non è più $V_u = 0$.

Un esempio numerico aiuta a comprendere il fenomeno; supponiamo che il circuito in figura 4.14 sia realizzato con il microamplificatore LM741 (citato nel paragrafo 4.1) e che la rete di controreazione attribuisca al circuito un guadagno di 100 volte (40 dB). Essendo la tensione di fuori zero d'ingresso dichiarata dal costruttore di 6 mV, questa verrà amplificata di 100 volte portando la tensione d'uscita al livello di:

$$V_u = G * V_i = 100 * 6 \text{ mV} = 600 \text{ mV}$$

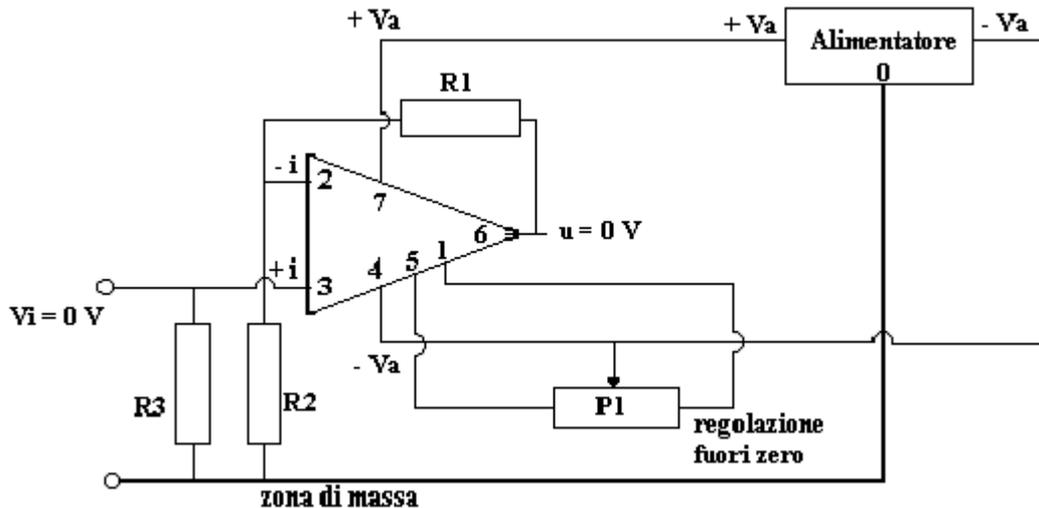
pur non avendo di fatto alcun segnale continuo esterno applicato all'ingresso del circuito.

Questa anomalia, in particolare per l'integrato LM741, è compensabile soltanto in piccola parte con il circuito di compensazione del fuori zero previsto per tale microamplificatore; quest'ultimo infatti è dotato di due terminali ai quali collegare opportunamente un resistore variabile con il quale, in sede di messa a punto del circuito in laboratorio, si può ridurre la tensione di fuori zero d'uscita.

Il circuito reale di amplificazione con la compensazione del fuori zero è riportato in figura 4.15; in essa si osserva il circuito di compensazione realizzato mediante il potenziometro P1 collegato ai terminali 1 e 5 dell'integrato e con il cursore alla tensione d'alimentazione $-V_a$.

Il problema della tensione di fuori zero d'ingresso riguarda, prevalentemente, gli amplificatori in corrente continua per i quali tale tensione rappresenta una seria questione; per questo tipo di amplificatori sono disponibili sul mercato circuiti integrati con tensioni di fuori zero d'ingresso dell'ordine di 20 μV , alcuni dotati di terminali di compensazione altri non compensabili.

figura 4.15



L'impiego del potenziometro di compensazione, per gli integrati per il quale ne è previsto l'uso, è indubbiamente utile se nell'insieme dell'apparato nel quale è inserito l'amplificatore compensato di figura 4.15 ne sono utilizzati un numero limitato; se invece il numero degli amplificatori richiesti dall'apparecchiatura fosse rilevante, la regolazione del fuori zero su ciascuno di essi sarebbe improponibile. In tal caso, necessariamente, dovrebbero essere utilizzati integrati a bassa tensione di fuori zero, tanto più che, essendo l'entità dei fenomeni di fuori zero dipendenti dalla temperatura, variabile peraltro da zona a zona dell'apparecchiatura, sarebbe un continuo rincorrere gli aggiustaggi dei vari amplificatori.

Un esempio di circuito integrato a bassa tensione di fuori zero, da impiegare nello schema elettrico di figura 4.14, è costituito dall'integrato OP07, la cui tensione di fuori zero d'ingresso è di soli 60 μV massimi; con questo componente la tensione di fuori zero d'uscita sarebbe di soli

$$V_u = G * V_i = 100 * 60 \mu\text{V} = 6 \text{ mV}$$

valore nei più dei casi irrilevante.

La tensione di fuori zero d'ingresso non è la sola componente che provoca il fuori zero all'uscita; gli integrati hanno anche la "corrente di fuori zero" e la corrente di polarizzazione d'ingresso, che fluiscono dall'interno verso l'esterno attraversando la resistenza R3 (si veda figura 4.14) provocando in essa una tensione spuria d'ingresso tra il terminale + i e massa; anche questa tensione deve essere valutata e, se necessario, compensata.

La compensazione eseguibile dall'esterno mediante P1 (figura 4.15) compensa l'effetto, sia della tensione, sia della corrente di fuori zero; quest'ultima peraltro è contenibile riducendo, per quanto è possibile, il valore di R3.

Si deve osservare che la riduzione del valore di R3 è utile per ridurre il fuori zero d'uscita dovuto alla corrente ma non è utile ai fini della riduzione della tensione interna di fuori zero d'ingresso.

Il problema generale del quale abbiamo trattato in questo paragrafo viene in parte ridimensionato nel caso del progetto di amplificatori in sola corrente alternata per i quali le sorgenti di fuori zero, pur essendo sempre presenti, non costituiscono più alcuna difficoltà; di questo aspetto ci occuperemo nel paragrafo successivo.

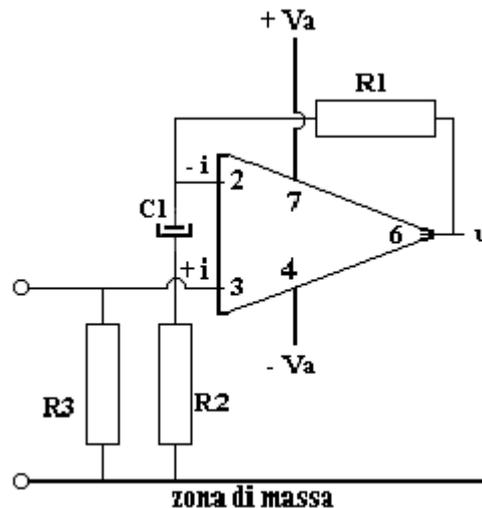
4.8 L'amplificatore in corrente alternata realizzato con microcircuiti

Nel paragrafo 4.2 abbiamo preso in esame il circuito di un microamplificatore del quale abbiamo evidenziato un guadagno libero elevato, sia per le tensioni continue che per i segnali alternati; questa caratteristica non sempre si adatta a qualsiasi valore di guadagno determinato dalla rete di controreazione. In un circuito di amplificazione (si veda figura 4.14) la tensione di fuori zero d'ingresso di un microamplificatore, se non compensata, si comporta come un segnale e come tale compare all'uscita amplificata, questa tensione, se l'amplificatore è destinato a lavorare con segnali in corrente continua, non è tollerabile e deve essere eliminata o mediante compensazione o mediante la scelta di microcircuiti a bassa tensione di fuori zero.

Se invece l'amplificatore è destinato a lavorare soltanto con segnali alternati si possono creare due circuiti di controreazione separati, uno per stabilizzare l'amplificazione in corrente continua a basso guadagno, l'altro per assegnare al circuito il voluto guadagno in corrente alternata.

Questa soluzione si realizza semplicemente aggiungendo in serie alla resistenza R2 dello schema di figura 4.12 un adatto condensatore di separazione tra corrente continua e corrente alternata (figura 4.16): questa configurazione è detta "non invertente" essendo il segnale d'uscita in fase con il segnale d'ingresso (si veda paragrafo 4.6).

figura 4.16



Nel nuovo circuito osserviamo che il resistore R1, grazie al blocco di C1, retrocede all'ingresso tutta la tensione continua d'uscita creando un anello di controreazione in c.c. a guadagno:

$$G_{cc} = 1 / \{ [1 / A] + 1 \}$$

che, anche per qualsiasi valore di A_{min} . dei microamplificatori in commercio, può essere scritta

$$G_{cc} = 1$$

per cui all'uscita si troverà soltanto la tensione di fuori zero d'ingresso non amplificata.

Per la corrente alternata, che è soggetta all'anello di controreazione composto dal partitore R1 e R2 + Xc1, la formula per il calcolo del guadagno sarà invece:

$$G_{ca} = 1 / \{ [1 / A] + 1 / [(R1 + R2) / R2] \}$$

per il caso in cui si abbia $X_{c1} \ll R_2$.

Un esempio numerico è utile per comprendere meglio quanto esposto:

Sia da dimensionare un amplificatore in corrente alternata avente le seguenti caratteristiche:

Frequenza di lavoro = 500 Hz

Guadagno in c.a. compreso tra $G_{max} = 316$ volte (50 dB) e $G_{min} = 287$ volte (49 dB)

Fuori zero massimo d'uscita < 10 mV

Sulla base dello schema elettrico di figura 4.16 procediamo come segue:

Esame delle tolleranze sul guadagno:

Essendo

$$G_{min} = 286 \text{ volte}, \quad G_{max} = 316 \text{ volte}$$

la differenza percentuale è $1 - (286 / 316) = 0.094$ pari a circa il 10%

Determinazione del rapporto G/A_{min} :

Dal grafico di figura 4.7, ad una percentuale del 10% corrisponde un rapporto

$$G / A_{min} = 0.35$$

Calcolo di A_{min} del circuito integrato:

Per ottenere un guadagno non inferiore a $G_{min} = 286$ il valore di A_{min} dovrà essere

$$A_{min} = G / 0.35 = 316 / 0.35 = 902$$

Calcolo della rete di controreazione in c.a.:

Assumendo per R_1 il valore di 47000 ohm, tale da non rappresentare un carico per l'uscita del microamplificatore, il valore di R_2 si calcola come segue:

$$R_2 = R_1 / (G - 1) = 47000 \text{ ohm} / (316 - 1) = 149 \text{ ohm (da arrotondare a 150 ohm)}$$

Il condensatore C_1 dovrà avere una reattanza $X_{c1} \ll R_2$, ad esempio $X_{c1} = R_2 / 100$ da cui

$$X_{c1} = 1.5 \text{ ohm}$$

e di conseguenza una capacità del valore di

$$C_1 = 1 / 2 * \pi * f * X_{c1} = 1 / 6.28 * 500 \text{ Hz} * 1.5 \text{ ohm} = 212 \mu\text{F (da arrotondare a 220 } \mu\text{F)}$$

Osservazione sulla rete di controreazione in c.c.:

La rete di controreazione in corrente continua, rappresentata da R_1 , ha, come illustrato all'inizio del paragrafo, un guadagno unitario; pertanto la tensione di fuori zero in uscita sarà dell'ordine di quella d'ingresso che, con R_3 non eccessivamente elevata, potrà essere contenuta entro i 10 mV richiesti selezionando un adatto circuito integrato.

Osservazione sulla rete di controreazione in c.a.:

Nel caso in cui si voglia, per ragioni particolari di cui ci occuperemo, porre X_{c1} dell'ordine di grandezza di R_2 la formula per il calcolo del guadagno in corrente alternata sarà :

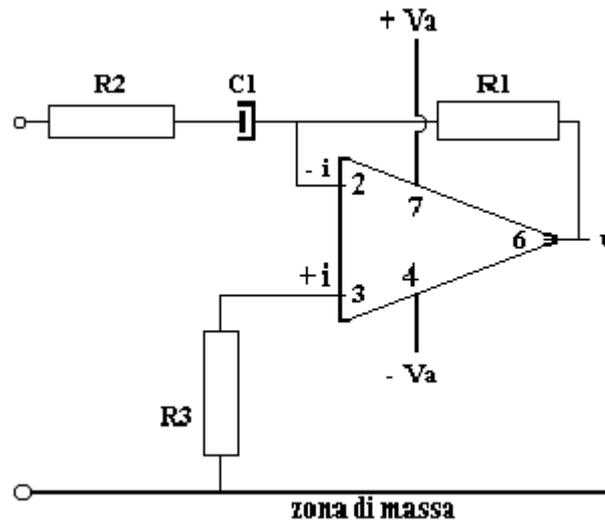
$$\mathbf{G_{ca}} = \mathbf{1 / \{ [1 / A] + 1 / [(R_1 + Z) / Z] \}}$$

dove $Z = \sqrt{ (R_2^2 + X_{c1}^2) }$

4.8.1 L'amplificatore in corrente alternata in configurazione invertente

Un secondo circuito d'amplificazione in corrente alternata può essere realizzato con un circuito integrato utilizzando, come già indicato nel paragrafo 4.6, l'ingresso invertente $-i$; questo circuito è mostrato in figura 4.17

figura 4.17



Questa soluzione si realizza aggiungendo in serie alla resistenza R2 dello schema di figura 4.13 un adatto condensatore di separazione tra corrente continua e corrente alternata; la configurazione è detta "invertente" essendo il segnale d'uscita in opposizione di fase con il segnale d'ingresso.

Per quanto attiene al comportamento dei fuori zero d'ingresso al circuito di figura 4.17 si applicano gli identici ragionamenti fatti per il circuito di figura 4.16.

Per la corrente alternata, che è soggetta all'anello di controreazione composto R1 ed $R2 + X_{c1}$, la formula per il calcolo del guadagno è invece:

$$G_{ca} = 1 / [(1 / A) + 1 / (R1 / R2)]$$

per il caso in cui si abbia $X_{c1} \ll R2$.

Un esempio numerico è utile per comprendere meglio quanto esposto:

Sia da dimensionare un amplificatore in corrente alternata avente le seguenti caratteristiche:

Frequenza di lavoro = 15000 Hz

Guadagno in c.a. compreso tra $G_{max} = 1000$ volte (60 dB) e $G_{min} = 800$ volte (58 dB)

Fuori zero massimo d'uscita < 22 mV

Sulla base dello schema elettrico di figura 4.17 procediamo come segue:

Esame delle tolleranze sul guadagno:

Essendo

$$G_{\min} = 800 \text{ volte}, \quad G_{\max} = 1000 \text{ volte}$$

la differenza percentuale è $1 - (800 / 1000) = 0.2$ pari al 20 %

Determinazione del rapporto G/A min:

Dal grafico* di figura 4.7, ad una percentuale del 20 % corrisponde un rapporto

$$G / A_{\min} = 0.24$$

*Il grafico è stato studiato per un anello di controreazione in circuito non invertente, se ne accettano pertanto, nel nostro caso, i piccoli errori.

Calcolo di Amin del circuito integrato:

Per ottenere un guadagno non inferiore a $G_{\min} = 800$ il valore di A_{\min} dovrà essere

$$A_{\min} = G / 0.24 = 800 / 0.24 = 3333$$

Calcolo della rete di controreazione in c.a.:

Assumendo per R_1 il valore di 220000 ohm, tale da non rappresentare un carico per l'uscita del microamplificatore, il valore di R_2 si calcola come segue:

$$R_2 = R_1 / (G) = 220000 \text{ ohm} / (3333) = 66 \text{ ohm (da arrotondare a 68 ohm)}$$

Il condensatore C_1 dovrà avere una reattanza $X_{c1} \ll R_2$, ad esempio $X_{c1} = R_2 / 100$ da cui

$$X_{c1} = 0.68 \text{ ohm}$$

e di conseguenza una capacità del valore di

$$C_1 = 1 / 2 * \pi * f * X_{c1} = 1 / 6.28 * 15000 \text{ Hz} * 0.68 \text{ ohm} = 15.6 \mu\text{F (da arrotondare a 22 } \mu\text{F)}$$

Osservazione sulla rete di controreazione in c.c.:

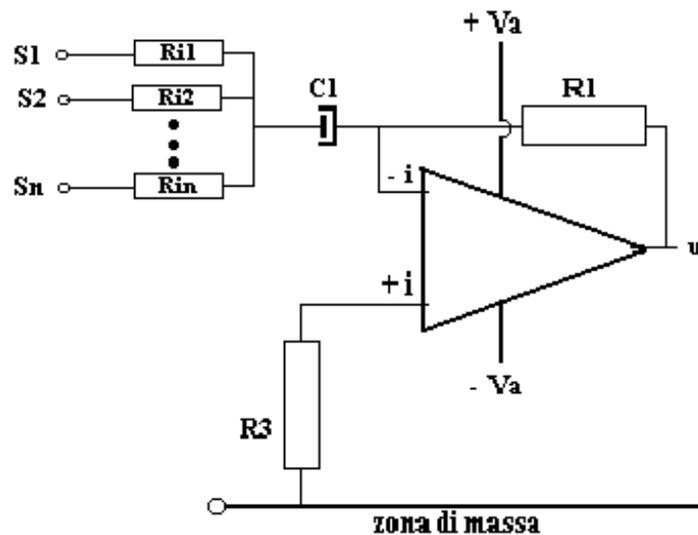
La rete di controreazione in corrente continua, rappresentata da R_1 , ha un guadagno unitario; pertanto la tensione di fuori zero in uscita sarà dell'ordine di quella d'ingresso che, con R_3 non eccessivamente elevata, potrà essere contenuta entro i 22 mV richiesti selezionando un adatto circuito integrato.

4.8.2 L'amplificatore operazionale in corrente alternata

Per completare l'esame dell'amplificatore esposto nel paragrafo 4.8.1 è necessario evidenziare l'analogia di questo circuito con l'operazionale a transistori sviluppato nel paragrafo 3.16; entrambi i circuiti impiegano un ingresso invertente che inietta la corrente di segnale nel punto di retrocessione del segnale di controreazione, il punto, definito come "punto di somma", caratterizza questi circuiti come "amplificatori operazionali", configurazioni idonee ad eseguire fondamentali operazioni matematiche.

È pertanto naturale riportare in figura 4.18 l'amplificatore di figura 4.17, trasformato in operazionale, con l'aggiunta degli "n" ingressi necessari, ad esempio, alla somma algebrica di "n" segnali.

figura 4.18



L'espressione che governa la tensione d'uscita dell'operazionale è data da:

$$V_u = S_1 * R_1 / R_{i1} + S_2 * R_1 / R_{i2} + \dots + S_n * R_1 / R_{in}$$

espressione valida se il guadagno libero A_{min} è almeno 50 volte il guadagno complessivo G_c , computato come se le n resistenze d'ingresso fossero un'unica resistenza avente il valore del parallelo di tutte, cioè

$$A > 100 * G_c$$

$$A > 100 * R_1 / \{ 1 / [(1/R_{i1}) + (1/R_{i2}) + \dots + (1/R_{in})] \}$$

Il consueto esempio a chiarire l'assunto:

Siano da sommare algebricamente 4 segnali alternati alla frequenza di 20000 Hz; S1, S2, S3, S4, ciascuno di ampiezza massima di 0.01 Vp, per ottenere in uscita dell'operazionale la somma così come scritta:

$$V_u = 120 * (S_1 + S_2 + S_3 + S_4)$$

Calcolo del livello della tensione d'uscita:

Essendo i 4 segnali di ampiezza massima pari ad $0.01 V_p$ il segnale somma d'uscita sarà al massimo:

$$V_u \max = 4 * 120 * 0.01 V_p = 4.8 V_p$$

Un operazionale con una dinamica di $\pm 10 V$ sarà adatto all'impiego.

Calcolo delle resistenze R_1 ed $R_{i1}, R_{i2}, R_{i3}, R_{i4}$:

Il valore di R_1 dovrà essere tale da non costituire un carico per l'amplificatore operazionale che generalmente lavora con R_c dell'ordine di 10000 ohm; scegliendo R_1 di 100000 ohm il problema è risolto.

Il valore di ciascuna delle 4 resistenze d'ingresso, volendo che la somma sia eseguita secondo l'espressione

$$V_u = 120 * (S_1 + S_2 + S_3 + S_4)$$

che impone un guadagno di 120 volte per ogni segnale, dovrà essere secondo l'espressione

$$V_u = S_1 * R_1 / R_{i1} + S_2 * R_1 / R_{i2} + \dots + S_n * R_1 / R_{in}$$

da cui si ha

$$R_{i1} = R_{i2} = R_{i3} = R_{i4} = R_1 / 120 = 833 \text{ ohm}$$

Calcolo del valore minimo di A :

Il guadagno minimo di A deve essere superiore a 50 volte il guadagno complessivo G_c :

$$G_c = R_1 / R_p$$

dove R_p , parallelo delle 4 resistenze d'ingresso del valore di 833 ohm ciascuna, è:

$$R_p = 833 \text{ ohm} / 4 = 208 \text{ ohm}$$

per cui

$$G_c = R_1 / R_p = 100000 \text{ ohm} / 208 \text{ ohm} = 480 \text{ volte}$$

ne segue che il valore minimo di A debba essere

$$A_{\min} = 50 * 480 = 24000 \text{ volte (88 dB)}$$

Risultando il valore $A_{\min} = 24000$ volte sarà necessario cercare a catalogo un integrato che abbia tale valore alla frequenza di lavoro di 20000 Hz.

Calcolo di C_1 :

Il valore di C_1 si calcola imponendo $X_{c1} = R_p / 100 = 208 \text{ ohm} / 100 = 2.08 \text{ ohm}$ da cui

$$C_1 = 1 / 2 * \pi * f * X_{c1} = 1 / 6.28 * 20000 \text{ Hz} * 2.08 \text{ ohm} = 3.8 \mu\text{F} \text{ (da arrotondare a } 4.7 \mu\text{F)}$$

Osservazione per R_3 :

Per ottenere la migliore stabilità alle variazioni dei fuori zero è utile porre $R3 = R1 = 100000 \text{ ohm}$.

4.9 L'amplificatore in corrente continua realizzato con microcircuiti

L'amplificatore in corrente continua ha il compito di elevare il livello di piccole tensioni continue per poterle utilizzare in molte applicazioni; si tenga presente che si annoverano tra le tensioni continue anche particolari segnali che proprio continui non sono, quali ad esempio i segnali provenienti da rivelatori di onde sismiche o da sensori elettromedicali che variano molto lentamente nel tempo e non sono adatti ad essere amplificati da circuiti in corrente alternata.

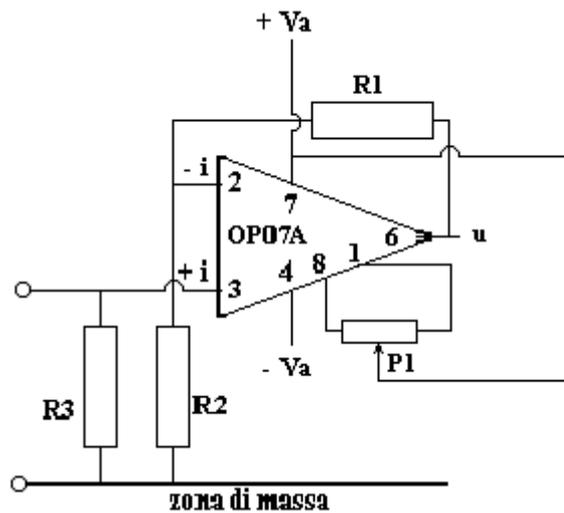
D'altro canto un amplificatore in corrente continua può, naturalmente, elevare il livello di segnali alternati a frequenze compatibili con il tipo di circuito integrato scelto per la realizzazione dell'amplificatore stesso.

Il problema più difficile da risolvere per la realizzazione di amplificatori in corrente continua è il contenimento del fuori zero d'uscita che, con la sua presenza, tende a mascherare i segnali che hanno ampiezze comparabili.

Anche se in alcune severe applicazioni i circuiti integrati vengono posti in appositi contenitori controllati in temperatura, per minimizzare le variazioni delle tensioni di fuori zero, in questo studio ci occuperemo di problematiche molto più semplici quali, ad esempio, l'amplificazione di segnali in corrente continua che variano in ampiezza in un campo compreso tra 1 e 100 mV.

Uno tra gli innumerevoli microcircuiti in grado di amplificare segnali continui in questa gamma di valori è l'integrato OP 07A che, oltre ad avere basso valore di tensione di fuori zero d'ingresso è dotato di circuito di compensazione così come mostrato in figura 4.19.

figura 4.19



Un esempio di calcolo per l'impiego del circuito indicato, per il dimensionamento dei componenti e per esaminare le limitazioni imposte all'integrato può essere il seguente:

Dati di progetto richiesti:

Segnale minimo d'ingresso $S_i = 1 \text{ mVcc}$

Segnale massimo d'ingresso $S_i = 100 \text{ mVcc}$

Guadagno richiesto $G = 100 \text{ volte (40 dB) - 10\%}$

Dinamica richiesta $= \pm 10 \text{ V}$

Resistenza di carico $= 5000 \text{ ohm}$

Tensione massima di fuori zero d'uscita $= 5 \text{ mV}$

Temperatura ambiente $T_a = 25^\circ$

Dimensionamento della rete di controreazione:

Per R1 si assume un valore tale da non costituire un carico rilevante per l'integrato R1 = 100000 ohm. Per R2 volendo un guadagno di 100 volte sarà:

$$R2 = R1 / 100 = 100000 \text{ ohm} / 100 = 1000 \text{ ohm}$$

Verifica del valore di Amin:

Il dati di progetto impongono un decremento massimo del guadagno pari al 10%, il grafico di figura 4.7 per questa tolleranza indica un rapporto G/Amin = 0.012 dal quale si calcola Amin:

$$Amin. = Gmin / 0.012 = 90 / 0.012 = 7500$$

Valore ampiamente compreso nei dati caratteristici dell'OP07A che indicano per A un valore minimo di circa 200000.

Calcolo della resistenza R3:

Per ridurre al massimo le variazioni delle tensioni di fuori zero d'ingresso è opportuno che il valore di R3 sia uguale al parallelo tra R1 ed R2 perciò:

$$R3 = (R1 * R2) / (R1 + R2) = (100000 * 1000 / (100000 + 1000)) = 990 \text{ ohm (da arrotondare a } 1000 \text{ ohm)}$$

Calcolo del fuori zero d'ingresso dovuto alla corrente che fluisce da +i:

Le caratteristiche dell' OP07A indicano in 6 nA massimi la corrente che fluisce dall'ingresso +i per fuori zero e 6 nA per polarizzazione, entrambe circolanti in R3, queste correnti provocano una tensione di fuori zero su R3 pari a :

$$V(f.zero R3) = R3 * (6 \text{ nA} + 6 \text{ nA}) = 1000 \text{ ohm} * 12 \text{ nA} = 1000 \text{ ohm} * 12 * 10^{-9} = 12 \text{ } \mu\text{V}$$

Calcolo della tensione di fuori zero d'uscita:

Il limite imposto dal progetto prevede un fuori zero massimo d'uscita di 5 mV ad una temperatura ambiente di 25°C. Il foglio delle caratteristiche dell' OP07A indica in 60 μV massimi il fuori zero d'ingresso, valore che, con il fuori zero V(f.zero R3), nell'ipotesi di non impiegare il circuito di compensazione formato da P1, verrebbe a trovarsi all'uscita moltiplicato per il guadagno dello stadio:

$$Vu \text{ (fuori zero) } = Vi \text{ (fuori zero) } + V(f.zero R3) * G = 72 \text{ } \mu\text{V} * 100 = 7.2 \text{ mV}$$

questo livello di fuori zero non sarebbe compatibile con il dato di progetto di 5 mV.

Le caratteristiche dell'OP07A indicano la possibilità di correzione del fuori zero d'uscita di ± 4 mV, mediante un potenziometro P1 del valore di 20000 ohm , collegato tra i terminali 1 ed 8, pertanto il valore dei 6 mV di fuori zero può essere variato da:

$$7.2 \text{ mV} - 4 \text{ mV} = 3.2 \text{ mV} \quad \text{a} \quad 7.2 \text{ mV} + 4 \text{ mV} = 11.2 \text{ mV}$$

con il raggiungimento e il superamento dell'obiettivo richiesto dal progetto.

Controllo della dinamica:

Il progetto prevede una dinamica di ± 10V su di un carico di 5000 ohm; le caratteristiche dell'integrato garantiscono una dinamica di ± 12 V su di un carico di 2000 ohm per tensione d'alimentazione di ± 15 V, queste prestazioni soddisfano il dato richiesto dal progetto.

4.10 Il rumore dei microamplificatori

In tutti i circuiti di amplificazione visti in precedenza, sia in corrente continua, sia in corrente alternata, è presente in uscita una quota di una tensione particolare che viene a sommarsi al segnale perturbandolo. Detta tensione, a volte percepibile sul segnale a volta non percepibile, in dipendenza della propria intensità, è detta “tensione di rumore”.

La tensione di rumore è generata all’ingresso dei microamplificatori a seguito dell’agitazione degli elettroni, dovuta alla temperatura, che si sviluppa, sia nelle resistenze d’ingresso poste all’esterno del microcircuito, che nelle giunzioni dei transistori che costituiscono l’integrato stesso.

La tensione di rumore è formata da un insieme contemporaneo di frequenze che si sommano tra loro in modo casuale dando luogo ad una notevole variabilità d’ampiezza e forma che si manifesta nel tempo. La misura della tensione di rumore viene fatta in volt efficaci con riferimento alla banda di frequenza nella quale si intende eseguire la citata misura. Un esempio di tipo comparativo tra misure sui segnali sinusoidali e su tensioni di rumore è utile per comprendere meglio questa asserzione:

Con la dizione $S = 3.5 V_{eff}$ s’indica la tensione, in volt efficaci, di un segnale sinusoidale unifrequenziale dotato di una ampiezza di picco pari a $V_{picco} = 3.5 V_{eff} * 1.41 = 4.93 V_p$.

Con la dizione $N = 3.5 V_{eff} / \sqrt{100 \text{ Hz}}$ s’indica la tensione, in volt efficaci, di un rumore presente all’uscita di un filtro di banda la cui larghezza è di 100 Hz; questa tensione potrà raggiungere, casualmente, in alcuni istanti un’ ampiezza di picco pari a $V_{picco} \approx 2.5 * 3.5 V_{eff} = 8.75 V_p$.

Normalmente, nei cataloghi dei microcircuiti, l’indicazione del rumore prodotto all’ingresso da questi dispositivi è riportato con le dizioni:

$$\mu V / \sqrt{\text{Hz}}$$

microvolt efficaci misurati idealmente all’uscita di un filtro di banda della larghezza di 1 Hz
od in

$$nV / \sqrt{\text{Hz}}$$

nanovolt efficaci misurati idealmente all’uscita di un filtro di banda della larghezza di 1 Hz.

Entrambe le indicazioni vengono dette di “intensità spettrale di rumore”.

Con l’aiuto dei valori della tensione di rumore all’ingresso degli amplificatori è possibile calcolare il rumore d’uscita per valutare se questo è tollerabile o meno per l’ottenimento dei nostri obiettivi di progetto; un ennesimo esempio chiarirà come utilizzare questi nuovi parametri dei microamplificatori:

Sia da dimensionare un microamplificatore in corrente alternata con le seguenti caratteristiche:

- guadagno di 100 volte (40 dB) in un campo di frequenza compreso tra 4000 Hz e 5000 Hz
- minimo segnale d’ingresso di $10 \mu V_{eff}$
- massimo segnale d’ingresso di $1 mV_{eff}$
- resistenza minima d’ingresso 100000 ohm
- rapporto tra segnale e rumore d’uscita in banda non inferiore a 6.3 (16 dB).

Prima scelta del circuito d’amplificazione e dell’integrato:

La scelta del circuito può essere orientata sullo schema di figura 4.16 già esaminato nel paragrafo 4.8 nel quale si pensi di impiegare, come primo approccio, l’integrato LM741.

Valutazione del rumore massimo accettato all'uscita:

Se il segnale minimo d'ingresso è di 10 μVeff . ed il guadagno richiesto è di 100 volte, all'uscita avremo

$$V_{su} = 10 \mu\text{Veff} \cdot 100 = 1 \text{ mVeff}.$$

Dovendo essere il rumore V_{nu} d'uscita inferiore ad 10/6.3 del minimo segnale, dovrà essere

$$V_{nu} = V_{su} / 6.3 = 1\text{mVeff} / 6.3 = 159 \mu\text{Veff}.$$

Dato che la tensione di rumore s'intende distribuita in tutta la banda di lavoro compresa tra 4000 Hz e 5000 Hz, pari ad una larghezza di banda

$$\Delta = 5000 \text{ Hz} - 4000 \text{ Hz} = 1000 \text{ Hz}$$

la tensione V_{nu} dovrà essere indicata come

$$V_{nu} = 159 \mu\text{Veff} / \sqrt{1000 \text{ Hz}}$$

Valutazione del rumore massimo accettato all'ingresso:

Il calcolo del rumore massimo totale V_{Ni} accettato all'ingresso è dato dal rumore d'uscita diviso per il guadagno del circuito

$$V_{Ni} = V_{nu} / 100 = (159 \mu\text{Veff} / \sqrt{1000 \text{ Hz}}) / 100 = 1.59 \mu\text{Veff} / \sqrt{1000 \text{ Hz}}$$

Per poter controllare se l'ingresso del circuito ha le caratteristiche di rumore voluto il valore di V_{Ni} , espresso in banda 1000 Hz, deve essere espresso in banda 1 Hz (in intensità spettrale); ciò si ottiene dividendo V_{ni} per la radice quadrata della banda, quindi

$$V_{Ni}(\text{spettrale}) = (1.59 \mu\text{Veff}) / \sqrt{1000 \text{ Hz}} = 50 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

Controllo del rumore d'ingresso dell'integrato selezionato:

Tra i valori caratteristici del LM741 troviamo il valore medio della tensione di rumore all'ingresso, per frequenze comprese nella banda 4000 Hz – 5000 Hz, essere:

$$V_{ni} = 60 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

Questo livello di rumore è nettamente superiore del valore calcolato al punto precedente e pertanto indica che l'integrato selezionato non è adatto all'impiego voluto e che un altro tipo d'integrato deve essere scelto da catalogo.

È opportuno evidenziare che qualora il valore di V_{ni} (spettrale) fosse stato entro i limiti indicati la verifica avrebbe dovuto coinvolgere non soltanto V_{ni} ma anche le tensioni di rumore d'ingresso dovute sia all'agitazione termica delle resistenze esterne, sia alla corrente di rumore dell'integrato che in dette resistenze fluisce.

Seconda scelta del circuito integrato:

Visto che l'integrato LM741 non è adatto allo scopo previsto, procediamo ad una nuova selezione orientandoci sull'integrato tipo LF156.

Tra valori caratteristici del LF156 troviamo il valore medio della tensione di rumore spettrale all'ingresso, per frequenze comprese nella banda 4000 Hz – 5000 Hz, è:

$$V_{ni} = 14 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

Valutazione del rumore globale all'ingresso del circuito:

Come già accennato in precedenza la valutazione del rumore d'ingresso dell'amplificatore coinvolge sia il rumore espresso da V_{ni} , sia il rumore dovuto alla corrente d'ingresso I_{ni} che fluisce nelle resistenze esterne all'integrato sia il rumore delle resistenze stesse.

L'espressione generale per il calcolo del rumore spettrale V_{Ni} d'ingresso di un amplificatore è data da:

$$V_{Ni} = \sqrt{[V_{ni}^2 + (I_{ni} * R_g)^2 + 1.5 * 10^{-20} * R_g]}$$

dove

$R_g = (R_1 * R_2 / R_1 + R_2) + R_3$ espresso in ohm

I_{ni} = rumore spettrale dell'integrato espresso in Ampere

V_{ni} = rumore spettrale dell'integrato espresso in Volt

Il valore di R_g si calcola sulla base dell'impostazione dei valori del circuito di figura 4.16 che, per avere un guadagno di 100 volte ed una resistenza d'ingresso di 100000 ohm, deve comprendere i seguenti valori delle resistenze esterne:

$R_3 = 100000 \text{ ohm}$

$R_1 = 100000 \text{ ohm}$

$R_2 = 1000 \text{ ohm}$

Dalle quali si ha

$$R_g = (100000 \text{ ohm} * 1000 \text{ ohm} / 100000 \text{ ohm} + 1000 \text{ ohm}) + 100000 \text{ ohm} = 100990 \text{ ohm}$$

L'integrato LF156, con ingresso di tipo JFET, ha una corrente di rumore d'ingresso molto piccola, dell'ordine di

$$I_{ni} = 0.01 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}} = 0.01 * 10^{-12} \text{ A}/\sqrt{\text{Hz}}$$

Il valore di V_{ni} è già stato rilevato in precedenza e risulta

$$V_{ni} = 14 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} = 14 * 10^{-9} \text{ V}/\sqrt{\text{Hz}}$$

Con questi valori si applica la formula data e si ottiene:

$$\begin{aligned} V_{Ni} &= \sqrt{[(14 * 10^{-9} \text{ V}/\sqrt{\text{Hz}})^2 + (0.01 * 10^{-12} \text{ A}/\sqrt{\text{Hz}} * 100990)^2 + 1.5 * 10^{-20} * 100990]} = \\ &= 40 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \end{aligned}$$

quest'ultimo calcolo indica che il rumore complessivo d'ingresso, di 40 nV/√Hz, è inferiore al rumore massimo richiesto dal progetto ed indicato in 50 nV/√Hz e che, quindi l'integrato LF156 è adatto alle necessità del progetto stesso.

4.11 Come scegliere un microamplificatore

La scelta di un microamplificatore è subordinata al tipo del progetto da sviluppare, una numerosa serie di questi dispositivi è ora elencata, a titolo indicativo, per mostrarne le caratteristiche salienti:

Circuiti integrati microamplificatori a/o/per:

- Due circuiti per contenitore
- Quattro circuiti per contenitore
- Alta precisione
- Alto guadagno
- Alta corrente d'uscita
- Alta tensione di lavoro
- Bassa potenza d'alimentazione
- Basso rumore proprio
- Alta velocità di transizione di stato
- Caratteristiche programmabili
- Alte frequenze
- Ad alta impedenza d'uscita
- Ad alta impedenza d'ingresso
- Circuiti di audiodiffusione
- Circuiti a transconduttanza
- Larga banda
- Basso valore del fuori zero
- Ultra veloci
- Ripetitori
- Comparatori
- Buffer
- Circuiti operazionali
- Compensabili
- Alta velocità di assestamento

La scelta del circuito integrato adatto al proprio progetto deve essere frutto di una paziente ricerca tra i numerosi dispositivi a catalogo e di alcuni compromessi (quando possibile):

- Se ad esempio si richiede un microamplificatore a bassa potenza d'alimentazione sarà facile da individuare a catalogo ma questo dispositivo non consentirà certamente di lavorare né ad alta velocità né ad alta frequenza; in questo caso se il nostro progetto può rinunciare a prestazioni ad alta frequenza il problema è risolto, altrimenti si deve cercare a catalogo, tra gli amplificatori ad alta frequenza, quello che a parità di prestazioni offre il minor consumo.
- Se per ragioni di spazio si richiede un circuito integrato quadruplo sarà immediato trovarlo a catalogo ma certamente questo non consentirà nessuna sorta di compensazione del fuori zero.
- Se si richiede un microamplificatore ad alta velocità sarà difficile che questo dispositivo possa avere un basso rumore proprio.
- Se il progetto prevede un microamplificatore ad alta impedenza d'ingresso sarà possibile trovarlo a catalogo ma con una risposta in frequenza molto contenuta.

- Se è richiesto un microamplificatore ad elevata dinamica d'uscita, questa non sarà generalmente compatibile con una estesa gamma di frequenze.

Innumerevoli casi di necessità progettuali si scontrano con le caratteristiche dei circuiti integrati che, se consentono la soluzione di una parte del problema, non sono in grado di soddisfare tutti i requisiti richiesti; con un esempio concreto mostreremo come scegliere un circuito integrato e quali compromessi dovremo accettare per completare il nostro progetto:

Dati del progetto:

Siano da costruire 10 amplificatori su di un'unica scheda elettronica di dimensioni stabilite, ciascun amplificatore deve avere un guadagno di 100000 volte (100 dB) alla frequenza di 10 KHz e deve avere un rumore d'ingresso $V_{ni} < 6 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$.

Osservazioni in merito allo spazio disponibile:

Le dimensioni della scheda consentono l'impiego di soli 10 circuiti integrati del tipo "Dual In Line" corredati ciascuno da soli 12 componenti esterni, ne segue che ciascun contenitore deve alloggiare due o più microamplificatori per ottenere il guadagno voluto.

Scelta del circuito integrato:

Per quanto abbiamo visto al paragrafo 4.2 la costruzione di un amplificatore con un guadagno da 100000 volte (100 dB) non è facilmente fattibile se vogliamo che detto guadagno dipenda quasi esclusivamente dalla rete di controreazione dei resistori esterni. Ciò premesso si può orientare la scelta su di un microamplificatore quadruplo in modo da costruire 4 amplificatori in cascata, secondo lo schema di figura 4.17, ciascuno avente un guadagno di 17.8 (25 dB). Per gli amplificatori in cascata il guadagno complessivo è dato dal prodotto dei guadagni:

$$G = 17.8 * 17.8 * 17.8 * 17.8 \approx 100000$$

Un integrato quadruplo che può soddisfare le nostre necessità e che ha un rumore d'ingresso $V_{ni} < 6 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ è il tipo LM837.

A questo punto il progetto potrebbe sembrare concluso ma il numero dei componenti necessari per assemblare 4 amplificatori (figura 4.17) è di 4 unità per microamplificatore per un totale di 16 elementi tra resistenze e condensatori mentre l'esame della scheda elettronica ne prevede un massimo di 12 per ciascun contenitore Dual In Line.

Prima di procedere in questo esercizio, all'apparenza strano, si deve tenere presente che la progettazione di apparecchiature elettroniche è subordinata a molteplici fattori uno dei quali, importantissimo, è costituito dall'ingombro disponibile che a volte non può essere assolutamente superato.

Dobbiamo pertanto pensare di utilizzare l'integrato quadruplo LM837 per sole tre sezioni lasciando la quarta inutilizzata con gli ingressi opportunamente collegati; soltanto in questo modo ciascun integrato avrà un corredo circuitale di

$$4 \text{ componenti} * 3 \text{ microamplificatori} = 12 \text{ componenti}$$

e saranno fatti salvi i limiti d'ingombro disponibili.

Fatta questa scelta devono essere reimpostati i guadagni dei tre singoli stadi come segue: ciascuno deve avere un guadagno di 46.4 (33.3 dB) per un guadagno complessivo di:

$$G = 46.4 * 46.4 * 46.4 \approx 100000$$

Osservazioni di carattere generale:

L'impiego dell'integrato LM837 con il vincolo dell'ingombro ha portato ad un "compromesso" che ci ha costretto ad utilizzare parzialmente il componente selezionato; se fossero disponibili circuiti integrati contenenti ciascuno 3 microamplificatori a basso rumore il consumo della scheda elettronica completa potrebbe essere sensibilmente inferiore a quello ora definito.

Il "compromesso" impone inderogabilmente il collegamento del microamplificatore non utilizzato come segue:

- l'ingresso non invertente (+ i) deve essere collegato direttamente alla zona di massa
- l'ingresso invertente (- i) deve essere collegato direttamente al terminale d'uscita

Molti altri esempi possono mostrare quali difficoltà e quant'ingegno sia necessario per ottemperare le esigenze progettuali con la reperibilità dei circuiti integrati più adatti; soltanto il lavoro e l'esperienza possono aiutare il progettista a trovare le soluzioni migliori, non dimenticando però che, pur con le difficoltà accennate, i circuiti integrati rappresentano un elemento fondamentale per la realizzazione dei circuiti elettronici analogici.

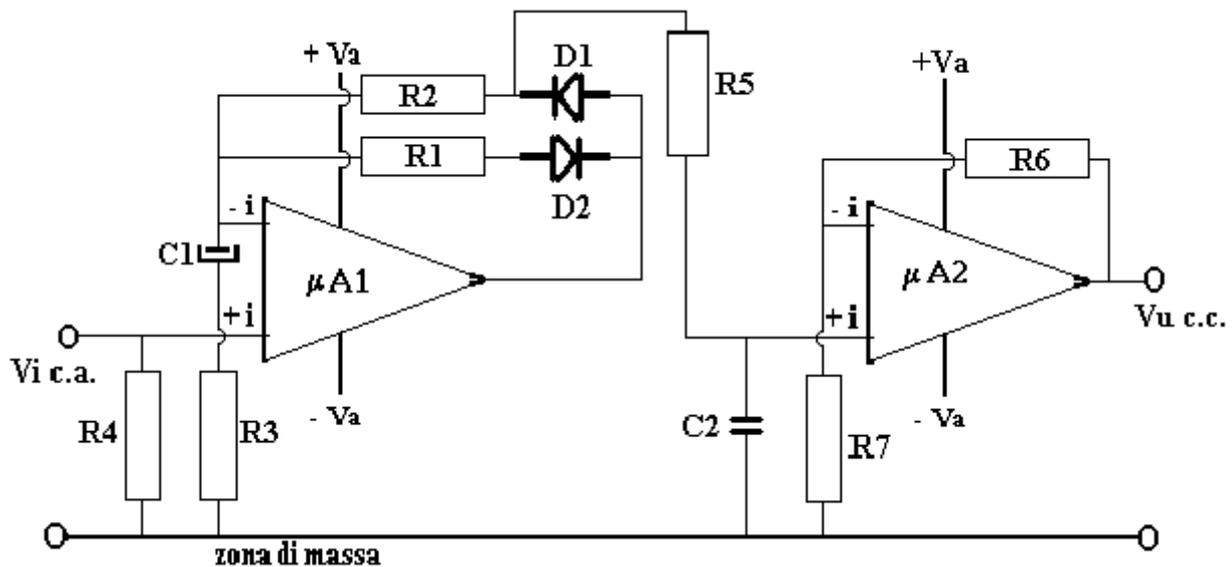
L'unione di circuiti integrati con transistori esterni può facilitare l'impiego dei primi in una più vasta gamma d'applicazioni.

4.12 Il circuito rivelatore

La funzione svolta da un circuito rivelatore è simile al processo di raddrizzamento svolto da un diodo così come illustrato nel paragrafo 2.3; la differenza sostanziale tra un raddrizzatore ed un rivelatore risiede nel fatto che il primo inizia la sua funzione per tensioni superiori a 700 mV circa, mentre il secondo consente di “raddrizzare” tensioni dell’ampiezza di poche decine di millivolt, inoltre la risposta d’uscita del rivelatore, alle variazioni della tensione d’ingresso, è lineare mentre, a differenza di quanto accade per il raddrizzatore.

Un circuito classico di rivelazione, realizzato con microamplificatori, è riportato in figura 4.20.

figura 4.20



Il funzionamento del circuito è il seguente: Il segnale alternato V_i c.a. applicato all’ingresso non invertente di $\mu A1$ viene amplificato e retrocesso in controeazione attraverso la rete $D1, R2; C1; R3$ nei semiperiodi positivi e tramite la rete $D2, R1; C1; R3$ nei periodi negativi. La circolazione della corrente di segnale attraverso la prima rete di controeazione genera tra $D1$ e $R2$ una tensione pulsante positiva; detta tensione tramite la cellula $R5, C2$ viene integrata (si veda appendice A4) generando ai capi di $C2$ una tensione continua proporzionale all’ampiezza del segnale V_i c.a. Questa tensione è applicata all’integrato $\mu A2$, ad alta impedenza d’ingresso, per essere amplificata e trasferita all’uscita al livello voluto.

La sensibilità del circuito a rivelare segnali molto piccoli è dovuta al fatto che $\mu A1$, prima che i diodi $D1$ e $D2$ entrino in conduzione, si presenta al segnale a guadagno libero e pertanto esercita sul segnale stesso un’amplificazione elevata, tale che, anche segnali a livello basso riescono a portare i diodi in conduzione dando luogo all’azione di rivelazione.

L’ottima caratteristica di linearità del rivelatore è dovuta all’azione naturale del circuito di controeazione.

Le caratteristiche di risposta in frequenza di $\mu A1$ e dei diodi $D1, D2$ devono essere commisurate con la frequenza massima del segnale d’ingresso V_i c.a.

L’integrato $\mu A2$ deve essere adatto come amplificatore in corrente continua ed avere una elevata resistenza d’ingresso per non caricare la cellula d’integrazione $R5, C2$.

La formula generale del rivelatore, valida per **segnali d’ingresso sinusoidali**, è data dall’espressione:

$$V_{u \text{ c.c.}} = V_{i \text{ eff.}} * 1.41 * G1 * G2 / \pi$$

dove

$V_{u \text{ c.c.}}$ = tensione continua all'uscita del rivelatore

$V_{i \text{ eff.}}$ = tensione efficace del segnale sinusoidale d'ingresso

$G1$ = guadagno di $\mu A1 = (R2 + R3) / R3$

$G2$ = guadagno di $\mu A2 = (R6 + R7) / R7$

La formula generale del rivelatore, valida per **segnali d'ingresso in banda o di rumore**, è data dall'espressione:

$$V_{u \text{ c.c.}} = V_{i \text{ eff.}} * G1 * G2 / \sqrt{(2 * \pi)}$$

dove

$V_{u \text{ c.c.}}$ = tensione continua all'uscita del rivelatore

$V_{i \text{ eff.}}$ = tensione efficace del rumore d'ingresso in banda

$G1$ = guadagno di $\mu A1 = (R2 + R3) / R3$

$G2$ = guadagno di $\mu A2 = (R6 + R7) / R7$

Procediamo ora, a scopo didattico, allo sviluppo di un progetto di dimensionamento del rivelatore nel caso in cui sia chiamato ad offrire le seguenti prestazioni:

Il circuito deve essere in grado di:

Rivelare un segnale sinusoidale minimo di 10 mV eff. alla frequenza di 10000 Hz

Accettare in linearità un segnale massimo di 700 mV eff. alla frequenza di 10000 Hz

Avere un guadagno G_{riv} di 12.8 volte +/- 10%

Avere una costante d'integrazione di 0.22 Sec.

Essere alimentato con tensioni continue di +/- 18 V

Calcolo dei guadagni parziali:

Per guadagni parziali s'intendono i valori da attribuire sia a $G1$ che a $G2$ in base al valore del guadagno totale voluto $G_{riv} = 12.8$; la procedura di calcolo è la seguente:

-In base al segnale minimo $V_i = 10 \text{ mV eff}$ si calcola, in dipendenza di G_{riv} , il valore di $V_{u \text{ c.c.}}$:

$$V_{u \text{ c.c.}} = V_i * G_{riv} = 10 \text{ mV eff} * 12.8 = 128 \text{ mV c.c.} = 0.128 \text{ V c.c.}$$

-Si ipotizza, in via preliminare, che i due guadagni parziali possano essere uguali $G1 = G2 = G$ e si risolve la formula del rivelatore $V_{u \text{ c.c.}} = V_{i \text{ eff.}} * 1.41 * G1 * G2 / \pi$ in termini di G come segue:

$$G = \sqrt{(2.22 V_{u \text{ c.c.}} / V_{i \text{ eff.}})}$$

-Si imposta numericamente la formula di G con $V_{u \text{ c.c.}}$ e $V_{i \text{ eff}}$ espresse in volt e si ottiene:

$$G = \sqrt{(2.24 * 0.128 \text{ V c.c.} / 0.01 \text{ V eff})} = 5.3$$

-Si valuta l'entità di G secondo il seguente criterio:

Affinché il primo stadio possa lavorare nelle migliori condizioni di linearità (si tenga presente che l'azione di rivelazione è a suo carico) è opportuno che $\mu A1$ sia dotato di un buon tasso di controreazione, ovvero che il valore di $G1$ sia inferiore o al massimo uguale a 10 volte (20 dB).

Visto che nell'ipotesi che $G1$ sia uguale a $G2$ è risultato che entrambi possono avere un guadagno di 5.3 volte si può ritenere questo valore sia accettabile anche per $\mu A1$.

-Si deve osservare:

Il valore calcolato per G, assunto uguale per $G1$ e $G2$, porta ad un guadagno totale "apparente" di:

$$G \text{ (apparente)} = G1 * G2 = 5.3 * 5.3 = 28.09$$

che è in contrasto con il $Griv = 12.8$ richiesto dal progetto, ciò dipende dal fatto che il guadagno dei due stadi deve compensare sia la "perdita" della cellula d'integrazione $R5, C2$, valutabile nel rapporto $1/\pi$, sia il "guadagno" dovuto al rapporto tra $V_i p/V_{ieff} = 1.41$ che compare nella formula generale del rivelatore; prova di quanto detto si ha facendo il prodotto tra questi due valori e i valori di $G1$ e $G2$:

$$G1 * G2 * (1/\pi) * 1.41 = 5.3 * 5.3 * (1/3.14) * 1.41 = 12.6 \approx Griv$$

che corrisponde con discreta precisione al valore di $Griv$ voluto.

Calcolo del valore della rete di controreazione di $\mu A1$ e scelta dell'integrato e dei diodi:

La rete di controreazione deve soddisfare l'uguaglianza

$$G1 = (R2 + R3) / R3 = 5.3$$

che non considera la presenza della Rd del diodo $D1$ in serie a $R2$; affinché, in effetti, la resistenza dinamica Rd e le sue inevitabili variazioni (dovute alla corrente di lavoro, alla temperatura, alle tolleranze di produzione) non siano sensibili ai fini della determinazione del guadagno dovrà porsi $R2 \gg Rd$.

Valutando per $D1$, sulla base di dati generici sui diodi di segnale, un valore ragionevole di Rd di circa 150 ohm potremmo porre

$$R2 = 100 * Rd = 100 * 150 = 15000 \text{ ohm}$$

da cui segue il calcolo di $R3$

$$R3 = R2 / (G1 - 1) = 15000 \text{ ohm} / (5.3 - 1) = 3488 \text{ ohm (da arrotondare a } 3300 \text{ ohm)}$$

Il calcolo di $C1$ si effettua, come sempre, imponendo la sua reattanza pari a circa

$$Xc1 = R3/100 = 33 \text{ ohm}$$

quindi:

$$C1 = 1 / (2 * \pi * f * Xc1) = 1 / (2 * 3.14 * 10000 \text{ Hz} * 33 \text{ ohm}) = 0.48 \mu\text{F} \\ \text{(arrotondabile a } 0.47 \mu\text{F)}$$

La scelta di $\mu A1$ può orientarsi su di un microamplificatore che presenti, alla frequenza di 10000 Hz, un guadagno libero di circa 100 volte $G1$ (si veda appendice 1):

$$G \text{ libero} = 100 * G1 = 100 * 5.3 = 530 \text{ (55 dB)}$$

ed una tensione d'alimentazione di +/- 18 V.

Un circuito integrato con queste caratteristiche si può individuare nel tipo LH0003; questo microamplificatore, che consente di disporre di un guadagno libero di oltre 1000 volte a 10000 Hz, necessita di due condensatori di compensazione da collegarsi:

$Co1 = 90 \text{ pF}$ tra il terminale 1 ed il terminale 10

$Co2 = 90 \text{ pF}$ tra il terminale 5 e massa

I diodi di segnale $D1$ e $D2$, presenti nella rete di controreazione, devono essere adatti a lavorare alla frequenza di 10000 Hz e devono presentare una resistenza dinamica media di circa 150 ohm, diodi con queste caratteristiche s'individuano nel tipo BAY71.

Calcolo della cellula d'integrazione:

La cellula $R5, C2$ deve essere calcolata per un tempo d'integrazione di 0.22 Sec. L'obiettivo si ottiene definendo inizialmente il valore di $R5$ in modo che non rappresenti, da un lato, un carico sensibile per la rete di controreazione e dall'altro che non richieda un valore di $C2$ troppo elevato; le due esigenze sono soddisfatte ponendo $R5 = 0.22 \text{ Mohm}$, con questo valore infatti le dimensioni di $C2$ sono ragionevoli.

Dovendo essere la costante di tempo

$$T = R5 * C2 = 0.22 \text{ Sec.}$$

dove R è espresso in Mohm e C in μF si ha

$$C2 = 0.22 \text{ Sec.} / 0.22 \text{ Mohm} = 1 \mu F$$

Calcolo del valore della rete di controreazione di $\mu A2$ e scelta dell'integrato:

Il circuito costruito con $\mu A2$ è delegato ad amplificare tensioni continue e pertanto ha una rete di controreazione priva di condensatore di blocco, questi amplificatori richiedono un poco d'attenzione per l'instabilità dei fuori zero d'uscita dovuta a variazioni termiche od altro; per ottenere la migliore stabilità è buona norma che la resistenza collegata all'ingresso non invertente sia uguale al parallelo delle due resistenze della rete di controreazione.

La rete di controreazione deve soddisfare l'uguaglianza

$$G2 = (R6 + R7) / R7 = 5.3$$

Essendo la resistenza d'ingresso di $\mu A2$ costituita dalla resistenza $R5$ della cellula d'integrazione è opportuno che il parallelo di $R6$ ed $R7$ abbia tale valore. Le due semplici formule che seguono consentono il calcolo di $R6$ ed $R7$ in funzione di $G2$ ed $R5$:

$$R6 = G2 * R5$$

$$R7 = R5 / [1 - (1 / G2)]$$

Applicando le formule si calcola la rete di controreazione di $\mu A2$:

$$R6 = G2 * R5 = 5.3 * 0.22 \text{ Mohm} = 1.16 \text{ Mohm (arrotondabile ad 1 Mohm)}$$

$$R7 = R5 / [1 - (1 / G2)] = 0.22 \text{ Mohm} / [1 - (1 / 5.3)] = 0.27 \text{ Mohm}$$

La scelta di $\mu A2$ può orientarsi su di un microamplificatore in corrente continua che presenti:

- un guadagno libero di circa 100 volte $G2$ (si veda appendice 1):

$$G \text{ libero} = 100 * G2 = 100 * 5.3 = 530 (55 \text{ dB})$$

- una resistenza d'ingresso molto superiore ad $R5$ per non caricare la cellula d'integrazione

- una tensione massima d'uscita superiore al valore massimo di:

$$V_{uc.c.} = G_{riv} * V_{ic.a. \text{ max}} = 12.8 * 0.7 V_{eff} = 8.9 V_{cc}$$

- un fuori zero d'uscita pari almeno ad 1/10 del segnale $V_{uc.c.}$ minimo :

$$V_{fuorizero} = V_{uc.c. \text{ min}} / 10 = 0.128 V_{c.c.} / 10 = 12.8 \text{ mV}_{cc}$$

- una tensione d'alimentazione di +/- 18 V.

Un circuito integrato con queste caratteristiche si può individuare nel tipo LM108; questo microamplificatore consente di disporre di un guadagno libero in corrente continua di oltre 100000 volte, di una resistenza d'ingresso di circa 30 Mohm, di una tensione massima di 13 Vcc, di un fuori zero d'uscita di circa 10 mV per $G2 = 5.3$, di una tensione d'alimentazione di +/- 20 Vc.c. Il circuito necessita di un condensatore di compensazione da 4700 pF da collegarsi tra il terminale 1 ed il terminale 8.

Per il dimensionamento del rivelatore in caso di segnali d'ingresso in banda di rumore il procedimento di calcolo è simile a quello sopra riportato salvo l'applicazione della formula generale che è, come mostrato in precedenza:

$$V_{uc.c.} = V_{i \text{ eff.}} * G1 * G2 / \sqrt{2 * \pi}$$

dalla quale, ipotizzando in via preliminare che i due guadagni parziali possano essere uguali si ricava:

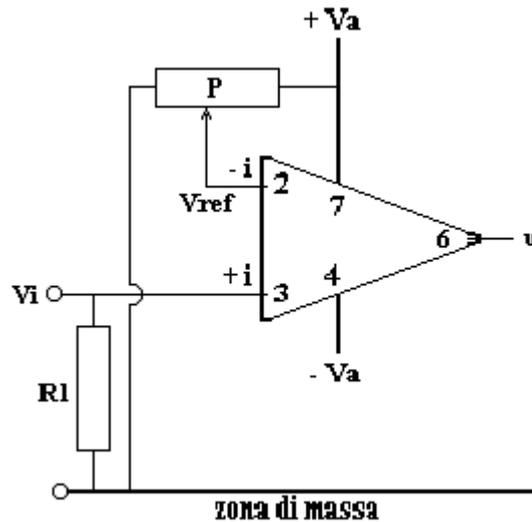
$$G = \sqrt{(2.5 V_{uc.c.} / V_{i \text{ eff.}})}$$

Nell'impiego delle due formule sopra esposte si deve ricordare che il valore del segnale di rumore d'ingresso, espresso con $V_{ieff.}$, s'intende misurato in tutta la banda di frequenze nella quale viene applicato al rivelatore.

4.13 Il circuito comparatore

Il circuito comparatore è utile in tutti quei casi in cui si debba eseguire un controllo d'ampiezza di tensioni continue; il dispositivo si realizza, generalmente, con un microamplificatore a guadagno libero collegato come mostrato in figura 4.21.

figura 4.21



Il circuito di figura è molto semplice ed il suo funzionamento è elementare; il microamplificatore è collegato, senza circuito di controreazione, come amplificatore in corrente continua, ed è, come s'è detto innanzi, a guadagno libero; l'ingresso invertente è polarizzato, tramite il cursore del potenziometro P, con una tensione continua positiva $+V_{ref}$, la tensione di polarizzazione viene amplificata dall'integrato e, dato l'elevato guadagno, porta il circuito in saturazione al massimo valore di tensione raggiungibile dall'uscita U. Il livello di saturazione raggiunto da U è di segno opposto di $+V_{ref}$ dato che questa è applicata all'ingresso invertente; U sarà pertanto prossima, come livello, alla tensione negativa d'alimentazione $-V_a$.

Questa è la condizione di riposo del comparatore, condizione che viene cambiata quando una tensione continua positiva $+V_i$, applicata all'ingresso non invertente, supera il livello della tensione di riferimento $+V_{ref}$; se si verifica questa situazione l'amplificatore cambia stato di saturazione da livello di tensione negativo a livello di tensione positivo con U prossima alla tensione d'alimentazione $+V_a$.

Dal funzionamento illustrato deriva il nome di circuito "comparatore"; esso infatti consente il verificarsi di un evento, il cambiamento di stato del livello d'uscita, in corrispondenza della comparazione tra due livelli di tensione $+V_i$ e $+V_{ref}$.

Per la verità il cambiamento di stato del circuito non si ha per la comparazione teorica

$$+V_i = +V_{ref}$$

ma per un valore di V_i di poco superiore a $+V_{ref}$ secondo l'espressione

$$+V_i + \Delta = +V_{ref}$$

Si comprende come, minore potrà essere l'errore commesso Δ , migliore sarà la precisione di comparazione del circuito.

Il comparatore di figura 4.21 può lavorare anche in modo opposto qualora, per necessità, si debba controllare il possibile decadimento di una tensione $+V_i$ sempre presente all'ingresso del circuito rispetto ad un livello prefissato di riferimento $+V_{ref}$. In questo caso, a riposo, dovrà essere

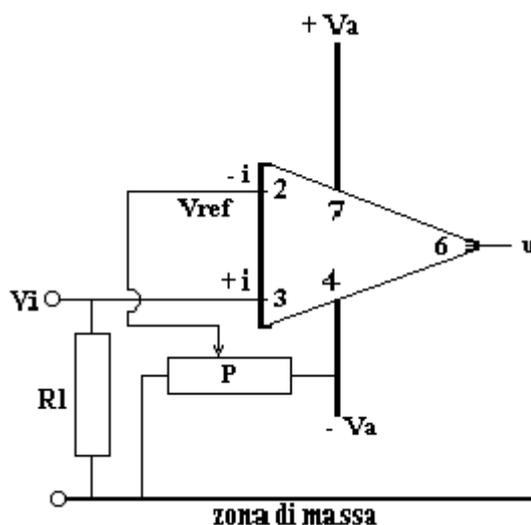
$$+ V_i > + V_{ref}$$

e l'uscita U sarà a livello positivo, qualora, a causa di decremento di V_i si verificasse la condizione

$$+ V_i < + V_{ref}$$

Per la comparazione di tensioni negative, $-V_i$, il circuito deve avere la tensione di riferimento di segno negativo così come risulta dallo schema di figura 4.22.

figura 4.22



In questa nuova configurazione circuitale l'ingresso invertente è polarizzato, tramite il cursore del potenziometro P, con una tensione continua negativa $-V_{ref}$ che porta il circuito in saturazione al massimo valore di tensione positiva raggiungibile dall'uscita U. Questa è la condizione di riposo del comparatore, condizione che viene cambiata quando una tensione continua negativa $-V_i$, applicata all'ingresso non invertente, supera il livello della tensione di riferimento $-V_{ref}$; se si verifica questa situazione l'amplificatore cambia stato di saturazione da livello di tensione positivo a livello di tensione negativo.

Per evitare confusione con le definizioni algebriche sui numeri relativi quest'ultima descrizione necessita di un chiarimento di carattere numerico:

Se ad esempio:

$$-V_{ref} = -10 \text{ V}$$

s'intenderà $-V_i$ inferiore a $-V_{ref}$ quando:

$$-V_i = -9 \text{ V}$$

s'intenderà $-V_i$ superiore a $-V_{ref}$ quando:

$$-V_i = -11$$

Impostiamo ora i calcoli per il progetto di un circuito comparatore:

Dati di base:

Sia da realizzare un comparatore in grado di controllare quando lo stato di variabilità di una tensione continua V_i di + 1.5 volt supera il +/- 10 %, il controllo deve essere fatto con un errore

massimo del +/- 1.5 % sui limiti di variabilità attesi. L'indicazione del fuori controllo deve essere fornita dall'accensione di una lampada di segnalazione da 28 V 0.1 A.

Determinazione dei limiti di controllo:

I limiti di controllo richiesti nel +/- 10 % su di 1.5 volt sono:

limite superiore $L_s = +1.5 \text{ V} + 1.5 \text{ V} * (10/100) = +1.65 \text{ V}$

limite inferiore $L_i = +1.5 \text{ V} - 1.5 \text{ V} * (10/100) = +1.35 \text{ V}$

Determinazione dell'errore sui limiti di controllo:

L'errore massimo sui limiti di controllo deve essere del +/- 1.5 %

L'errore sul limite superiore deve essere:

$\Delta 1 = 1.65 \text{ V} * 1.5 / 100 = +/-24.75 \text{ mV}$

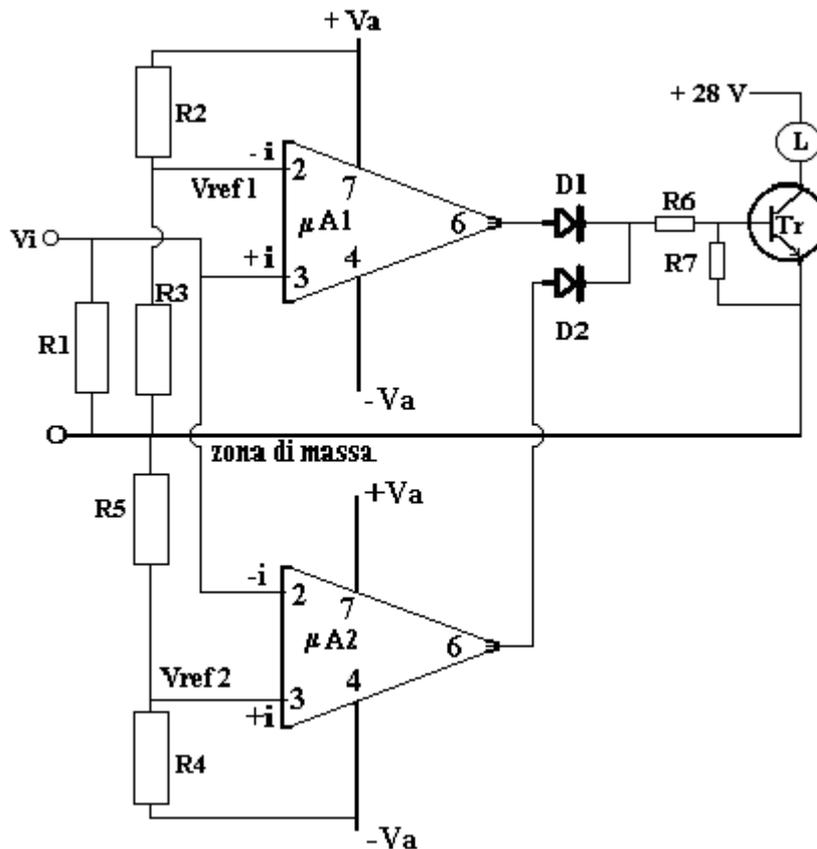
L'errore sul limite inferiore deve essere:

$\Delta 2 = 1.35 \text{ V} * 1.5 / 100 = +/-20.25 \text{ mV}$

Caratteristiche generali del circuito di comparazione:

I dati di base richiedono di eseguire una comparazione doppia, sia su V_i crescente che su V_i decrescente, ciò impone l'impiego di due integrati opportunamente collegati tra loro come mostrato nella figura 4.23

figura 4.23



In essa sono riportati i due microamplificatori, $\mu A1$ e $\mu A2$, il primo avente la $V_{ref} 1$ collegata all'ingresso invertente, determinata dal partitore $R2, R3$ per il controllo di V_i nel superamento di L_s , il secondo con $V_{ref} 2$ collegata all'ingresso non invertente, determinata dal partitore $R4, R5$ per il controllo del decadimento di V_i sotto L_i .

La tensione V_i sotto controllo è applicata, ai capi di R_1 , sia all'ingresso non invertente di $\mu A1$ che all'ingresso invertente di $\mu A2$.

Le uscite di $\mu A1$ e $\mu A2$ costrette, in condizioni normali dalle rispettive V_{ref} , al livello di circa $-V_a$, sono collegate, tramite $D1$ e $D2$ ed R_6 , alla base del transistor Tr chiusa a massa da R_7 . Il transistor Tr ha sul collettore la lampada L per l'indicazione del fuori controllo (si veda paragrafo 3.2). Il transistor, del tipo NPN, in condizioni normali non conduce; quando uno dei due integrati cambia stato, a seguito della fuoriuscita di V_i dai limiti di controllo, la sua tensione d'uscita diventata positiva e, tramite $D1$ o $D2$, porta in conduzione Tr che provoca l'accensione della lampada di segnalazione L .

Le tensioni d'alimentazione $\pm V_a$, essendo utilizzate anche per le V_{ref} , devono essere stabilizzate entro il $\pm 1\%$.

Caratteristiche dei circuiti integrati:

I circuiti integrati devono essere selezionati tra i tipi adatti a lavorare in corrente continua con tensioni e correnti di fuori zero d'ingresso che portino ad errori inferiori al Δ minimo di ± 20.25 mV calcolato in precedenza.

Selezionato il microamplificatore LF355 come probabile integrato adatto al progetto, avendo una tensione di fuori zero V_{fz} di soli 13 mV massimi, nettamente inferiore a Δ , dobbiamo controllare se anche le altre caratteristiche consentono di rientrare nei limiti imposti da Δ .

L'integrato, avendo le seguenti caratteristiche:

- I_{fz} = corrente di fuori zero d'ingresso = 2 nA massimo
- I_{po} = corrente di polarizzazione d'ingresso = 8 nA massimo

se collegato a resistori d'ingresso di valori non superiori a 10000 ohm può avere:

- tensione di fuori zero dovuta ad $I_{fz} = 2$ nA * 10000 ohm = 20 μ V

- tensione di fuori zero dovuta ad $I_{po} = 8$ nA * 10000 ohm = 80 μ V

- valori di fuori zero che, anche se sommati a $V_{fz} = 13$ mV, consentono al fuori zero globale di restare nettamente sotto al valore di ± 20.25 mV imposto dal progetto.

Si conclude quindi che l'integrato LF355 è idoneo per essere utilizzato nel nostro lavoro, anche senza il circuito esterno di compensazione del fuori zero.

Calcolo dei partitori per le tensioni di referenza:

Per il calcolo dei partitori è necessario definire le tensioni d'alimentazione $+V_a$ e $-V_a$ che, in base alle caratteristiche d'alimentazione dell'integrato LF355, possono essere scelte a ± 15 V. Le tensioni d'alimentazione positiva e negativa devono essere stabilizzate entro il $\pm 1\%$.

I valori delle tensioni di referenza devono essere

$$V_{ref1} = L_s = +1.65 \text{ V}$$

da realizzarsi mediante il partitore R_2, R_3 scrivendo:

$$15 \text{ V} / (R_2 + R_3) = V_{ref1} : R_3$$

ponendo ora, per la minimizzazione dei fuori zero, $R_3 = 1000$ ohm R_2 sarà:

$$R_2 = R_3 * (15 \text{ V} - V_{ref1}) / V_{ref1} = 1000 \text{ ohm} (15 \text{ V} - 1.65 \text{ V}) / 1.65 \text{ V} = 8090 \text{ ohm}$$

$$V_{ref2} = L_i = +1.35 \text{ V}$$

da realizzarsi mediante il partitore R_4, R_5 scrivendo

$$15 \text{ V} / (R_4 + R_5) = V_{ref2} : R_5$$

ponendo ora, per la minimizzazione dei fuori zero, $R_5 = 1000 \text{ ohm}$ R_4 sarà:

$$R_4 = R_5 * (15V - V_{ref2}) / V_{ref2} = 1000 \text{ ohm} (15V - 1.35V) / 1.35V = 10111 \text{ ohm}$$

Le resistenze dei partitori devono avere una precisione dell'ordine dell'1 %.

Computi vari:

-Il transistor Tr può essere scelto nel tipo 2N1711(si veda paragrafo 3.2).

-La resistenza R_1 , non essendo richiesti particolari valori per la resistenza d'ingresso del circuito, può essere posta, per la minimizzazione dei fuori zero, al valore $R_1 = 10000 \text{ ohm}$.

-La resistenza R_6 deve essere calcolata in base alla tensione di comando dovuta allo stato alto dell'uscita di uno degli integrati, valutabile per $V_a = 15 \text{ V}$, sulla scorta dei dati di catalogo, $V_u = 13V$ e sulla scorta delle caratteristiche del 2N1711:

La corrente di base di Tr , con il carico della lampada L , sarà

$$I_b = 100 \text{ mA} / hFE = 100 \text{ mA} / 100 = 1 \text{ mA}$$

valutando la somma delle due tensioni di giunzione del diodo e del transistor a 1.4 V si ha

$$R_6 = (V_u - 1.4 \text{ V}) / I_b = (13V - 1.4V) / 1 \text{ mA} = 11600 \text{ ohm} \text{ (arrotondabile a } 10000 \text{ ohm)}$$

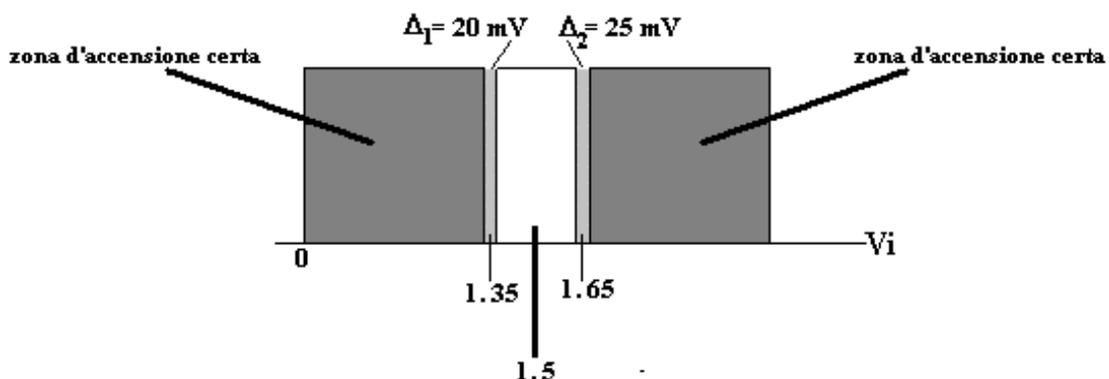
-La resistenza R_7 ha il solo compito di non lasciare aperto il circuito di base di Tr quando quest'ultimo non è in conduzione, una resistenza da 100 Kohm è adatta.

-I diodi D_1 e D_2 , date le modeste tensioni di lavoro, possono essere selezionati nel tipo 1N2001

Esame della risposta del comparatore alle variazioni di V_i :

E' interessante mettere in grafico la risposta del comparatore alle variazioni di V_i ; la figura 4.24 mostra l'andamento dell'accensione della lampada di segnalazione in funzione dell'ampiezza di V_i . Il grafico non è in scala proporzionata all'ampiezza delle tensioni in gioco per consentire di evidenziare gli intervalli di Δ delle tolleranze.

figura 4.24



La zona bianca, compresa tra $(1.35 \text{ V} + \Delta_1/2)$ e $(1.65 - \Delta_2/2)$ è l'intervallo entro il quale è accettata la variazione di V_i senza segnalazione di fuori controllo.

La zona grigio chiaro, compresa tra $(1.35 \text{ V} - \Delta_1/2)$ e $(1.35 \text{ V} + \Delta_1/2)$ è l'intervallo d'incertezza accettato nel quale si può avere segnalazione di fuori controllo o nessuna segnalazione.

La zona grigio scuro, compresa tra $(1.65 \text{ V} - \Delta_1/2)$ e $(1.65 \text{ V} + \Delta_1/2)$ è l'intervallo d'incertezza accettato nel quale si può avere segnalazione di fuori controllo o nessuna segnalazione.

La zona grigio scuro sotto i $(1.35 \text{ V} - \Delta_1/2)$ è zona certa di segnalazione di fuori controllo.

La zona grigio scuro sopra i $(1.65 \text{ V} + \Delta_1/2)$ è zona certa di segnalazione di fuori controllo.

Osservazioni di carattere generale:

Nel progetto non si è accennato ai tempi di reazione del comparatore perché ciò non era richiesto dal sistema dovendo accendere una lampada che notoriamente ha un'inerzia elevata; possono però presentarsi casi in cui si renda necessaria una elevata velocità di transizione del comparatore da uno stato all'altro, in tali circostanze i circuiti integrati devono essere selezionati in base alla velocità di transizione richiesta.

Se non si possono disporre tensioni d'alimentazione $\pm V_a$ stabilizzate entro le tolleranze richieste, si possono formare le tensioni di riferimento V_{ref} mediante un circuito ausiliario con diodo zener.

4.14 Filtri attivi

I microamplificatori consentono la realizzazione di circuiti di filtraggio passa basso, passa alto, passa banda detti attivi.

Con questi circuiti si possono sostituire, a volte, gli analoghi filtri detti passivi che utilizzano soltanto componenti, quali condensatori ed induttanze, che non richiedono tensioni d'alimentazione. La teoria per il progetto di un filtro attivo è molto complicata ma la difficoltà può essere facilmente superata utilizzando configurazioni circuitali standard che, con l'ausilio di formule codificate, consentono il dimensionamento rapido del filtro desiderato.

I filtri passa basso sono strutture circuitali che consentono il passaggio di segnali elettrici dalla tensione continua a frequenze stabilite.

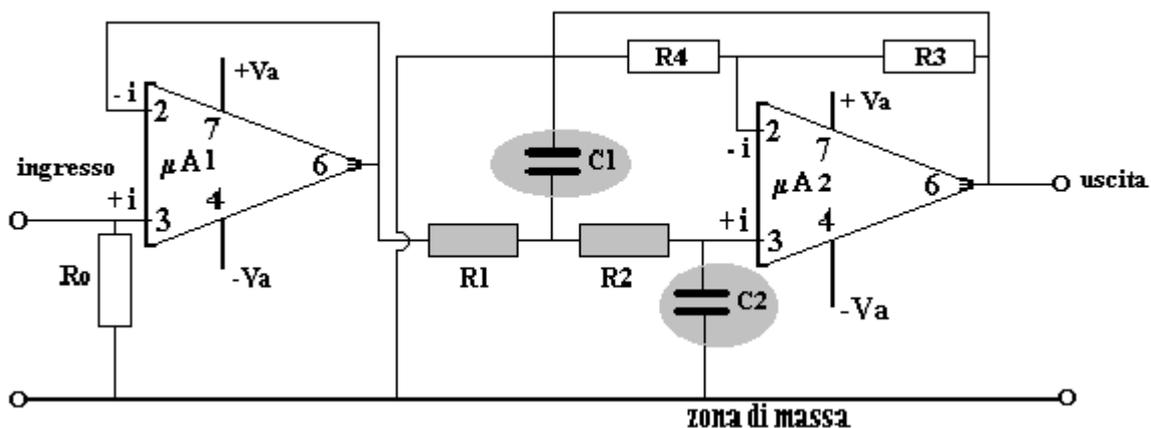
I filtri passa alto sono strutture circuitali che consentono il passaggio di segnali elettrici da una frequenza stabilita a tutte le frequenze superiori.

I filtri passa banda sono strutture circuitali che consentono il passaggio di segnali elettrici tra due frequenze stabilite.

4.14.1 Filtri attivi passa basso

Uno dei filtri attivi passa basso, tra i più semplici, è riportato in figura 4.25.

figura 4.25



Lo schema è formato da due sezioni funzionali:

La prima, costituita dall'integrato $\mu A 1$, ha il solo compito di offrire alla seconda sezione la bassa impedenza richiesta per il corretto funzionamento del filtro attivo.

La seconda, costruita attorno a $\mu A 2$, costituisce, da sola, il filtro attivo; i componenti del circuito hanno le seguenti funzioni:

-i componenti marcati in grigio, R_1, R_2, C_1, C_2 , formano la rete di sintesi che conferisce al filtro il valore caratteristico della "frequenza di taglio" e della "pendenza nella zona oltre f_0 ".

-i componenti R_3, R_4 , formano la rete di controreazione di $\mu A 2$ che consente alla "curva di risposta del filtro" di avere il profilo voluto.

Prima di proseguire nella descrizione del filtro, vediamo di chiarire parte della terminologia citata: Per "curva di risposta" di un filtro s'intende il profilo del grafico che mostra come varia l'attenuazione in dipendenza del variare della frequenza.

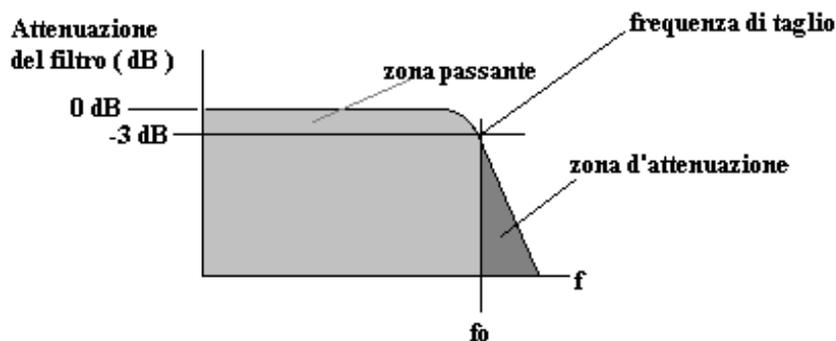
Per "frequenza di taglio" di un filtro passa basso s'intende il valore della frequenza, f_0 , per la quale l'attenuazione, da nulla che era nella zona nella quale il segnale è destinato a transitare (zona

passante), inizia a mostrare il primo cenno d'attenuazione con una perdita di -3 dB rispetto alla zona passante.

Per "pendenza nella zona oltre f_0 " s'intende l'entità d'attenuazione, espressa in deciBel, per ogni ottava di variazione (raddoppiamento della frequenza).

La curva indicativa di figura 4.26 mostra tanto la curva di risposta di un filtro passa basso quanto il posizionamento della frequenza di taglio f_0 .

figura 4.26



Mostrata la curva di risposta del filtro passa basso, vediamo come calcolarne i componenti tenendo sempre come base di lavoro lo schema di figura 4.25.

Lo schema indicato consente la realizzazione di filtri passa basso che, nella zona d'attenuazione, hanno sempre pendenza costante di 12 dB/ottava (si veda appendice A0).

Filtri con pendenze superiori possono essere progettati ma la loro complicazione non ne consente una facile realizzazione né in termini di progetto né di costruzione; circuiti del tipo accennato richiedono forze ed attrezzature disponibili soltanto in laboratori attrezzati.

La frequenza di taglio f_0 del nostro filtro attivo si calcola con la semplice formula:

$$f_0 = 1 / 2 * \pi * R * C$$

dove

$R = R_1 = R_2$ espresse in ohm

$C = C_1 = C_2$ espresse in Farad

La formula impone quindi che i valori di R_1 ed R_2 siano uguali, così come uguali devono essere C_1 e C_2 . Le tolleranze dei componenti devono essere entro 1% dei valori risultanti dai calcoli.

Nel calcolo dei componenti R e C si suggerisce di scegliere un adatto valore di R per poi calcolare C secondo l'espressione:

$$C = 1 / 2 * \pi * R * f_0$$

con la quale si calcola il valore della capacità $C = C_1 = C_2$ in dipendenza del valore di f_0 .

Il circuito di amplificazione di $\mu A2$ deve essere in corrente continua dato che il filtro in oggetto, del tipo passa basso, ha il compito di trasferire nella banda passante tutti i segnali compresi tra frequenza zero (segnale in corrente continua) e frequenza f_0 .

Il guadagno G_{cc} di $\mu A2$ deve essere sempre impostato, inderogabilmente, al valore prestabilito di:

$$G_{cc} = 1.586$$

Per ottimizzare la stabilità in corrente continua di $\mu A2$ i valori delle due resistenze $R3$ ed $R4$, che formano l'anello di controreazione, devono essere calcolate secondo le formule:

$$R3 = G_{cc} * 2 * R$$

$$R4 = 2 * R / [1 - (1 / G_{cc})]$$

Ora, sulla scorta degli elementi acquisiti, vediamo come progettare un filtro passa basso attivo mediante lo sviluppo del seguente esercizio:

Dati di base:

Sia da progettare un filtro passa basso attivo avente una banda passante compresa tra frequenza zero e 3000 Hz con una pendenza d'attenuazione fuori banda superiore a 10 dB/ottava ed una resistenza d'ingresso superiore a 10000 ohm..

Scelta dei circuiti integrati:

La scelta dei circuiti integrati è legata al valore di f_0 ; se f_0 è molto alta sarà necessario scegliere microamplificatori per alta frequenza, nel nostro caso invece con $f_0 = 3000$ Hz, qualsiasi integrato con basso fuori zero d'ingresso potrà essere selezionato.

Calcolo della rete di sintesi:

Dato che studi ed esperienze suggeriscono di tenere, per quanto possibile, i valori di $R1, R2$ uguali a 2000 ohm, il filtro passa basso viene progettato partendo dalla frequenza di taglio voluta, $f_0 = 3000$ Hz ed un valore di $R = 2000$ ohm +/- 1%, con questi dati si calcola il valore di C :

$$C = 1 / 2 * \pi * 2000 \text{ ohm} * 3000 \text{ Hz} = 26539 \text{ pF}$$

Saranno quindi $C1 = C2 = C = 26539 \text{ pF} +/- 1\%$

Calcolo della rete di controreazione di $\mu A2$:

Il calcolo dei valori della rete di controreazione di $\mu A2$ si eseguono con le formule indicate in precedenza con $G_{cc} = 1.586$

$$R3 = 1.586 * 2 * 2000 \text{ ohm} = 6344 \text{ ohm} +/- 5\%$$

$$R4 = 2 * 2000 \text{ ohm} / [1 - (1 / 1.586)] = 10825 \text{ ohm} +/- 5\%$$

Calcolo di R_o :

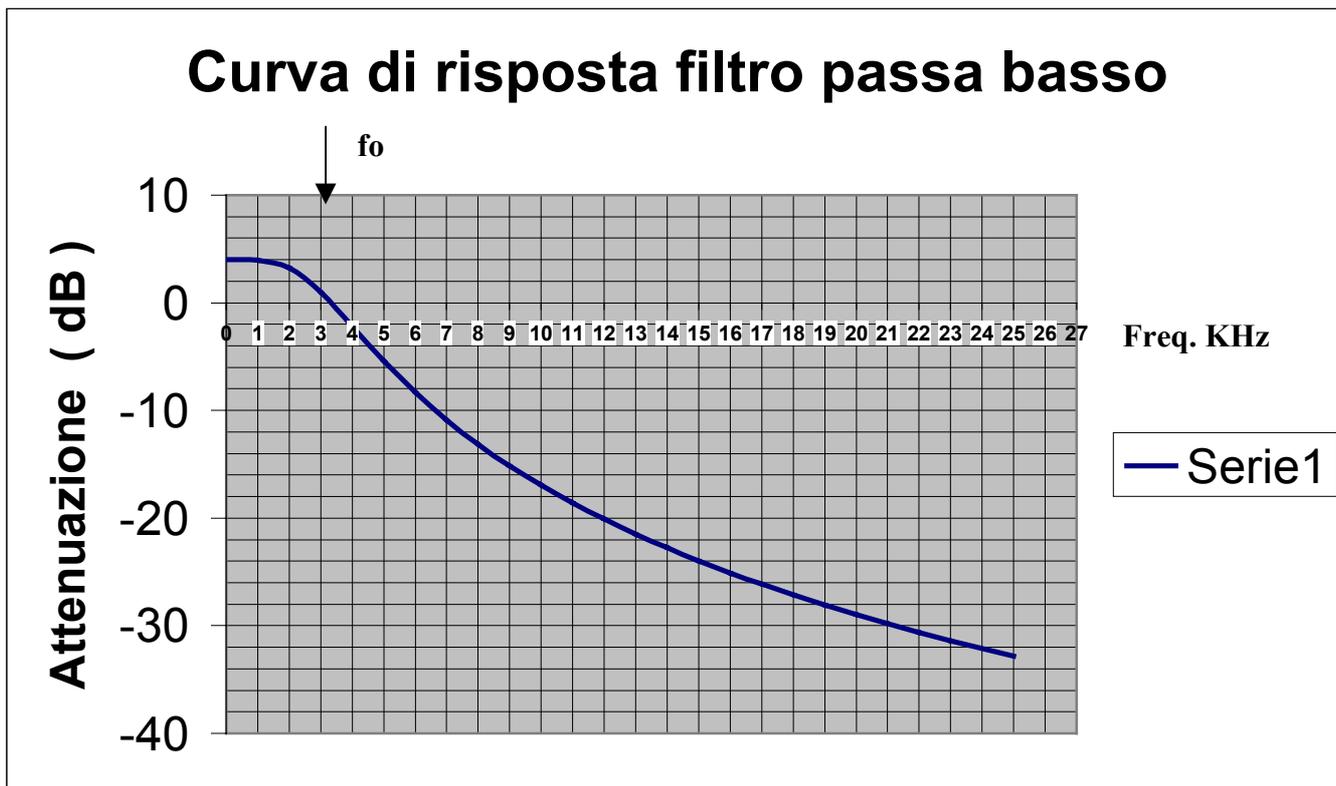
Essendo richiesta una resistenza d'ingresso del filtro maggiore di 10000 ohm il valore di R_o può essere scelto di poco superiore a 10000 ohm onde minimizzare le tensioni di fuori zero di $\mu A1$, quindi $R_o = 22000$ ohm.

Tracciamento della curva di risposta di riferimento:

Per consentire il controllo del funzionamento del filtro si deve impiegare un tracciato campione sopra il quale sovrapporre i valori delle attenuazioni ricavati in sede di prova sul circuito sperimentale. Dato che tutti i profili delle curve di risposta di filtri attivi passa basso, costruiti secondo lo schema di figura 4.25, sono simili, basterà averne uno per cambiare di volta in volta il

valore di f_0 e degli altri valori della scala delle frequenze per adattarlo al progetto in prova. La curva di risposta campione del nostro filtro è tracciata in figura 4.27; in essa si osserva che nella zona passante il guadagno del filtro è di 1.586 volte (4 dB), questo valore è dovuto al guadagno imposto in $\mu A2$. In corrispondenza della frequenza di taglio $f_0 = 3000$ Hz il filtro mostra che il guadagno è sceso, ed inizia l'azione d'attenuazione, da 1,586 volte (4 dB) a 1.11 volte (1 dB) , oltre la frequenza di taglio il filtro attenua di circa 4 volte (12 dB) per ogni raddoppiamento della frequenza. Per la funzione matematica di calcolo dell'andamento della risposta si veda l'appendice A3.

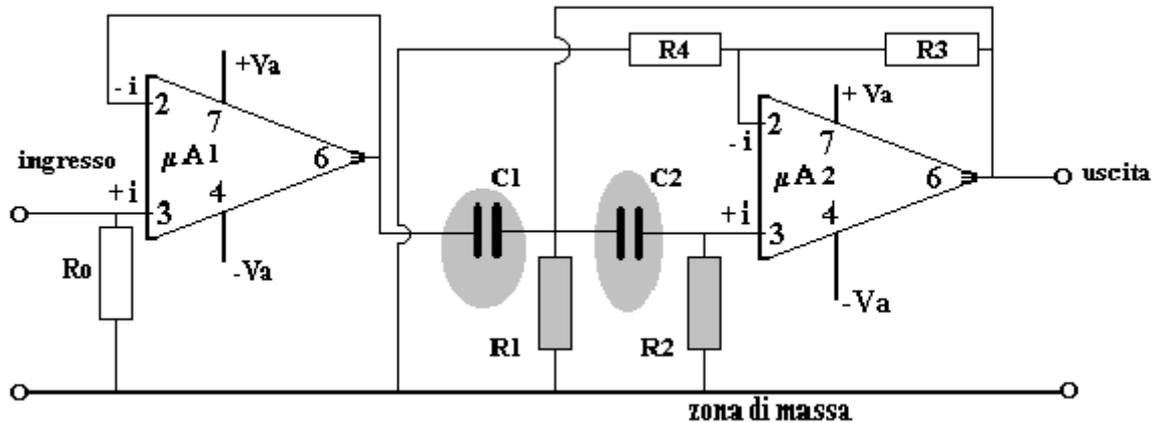
figura 4.27



4.14.2 Filtri attivi passa alto

Uno dei filtri attivi passa alto, tra i più semplici, ha la struttura elettronica simile a quello di figura 4.25. ma sono invertite le posizioni di R1 con C1 e di R2 con C2 come mostrato in figura 4.28.

figura 4.28



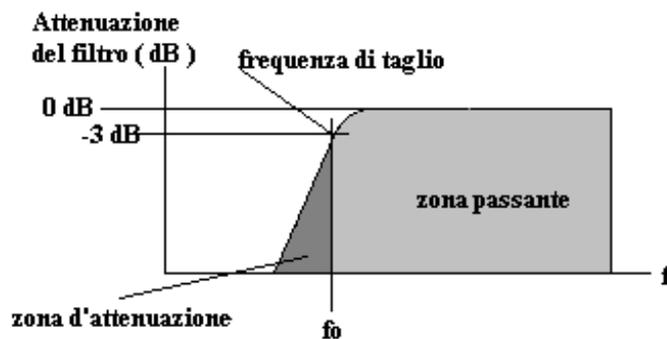
Lo schema è formato dalle due sezioni funzionali già descritte nel paragrafo 4.14.1.

Una definizione per la frequenza di taglio f_0 di un filtro passa alto deve essere data; per f_0 s'intende il valore della frequenza per la quale l'attenuazione, da nulla che era per valori di $f > f_0$ (zona passante), inizia a mostrare il primo cenno d'attenuazione con una perdita di -3 dB rispetto alla zona passante.

Per "pendenza nella zona sotto f_0 " s'intende l'entità d'attenuazione, espressa in deciBel, per ogni ottava di variazione (dimezzamento della frequenza).

La curva indicativa di figura 4.29 mostra tanto la curva di risposta di un filtro passa alto quanto il posizionamento della frequenza di taglio f_0 .

figura 4.29



Mostrata la curva di risposta del filtro passa alto vediamo come calcolarne i componenti tenendo sempre come base di lavoro lo schema di figura 4.28.

Lo schema indicato consente la realizzazione di filtri passa alto che, nella zona d'attenuazione, hanno sempre pendenza costante di 12 dB/ottava.

La frequenza di taglio f_0 del passa alto si calcola con una formula identica a quella del passa basso:

$$f_0 = 1 / 2 * \pi * R * C$$

dove

$R = R1 = R2$ espresse in ohm

$C = C1 = C2$ espresse in Farad

La formula impone quindi che i valori di R1 ed R2 siano uguali, così come uguali devono essere C1 e C2. Le tolleranze dei componenti devono essere entro 1% dei valori risultanti dai calcoli.

Nel calcolo dei componenti R e C si suggerisce di scegliere un adatto valore di R per poi calcolare C secondo l'espressione:

$$C = 1 / 2 * \pi * R * f_0$$

con la quale si calcola il valore della capacità $C = C1 = C2$ in dipendenza del valore di f_0 .

Il circuito di amplificazione di $\mu A2$ può essere in corrente continua anche se il filtro passa alto non lo richiede.

Il guadagno G_{cc} di $\mu A2$ deve essere sempre impostato, inderogabilmente, al valore prestabilito di:

$$G_{cc} = 1.586$$

Per ottimizzare la stabilità in corrente continua di $\mu A2$ i valori delle due resistenze R3 ed R4, che formano l'anello di controreazione, devono essere calcolate secondo le formule:

$$R3 = G_{cc} * 2 * R$$

$$R4 = 2 * R / [1 - (1 / G_{cc})]$$

Sulla scorta degli elementi acquisiti, vediamo come progettare un filtro passa alto attivo mediante lo sviluppo del seguente esercizio:

Dati di base:

Sia da progettare un filtro passa alto attivo avente una banda passante che inizia dalla frequenza di 10000 Hz con una pendenza d'attenuazione fuori banda superiore a 9 dB/ottava ed una resistenza d'ingresso superiore a 10000 ohm.

Scelta dei circuiti integrati:

La scelta dei circuiti integrati è legata al valore della frequenza più elevata che si pensa debba transitare nel passa alto; se tale frequenza è molto elevata, sarà necessario scegliere microamplificatori per alta frequenza.

Calcolo della rete di sintesi:

Dato che studi ed esperienze suggeriscono di tenere, per quanto possibile, i valori di R1,R2 uguali a 2000 ohm, il filtro passa alto viene progettato partendo dalla frequenza di taglio voluta, $f_0 = 10000$ Hz ed un valore di $R = 2000$ ohm +/- 1%, con questi dati si calcola il valore di C:

$$C = 1 / 2 * \pi * 2000 \text{ ohm} * 10000 \text{ Hz} = 7961 \text{ pF}$$

Saranno quindi $C1 = C2 = C = 7961$ pF +/- 1%

Calcolo della rete di controreazione di $\mu A2$:

Il calcolo dei valori della rete di controreazione di $\mu A2$ si eseguono con le formule indicate in precedenza con $G_{cc} = 1.586$

$$R3 = 1.586 * 2 * 2000 \text{ ohm} = 6344 \text{ ohm} +/- 5\%$$

$$R4 = 2 * 2000 \text{ ohm} / [1 - (1 / 1.586)] = 10825 \text{ ohm} \pm 5\%$$

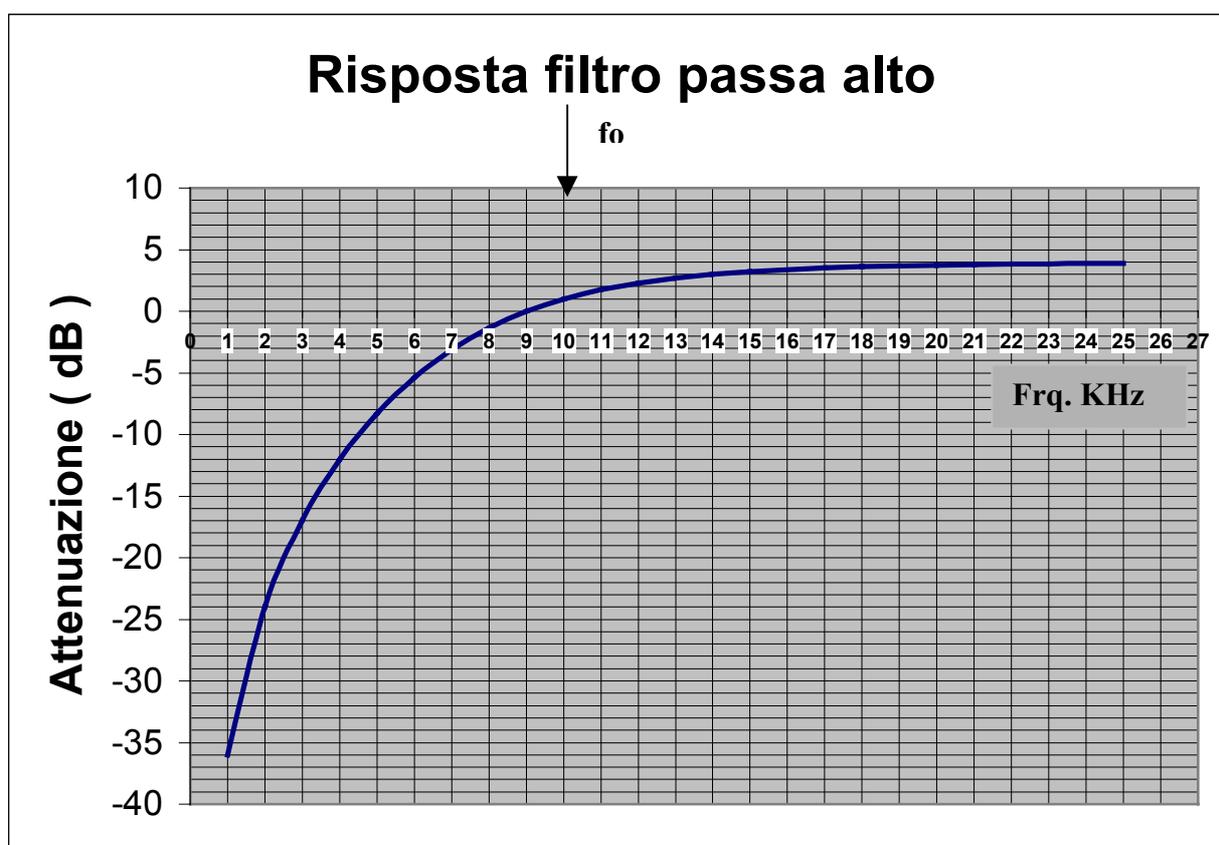
Calcolo di Ro:

Essendo richiesta una resistenza d'ingresso del filtro maggiore di 10000 ohm il valore di Ro può essere scelto di poco superiore a 10000 ohm onde minimizzare le tensioni di fuori zero di $\mu A1$, quindi $R_o = 22000 \text{ ohm}$.

Tracciamento della curva di risposta di riferimento:

Per consentire il controllo del funzionamento del filtro si deve impiegare un tracciato campione sopra il quale sovrapporre i valori delle attenuazioni ricavati in sede di prova sul circuito sperimentale. Dato che tutti i profili delle curve di risposta di filtri attivi passa alto, costruiti secondo lo schema di figura 4.28, sono simili, basterà averne uno per cambiare di volta in volta il valore di f_o e degli altri valori della scala delle frequenze per adattarlo al progetto in prova. La curva di risposta campione del nostro filtro è tracciata in figura 4.30; in essa si osserva che nella zona passante il guadagno del filtro è di 1.586 volte (4 dB), valore dovuto al guadagno imposto in $\mu A2$. In corrispondenza della frequenza di taglio $f_o = 10000 \text{ Hz}$ il filtro mostra che il guadagno è sceso, ed inizia l'azione d'attenuazione, da 1,586 volte (4 dB) a 1.11 volte (1 dB) ; sotto la frequenza di taglio il filtro attenua di circa 4 volte (12 dB) per ogni dimezzamento della frequenza. Per la funzione matematica di calcolo dell'andamento della risposta si veda l'appendice A3.

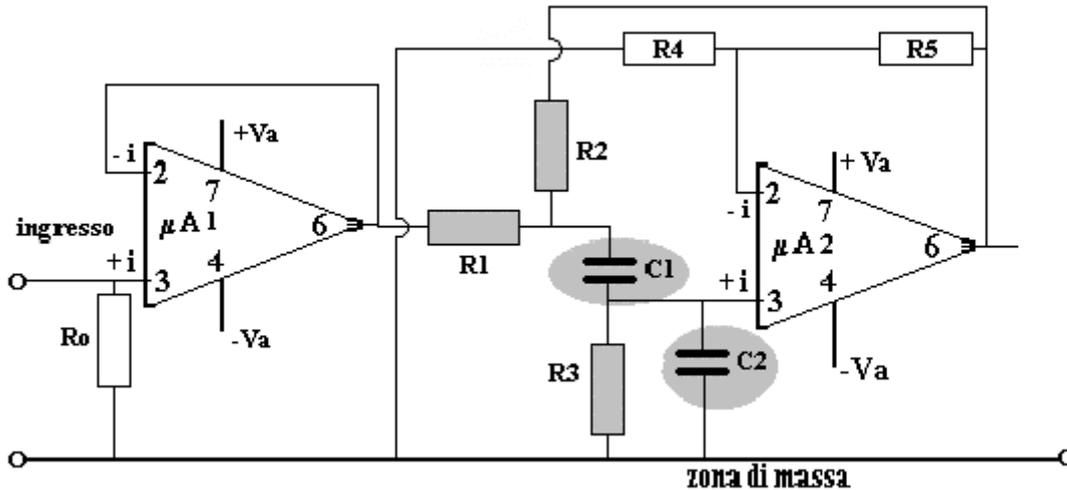
figura 4.30



4.14.3 Filtri attivi passa banda

Lo schema di un filtro attivo passa banda, realizzato con elettronica simile alla precedente, è riportato in figura 4.31.

figura 4.31



Lo schema è formato da due sezioni funzionali:

La prima, costituita dall'integrato $\mu A1$, ha il solo compito di offrire alla seconda sezione la bassa impedenza richiesta per il corretto funzionamento del filtro attivo.

La seconda, costruita attorno a $\mu A2$, costituisce, da sola, il filtro attivo; i componenti del circuito hanno le seguenti funzioni:

-i componenti marcati in grigio, $R1, R2, R3, C1, C2$, formano la rete di sintesi che conferisce al filtro il valore caratteristico della "frequenza di centro banda" e della "larghezza di banda".

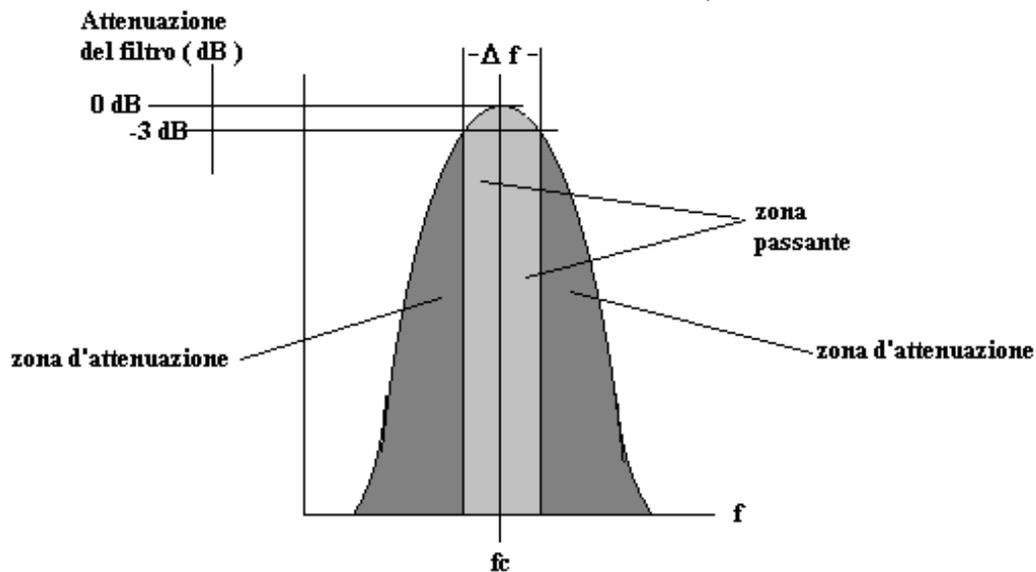
-i componenti $R4, R5$ formano la rete di controreazione di $\mu A2$ che consente alla "curva di risposta del filtro" di avere il profilo voluto.

Prima di proseguire nella descrizione del filtro vediamo di chiarire parte della terminologia citata: Per "frequenza di centro banda" di un filtro passa banda s'intende la frequenza per la quale il filtro viene progettato.

Per "larghezza di banda" di un filtro passa banda s'intende il valore dell'intervallo di frequenza, Δf , oltre il quale l'attenuazione, da modesta che era nella zona nella quale il segnale è destinato a transitare (zona passante), inizia a mostrare il primo cenno d'attenuazione con una perdita di -3 dB rispetto alla zona passante.

La curva indicativa di figura 4.32 mostra la "curva di risposta di un filtro passa banda" ed il posizionamento della frequenza centrale f_0 e dell'intervallo Δf .

figura 4.32



Mostrata la curva di risposta del filtro vediamo come calcolarne i componenti tenendo sempre come base di lavoro lo schema di figura 4.31:

La frequenza f_c di centro banda del filtro e la larghezza di banda Δf si calcolano con la formule:

$$f_c = 1 / [(2 * \pi * R * C * \sqrt{ (1 + R / R_1) }]$$

$$\Delta f = 2 / (2 * \pi * C * R_1)$$

dove

R_1 espressa in ohm

$R = R_2 = R_3$ espresse in ohm

$C = C_1 = C_2$ espresse in Farad

Le formule impongono che i valori di R_2 ed R_3 siano uguali tra loro, così come uguali devono essere C_1 e C_2 . Le tolleranze dei componenti devono essere entro 1% dei valori risultanti dai calcoli.

Per il calcolo dei valori dei componenti R_1 , R_2 , R_3 , C_1 , C_2 è conveniente trasformare le formule sopra indicate per ottenere:

$$C = 1 / (\pi * \Delta f * R_1)$$

$$R = (1 / 2 * \pi * f_c * C)$$

Le formule sono valide se, dopo aver scelto R_1 , risulta che il rapporto $R_1/R > 6$.

La prima formula consente il calcolo di $C = C_1 = C_2$ in dipendenza del valore di Δf e R_1 .

La seconda formula consente il calcolo di $R = R_2 = R_3$ in dipendenza di C e di f_c .

Il circuito di amplificazione di $\mu A2$ può essere in corrente continua anche se il filtro passa banda non lo richiede.

Il guadagno G_{cc} di $\mu A2$ deve essere sempre impostato, inderogabilmente, al valore prestabilito di:

$$G_{cc} = 3$$

Per ottimizzare la stabilità in corrente continua di $\mu A2$ i valori delle due resistenze $R3$ ed $R4$, che formano l'anello di controreazione, devono essere calcolate secondo le formule:

$$R5 = G_{cc} * 2 * R3$$

$$R4 = 2 * R3 / [1 - (1 / G_{cc})]$$

Ora, sulla scorta degli elementi acquisiti, vediamo come progettare un filtro passa banda attivo mediante lo sviluppo del seguente esercizio:

Dati di base:

Sia da progettare un filtro passa banda attivo avente una frequenza di centro banda $f_c = 10000$ Hz ed una larghezza di banda $\Delta f = 500$ Hz.

La resistenza d'ingresso deve essere superiore a 10000 ohm..

Scelta dei circuiti integrati:

La scelta dei circuiti integrati è legata al valore di f_c ; se f_c è molto alta, sarà necessario scegliere microamplificatori per alta frequenza, nel nostro caso invece con $f_c = 10000$ Hz, qualsiasi integrato con basso fuori zero d'ingresso potrà essere selezionato.

Calcolo della rete di sintesi:

Iniziamo il calcolo con la determinazione del valore di $C = C1 = C2$ in funzione del Δf voluto, $\Delta f = 500$ Hz, secondo la formula

$$C = 1 / (\pi * \Delta f * R1)$$

per far ciò dobbiamo scegliere un valore per $R1$ che non rappresenti, da un lato, un carico eccessivo per $\mu A1$ e dall'altro un valore troppo elevato tale da rendere il valore di C troppo piccolo; un ragionevole compromesso è di porre $R1 = 100000$ ohm quindi:

$$C = 1 / (3.14 * 500 \text{ Hz} * 100000 \text{ ohm}) = 6369 \text{ pF}$$

Saranno quindi $C1 = C2 = C = 6369 \text{ pF} \pm 1\%$

Proseguiamo ora con il calcolo di R in funzione del valore di $f_c = 10000$ Hz e di C sopra determinato con la formula:

$$R = (1 / 2 * \pi * f_c * C)$$

$$R = 1 / (6.28 * 10000 \text{ Hz} * 6369 * 10^{-12} \text{ F}) = 2500 \text{ ohm}$$

Saranno quindi $R2 = R3 = R = 2500 \text{ ohm} \pm 1\%$

Verifica del rapporto R1/R:

La verifica del rapporto R1/R è indispensabile per l'accettazione dei valori dei componenti calcolati; deve essere

$$R1 / R > 6$$

Dai nostri calcoli risulta :

$$R1 = 100000 \text{ ohm}$$

$$R = 2500 \text{ ohm}$$

Quindi

$$R1 / R = 100000 \text{ ohm} / 2500 \text{ ohm} = 40$$

soddisfa l'assunto.

Calcolo della rete di controreazione di $\mu A2$:

Il calcolo dei valori della rete di controreazione di $\mu A2$ si eseguono con le formule indicate in precedenza con $G_{cc} = 3$

$$R5 = 3 * 2 * 2500 \text{ ohm} = 15000 \text{ ohm}$$

$$R4 = 2 * 2500 \text{ ohm} / [1 - (1 / 3)] = 7500 \text{ ohm}$$

Calcolo di Ro:

Essendo richiesta una resistenza d'ingresso del filtro maggiore di 10000 ohm il valore di R_o può essere scelto di poco superiore a 10000 ohm onde minimizzare le tensioni di fuori zero di $\mu A1$, quindi $R_o = 22000 \text{ ohm}$.

Tracciamento della curva di risposta di riferimento:

Per consentire il controllo del funzionamento del filtro si deve impiegare un tracciato campione sopra il quale sovrapporre i valori delle attenuazioni ricavati in sede di prova sul circuito sperimentale. Dato che tutti i profili delle curve di risposta di filtri attivi passa banda, costruiti secondo lo schema di figura 4.31, sono simili, basterà averne uno per cambiare di volta in volta il valore di f_c e ΔF e degli altri valori della scala delle frequenze per adattarlo al progetto in prova.

Con l'aiuto della funzione citata la curva di risposta del nostro filtro è tracciata in figura 4.33; in essa si osserva che il massimo è in corrispondenza della frequenza $f_c = 10000 \text{ Hz}$, la zona passante è compresa tra 9750 Hz e 10250 Hz, così come si confà ad un $\Delta f = 500 \text{ Hz}$, l'attenuazione alle frequenze di 9750 Hz e 10250 Hz è di 3 dB.

È interessante indicare come varia l'attenuazione del filtro di banda nei campi di variabilità della frequenza non riportati nel grafico di figura 4.33:

Nell'intervallo da 10000 Hz a 16000 Hz l'ampiezza scende fino a raggiungere un'attenuazione di circa 26 dB, per frequenze superiori a 16000 Hz la curva d'attenuazione è molto meno inclinata e si avvicina ad una pendenza di soli 6 dB/ottava.

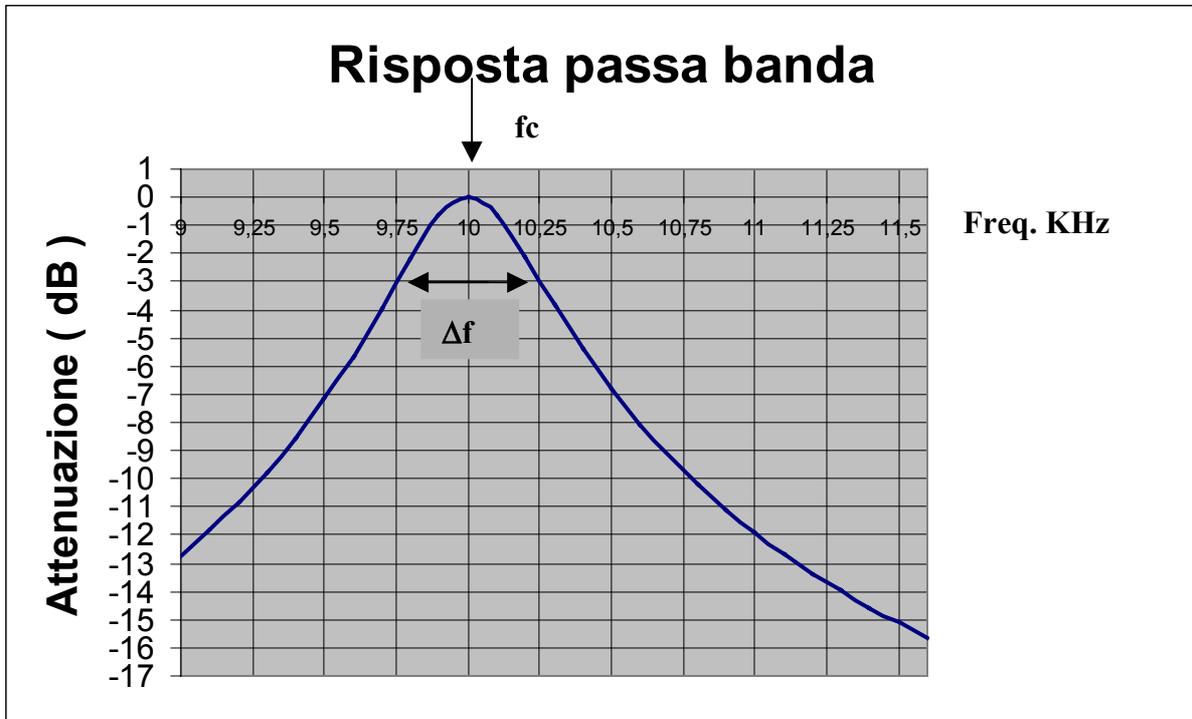
Nell'intervallo da 10000 Hz a 6000 Hz l'ampiezza scende fino a raggiungere un'attenuazione di circa 26 dB, per frequenze inferiori a 6000 Hz la curva d'attenuazione è molto meno inclinata e si avvicina ad una pendenza di soli 6 dB/ottava.

La curva non mostra il guadagno che il circuito 4.30 presenta alla frequenza di centro banda, come invece lo mostravano le curve di risposta dei filtri passa basso e passa alto illustrate nei paragrafi precedenti, ma soltanto l'attenuazione rispetto al guadagno unitario indicato al livello di 0 dB.

Il guadagno complessivo a centro banda è legato ai valori dei componenti ed è di circa 3.5 dB.

Per la funzione matematica di calcolo dell'andamento della risposta si veda l'appendice A3.

figura 4.33



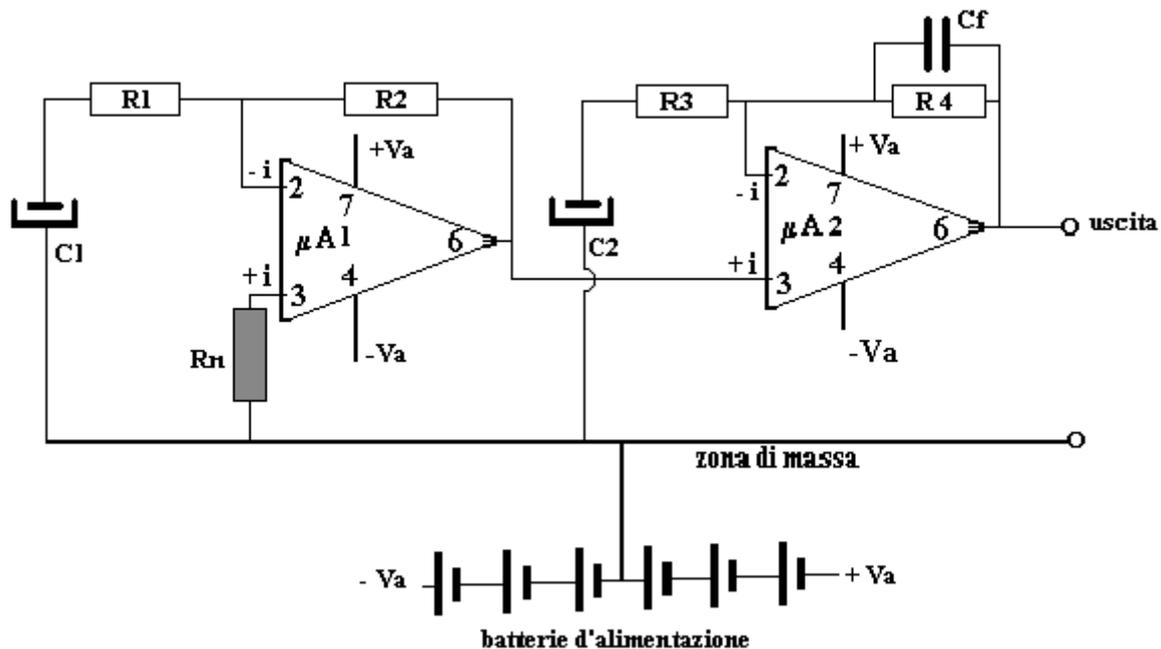
4.15 Generatore di rumore

Per generatore di rumore s'intende un circuito elettronico in grado di fornire all'uscita una tensione di rumore, di livello noto, da utilizzarsi in molte attività sperimentali di laboratorio.

Un generatore di questo tipo si basa semplicemente su di una resistenza che, a causa dell'agitazione degli elettroni dovuta alla temperatura, genera ai suoi capi, in modo naturale, una piccola tensione di rumore; detta tensione è poi amplificata opportunamente da due microamplificatori disposti in cascata.

Uno schema di generatore di rumore è proposto in figura 4.34.

figura 4.34



Il circuito mostra, a tratto ombreggiato, la resistenza R_n delegata a fornire la tensione di rumore che, dopo amplificazione, viene resa disponibile all'uscita del generatore.

La tensione di R_n è applicata all'ingresso non invertente di $\mu A1$ per subire un primo innalzamento di livello; $\mu A1$ deve avere una tensione di rumore proprio nettamente inferiore a quella generata da R_n affinché quest'ultima si possa considerare, ai fini del calcolo dei livelli, l'unico generatore di rumore.

L'uscita di $\mu A1$ viene amplificata da $\mu A2$ per il raggiungimento di livelli di tensione di rumore significativi; il condensatore C_f disposto nel circuito di controreazione di $\mu A2$ e $C2$ ha il compito di limitare la banda del rumore generato, se ciò è richiesto.

Il generatore di rumore deve essere alimentato, in $+V_a$ e $-V_a$, con batterie a secco onde evitare che collegamenti con alimentatori in c.c. connessi alla rete 220 V c.a. possano mescolare alla tensione di rumore prodotta da R_n , componenti spurie a 50 Hz ed altro.

L'ampiezza della tensione di rumore generata da R_n , espressa in Volt/ $\sqrt{\text{Hz}}$, è definita dalla formula:

$$V_{rn} \approx \sqrt{(1.5 * 10^{-20} * R_n)}$$

Vediamo come dimensionare un generatore di rumore secondo lo schema di figura 4.34:

Dati di base:

Sia da costruire un generatore di rumore in grado di fornire una tensione di circa 0.1 V_{eff} nella banda di frequenze compresa tra 10 e 1000 Hz a -3 dB, con pendenza oltre il taglio di 6 dB/ottava.

Dimensionamento di R_n e valutazione del rumore generato:

Nella scelta del valore di R_n si deve osservare:

Maggiore è il valore di R_n più elevata è la tensione generata dalla resistenza.

Maggiore è il valore di R_n più elevata risulta l'impedenza d'ingresso di μA1 con il rischio d'interferenze elettriche dall'esterno.

Valori compresi tra 1 Mohm e 4.7 Mohm si sono dimostrati praticamente buoni compromessi tra i due problemi; un valore di R_n = 3.3 Mohm è pertanto una ottima scelta.

Si deve calcolare V_{rn} secondo la formula

$$V_{rn} \approx \sqrt{(1.5 * 10^{-20} * R_n)}$$

valida se R_n è del tipo ad impasto di carbone.

$$V_{rn} \approx \sqrt{(1.5 * 10^{-20} * 3.3 * 10^6)} = 0.22 \mu V/\sqrt{Hz}$$

Il valore spettrale del rumore deve essere trasformato nella banda richiesta di 990 Hz abbiamo quindi:

$$V_{rn} = 0.22 \mu V/\sqrt{Hz} * \sqrt{990} = 7 \mu V_{eff}$$

Calcolo del guadagno elettronico:

Il guadagno elettronico richiesto ai due microamplificatori è di:

$$G_e = V_{nu} / V_{rn}$$

Dove V_{nu} è la tensione di rumore richiesta in uscita nella banda 990 Hz e V_{rn} è la tensione generata da R_n nella stessa banda, si ha perciò:

$$G_e = 0.1 V_{eff} / 7 \mu V_{eff} = 14285 \text{ volte (83 dB)}$$

Questo guadagno può essere diviso in due quote, q_p, uguali tra μA1 e μA2 come segue:

$$q_p = \sqrt{G_e}$$

$$q_p = \sqrt{14285} = 119 \text{ volte (41.5 dB)}$$

Calcolo delle reti di controeazione:

Avendo stabilito che i due microamplificatori abbiano lo stesso guadagno, si avrà:

$$R_1 = R_3$$

$$R_2 = R_4$$

e quindi dovrà risultare $R_1 + R_2 / R_1 = q_p = 119 \text{ volte}$

Fissando $R_2 = 100000 \text{ ohm}$, per non caricare i circuiti integrati, si ha:

$$R_1 = R_2 / (q_p - 1) = 100000 \text{ ohm} / (119 - 1) = 847 \text{ ohm} \text{ (arrotondabile a } 820 \text{ ohm)}$$

Il valore di C_1 , per non creare tagli in frequenza su μA_1 , deve essere circa $X_{c1} = R_1/100$, perciò $X_{c1} = 8.2 \text{ ohm}$ alla frequenza inferiore della banda (10 Hz), quindi:

$$C_1 = 1 / 6.28 * 10 \text{ Hz} * 8.2 \text{ ohm} = 1941 \text{ } \mu\text{F} \text{ (arrotondabile a } 2200 \text{ } \mu\text{F)}$$

Vediamo i tagli di frequenza che devono operare su μA_2 :

Un taglio deve essere fatto; -3dB a 10 Hz dimensionando C_2

Un taglio deve essere fatto; -3dB a 1000 Hz dimensionando C_f

La reattanza di C_2 a 10 Hz dovrà essere

$$X_{c2} = R_3 = 820 \text{ ohm}$$

quindi

$$C_2 = 1 / 6.28 * 10 \text{ Hz} * 820 \text{ ohm} = 19.4 \text{ } \mu\text{F} \text{ (arrotondabile a } 22 \text{ } \mu\text{F)}$$

La reattanza di C_f deve essere calcolata con la formula

$$X_{cf} = 0.707 * q_p * R_4 / \sqrt{[R_4^2 - (0.707 * q_p)^2]}$$

$$X_{cf} = 0.707 * 119 * 100000 \text{ ohm} / \sqrt{[100000^2 - (0.707 * 119)^2]} = 84.14 \text{ ohm}$$

Dalla quale il valore di C_f

$$C_f = 1 / 6.28 * 1000 \text{ Hz} * 84.14 \text{ ohm} = 1.89 \text{ } \mu\text{F} \text{ (arrotondabile a } 2.2 \text{ } \mu\text{F)}$$

Scelta dei microamplificatori:

Per μa_1 ci si deve orientare su di un circuito integrato con un rumore proprio nettamente inferiore al rumore generato da R_n

$$V_{rn} = 0.22 \text{ } \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$$

Il microamplificatore OPA27 ha un rumore proprio massimo V_o inferiore a $6 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ovvero uguale a $0.006 \text{ } \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ che soddisfa la condizione imposta.

Per μa_2 si deve comparare il rumore proprio con il rumore V_{rn} amplificato da μa_1 .

Essendo $q_p = 119$ volte si ha:

$$\text{rumore in uscita da } \mu a_1 = V_{rn} * q_p = 0.22 \text{ } \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}} * 119 \text{ volte} = 26 \text{ } \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$$

Il microamplificatore LF156 ha un rumore proprio massimo V_o dell'ordine di $20 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ovvero uguale a $0.02 \text{ } \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ che soddisfa la condizione imposta.

Elenco dei componenti:

Resistenze al 5%, $\frac{1}{4}$ W

μ A1 = OPA27

μ A2 = LF156

Rn = 3.3 Mohm (ad impasto)

R1 = R3 = 820 ohm

R4 = R5 = 100000 ohm

C1 = 2200 μ F

C2 = 22 μ F

Cf = 1700 pF

Batterie d'alimentazione +14V ; -14 V

Suggerimenti per la costruzione:

Il generatore di rumore deve essere realizzato con cura in una piastrina isolante da inserire in un piccolo contenitore metallico collegato alla massa del circuito.

Le batterie, da +/-14 V, devono essere poste all'interno del contenitore e devono essere collegate al circuito con cavetti corti, su ciascuna batteria deve essere poi collegato un condensatore da 1000 μ F.

La prima sezione del circuito, formata da μ A1, Rn, R1,R2,C1, deve essere schermata dalla seconda sezione con una lastrina metallica ortogonale alla piastrina dell'elettronica.

L'uscita del generatore deve essere collegata ad un connettore BNC fissato al contenitore.

L'unico elemento che deve fuoriuscire dal contenitore deve essere l'interruttore doppio d'accensione.

4.16 Circuito d'interfaccia tra analogico e digitale

Dopo l'elaborazione di segnali analogici capita sovente di dover trasferire detti segnali nell'ambito della circuitazione digitale a scopi più diversi; le modalità di trasferimento tra analogico e digitale sono di due tipi:

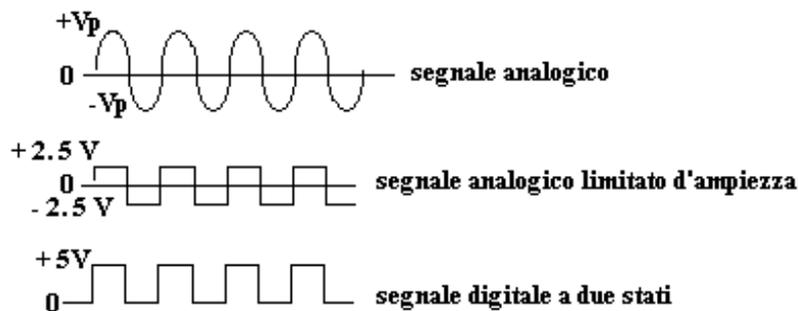
Trasferimento dei segnali analogici mediante conversione A/D (analogica/digitale) che consente di trasformare i primi in numeri binari adatti ad essere trattati, ad esempio, da un computer.

Trasferimento dei segnali analogici mediante conversione di stato che consente di trasformare i segnali analogici in segnali digitali che rappresentano soltanto la polarità dei primi (anche questo tipo di conversione può essere richiesto, ad esempio, per introdurre dati particolari in un computer).

Dei due tipi di trasferimento dei segnali analogici in digitale ci occuperemo soltanto del secondo dato che il primo riguarda quasi esclusivamente le tecniche digitali che non fanno parte del presente manuale.

Prendiamo in esame il caso in cui sia da convertire, in due stati, un segnale analogico al fine di inserirlo in un circuito digitale che, come tale, lo richieda a livelli compresi tra 0V e +5V. Per comprendere di quale operazione fisica si tratti e quali siano le forme d'onda che intervengono in questo tipo di operazione analizziamo la figura 4.35.

figura 4.35



Nella figura 4.35 è tracciato, in alto, un segnale analogico a caratteristica sinusoidale che si sviluppa tra il massimo di tensione di picco positiva, $+V_p$, ed il massimo di tensione di picco negativa $-V_p$; sotto il segnale sinusoidale è tracciato ciò che resta di esso dopo il “taglio” in ampiezza, sia dei picchi positivi, sia dei picchi negativi.

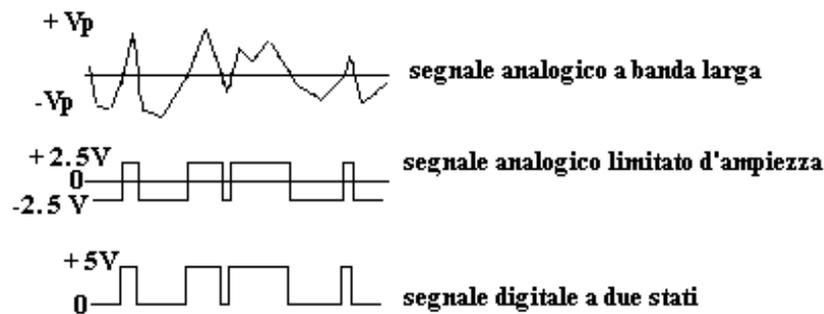
Questo nuovo segnale, detto “segnale analogico limitato d'ampiezza”, se da un lato perde le informazioni legate al profilo dell'ampiezza del segnale originale ne mantiene però una caratteristica fondamentale costituita dai tempi di passaggio del segnale stesso attraverso lo zero.

I circuiti logici non accettano, però, il “segnale analogico limitato d'ampiezza” dato che esso si sviluppa tra livelli positivi e negativi, detto segnale deve ulteriormente essere modificato affinché le sue caratteristiche elettriche siano adatte alla circuitazione digitale.

Con una opportuna traslazione di livello, verso le tensioni positive, il segnale limitato assume la caratteristica del “segnale digitale a due stati” che, sviluppandosi tra livello zero e livello $+5\text{ V}$, è adatto ad essere trasferito alla circuitazione digitale; anche questo segnale porta l'informazione dei tempi di passaggio per lo zero del segnale originale.

Se il segnale analogico è costituito da una banda di frequenze il processo di trattamento ed i concetti esposti in precedenza sono identici, un'indicazione grafica di questo caso è illustrata in figura 4.36.

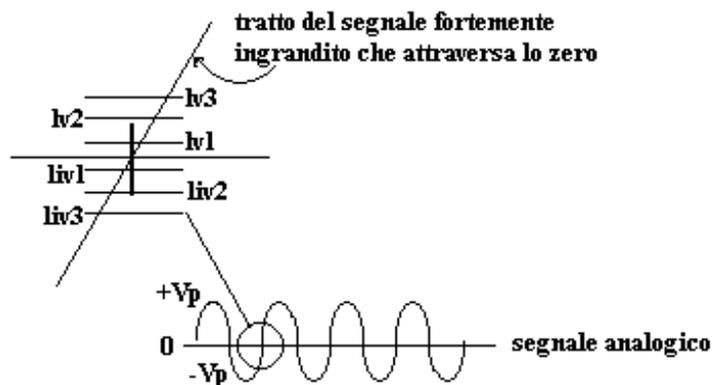
figura 4.36



In questo nuovo esempio grafico è mostrato il segnale analogico che, essendo a larga banda, è caratterizzato da un'onda irregolare fluttuante, casualmente nel tempo, sia in ampiezza che in polarità; la limitazione d'ampiezza di questo segnale genera un'onda rettangolare che, riportando fedelmente gli intervalli di passaggio per lo zero dell'onda originale, presenta, per questa ragione, semiperiodi di durata diversa tra loro, infine il segnale digitale a due stati ottenuto per traslazione d'ampiezza dal segnale limitato.

In questo particolare trattamento dei segnali analogici è di fondamentale importanza trasferire con precisione alla circuitazione digitale la durata dei tempi tra i diversi passaggi per lo zero del segnale analogico originale; questa caratteristica si può ottenere soltanto se il circuito, che trasforma il segnale originale nel segnale limitato d'ampiezza, è sufficientemente sensibile alle piccole tensioni che si verificano attorno ai passaggi dello zero ed è sufficientemente veloce nel rispondere a tali eventi, così come è mostrato nella figura 4.37.

figura 4.37



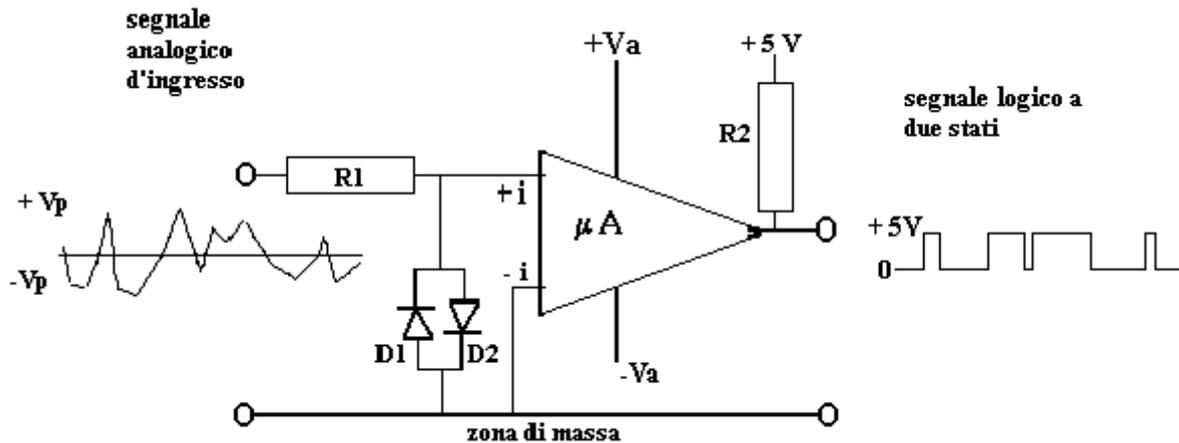
Nella figura 4.37 è mostrato, in basso, un segnale analogico, ed in alto, un ingrandimento ideale che consente di vedere come può avvenire la discriminazione del livello da parte di un adatto circuito.

Il segmento inclinato, tracciato nell'ingrandimento, è la porzione di segnale che attraversa lo zero, il segmento verticale a tratto spesso ne rappresenta la posizione di passaggio, le righe parallele, indicate con i simboli liv1, liv2, liv3, rappresentano, a titolo dimostrativo, i diversi livelli di sensibilità raggiungibili.

Se per trasferire il tempo di passaggio per lo zero si utilizza un comparatore (si veda paragrafo 4.13) con un errore $\Delta = liv3$, l'errore sarà sensibile; se il comparatore consentirà un errore $\Delta = liv2$, l'errore nel trasferimento del tempo sarà inferiore del precedente, in ultimo con un $\Delta = liv1$, potremo avere la migliore condizione di rilevamento tra le tre indicate.

Per questo tipo di comparazione sono disponibili in commercio particolari microamplificatori ad elevata velocità di transizione e bassi errori; l'impiego di uno di questi circuiti integrati è mostrato in figura 4.38.

figura 4.38



In figura 4.38 è riportato lo schema elettrico d'impiego di un comparatore tipo LM139A che, come si può osservare, è estremamente semplice; l'integrato riceve, tramite R1, il segnale analogico da trasformare in due stati sull'ingresso non invertente, questo ingresso è protetto con i diodi D1 e D2 qualora il segnale analogico superi i livelli massimi ammessi dall'integrato. L'ingresso non invertente è collegato a massa; in questo caso la massa rappresenta il livello di riferimento $V_{ref} = 0$ poiché la comparazione avviene per livelli di tensione prossimi allo zero.

Il terminale d'uscita dell'integrato è connesso, all'interno dello stesso, a un transistor a collettore aperto che consente di avere in uscita il livello logico voluto grazie alla resistenza R2 collegata alla tensione di alimentazione del circuito digitale servito (nella figura il livello logico fornito è di 5 V). Le tensioni d'alimentazione $+V_a$ e $-V_a$ possono essere scelte in una ampia gamma di valori compresi tra +2V a +36 V.

I valori del fuori zero di LM139A, dichiarati dal costruttore, sono di ± 2 mV e il ritardo nella risposta è inferiore a 1.5 μ Sec.

Tra i molti pregi di questo integrato s'aggiunge il fatto che all'interno di un unico contenitore sono disponibili quattro sezioni funzionali uguali che consentono, se necessario, un notevole risparmio di spazio nella realizzazione di circuiti di comparazione multipli.

Le caratteristiche generali rendono questo circuito idoneo per molte applicazioni; data la sua naturale semplicità nessun esempio di calcolo è necessario per il suo impiego.

Una particolarità interessante del circuito di figura 4.38 deriva invece dal fatto che la tensione d'alimentazione $-V_a$ può essere eliminata collegando il terminale negativo a massa, con un modesto decadimento della precisione di comparazione; questa soluzione può essere d'aiuto nei casi in cui sia dispendioso disporre di doppie tensioni d'alimentazione, come ad esempio negli apparati portatili con circuiti alimentati a batterie.

4.17 Circuiti analogici comandati da sistemi digitali

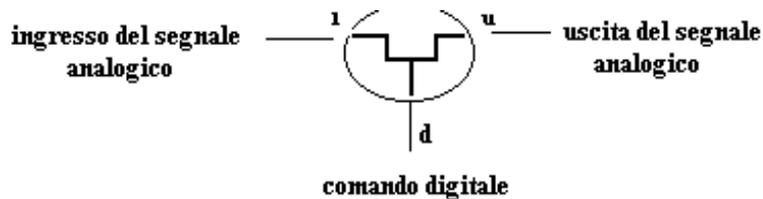
Il problema del comando di circuiti analogici da parte di sistemi digitali si pone frequentemente, sia quando i due coesistono nello stesso apparato, sia quando i primi debbano essere collegati con l'esterno come nel caso di connessione ad un personal computer.

Nei successivi sotto paragrafi prenderemo in esame tre fra gli innumerevoli casi che si possono presentare.

4.17.1 Amplificatore a guadagno controllato da comandi digitali.

Il circuito di un amplificatore il cui guadagno è controllato da comandi digitali è descritto di seguito, in questo insieme viene impiegato, per la prima volta nell'ambito del presente lavoro, un integrato che è in grado di ricevere, contemporaneamente, sia segnali analogici che digitali; il componente in oggetto è il tipo CD4016 del quale, una sezione su quattro, è mostrata in figura 4.39.

figura 4.39

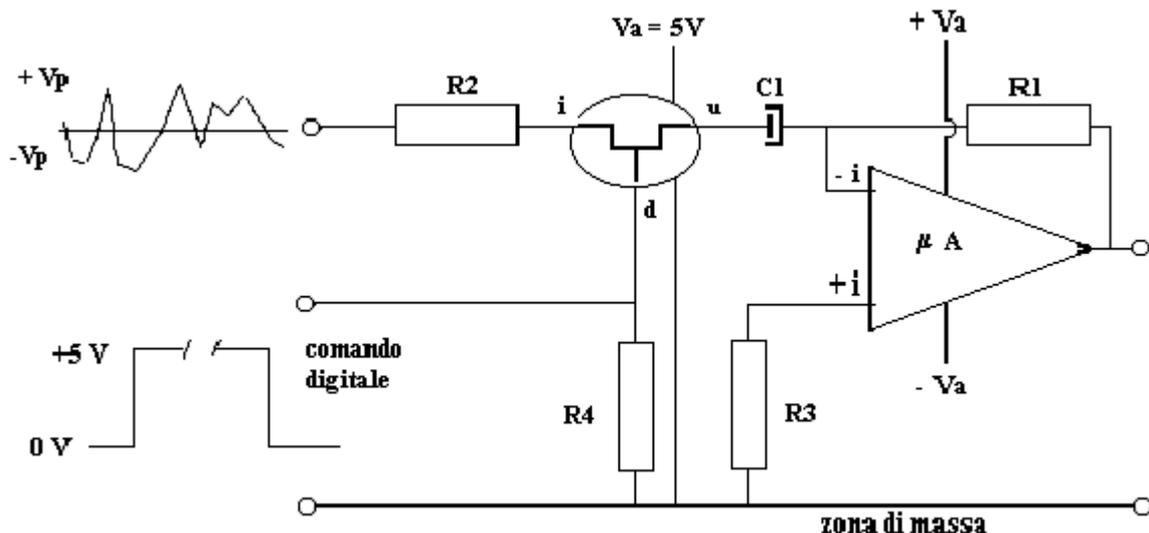


L'integrato in oggetto si comporta, ai fini del segnale analogico applicato, come un interruttore che si chiude o si apre a seguito di un adatto comando digitale.

Il segnale analogico applicato al terminale (i) viene trasferito all'uscita (u) quando il comando digitale applicato al terminale (d) assume uno stato logico alto (ad esempio +5V); se il comando digitale assume un comando logico basso (0V) l'integrato non consente il passaggio del segnale. In fase di trasferimento del segnale l'integrato offre una resistenza molto bassa, dell'ordine di 500 ohm, in fase di non trasferimento il segnale viene bloccato da una resistenza dell'ordine di alcuni mega ohm. Il nuovo integrato funziona con unica tensione d'alimentazione compresa tra 3 e 18 Vcc. Il CD4016, se impiegato in assenza di altri circuiti ausiliari, così come in figura 4.39, può essere utilizzato soltanto per il transito di segnali analogici positivi e non è perciò adatto al passaggio di segnali alternati che oscillano tra valori positivi e negativi.

Se invece il CD4016 viene collegato opportunamente ad un microamplificatore, così come è mostrato in figura 4.40, esso è utilizzabile per qualsiasi tipo di segnale analogico.

figura 4.40



Il circuito mostra il CD4016 inserito nel punto di controeazione del microamplificatore; come è noto tale punto è ad impedenza molto bassa, così che le tensioni in esso circolanti sono molto piccole, e quindi irrilevanti dal punto di vista della polarità, per il nuovo integrato.

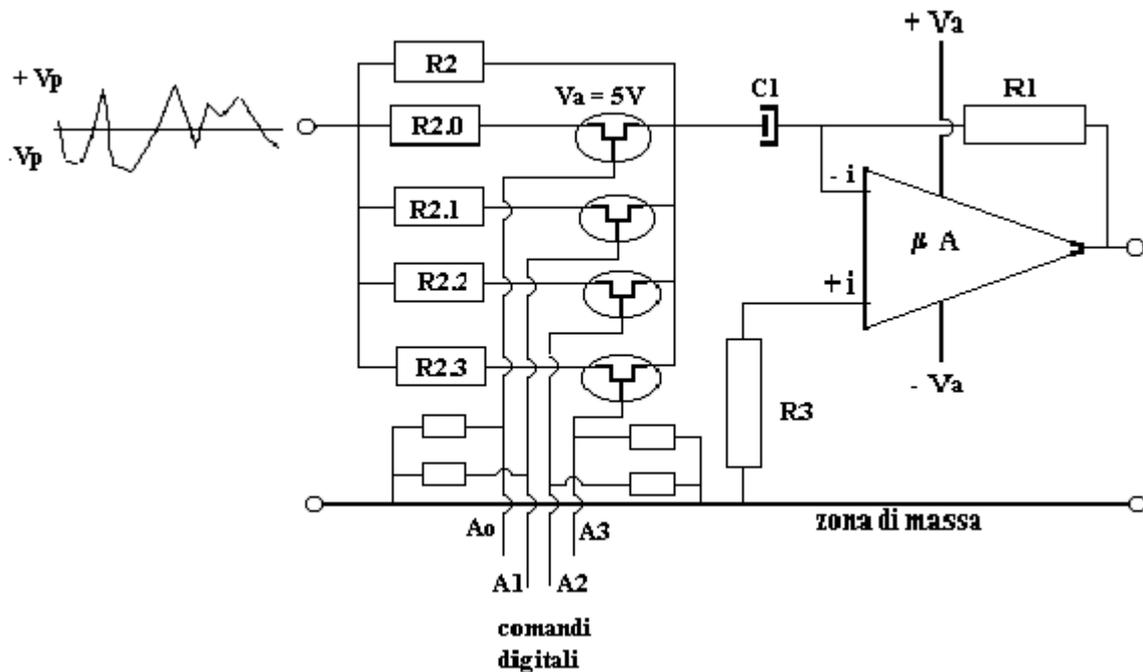
Nello schema è tracciato il segnale analogico d'ingresso, che si estende da $+V_p$ a $-V_p$, e il comando digitale, che si estende da 0V a + 5V, dalla cui durata dipende la durata del passaggio del segnale attraverso l'interruttore elettronico. Il CD4016 è alimentato con una tensione $V_a = + 5V$.

Per avere un miglior funzionamento del circuito è necessario che R2 sia almeno 10 volte la resistenza di conduzione dell'interruttore, in tal caso il guadagno dell'amplificatore è dato dal rapporto

$$G = R1 / R2$$

Dallo schema di base, che mostra l'inserimento del nuovo integrato, deriva lo schema finale del circuito che costituisce l'amplificatore a guadagno controllato da comandi digitali;(figura 4.41).

figura 4.41



Il circuito è formato da un microamplificatore μA la cui rete di controeazione è realizzata con quattro interruttori elettronici (integrati in un unico contenitore), da cinque resistenze R2; R2.0 ; R2.1; R2.2; R2.3 e dal condensatore d'isolamento C1.

Il segnale da amplificare è applicato contemporaneamente alle quattro resistenze e da queste, attraverso gli interruttori che verranno chiusi dal comando digitale , all'ingresso invertente di μA .

Il guadagno sarà subordinato dal numero delle resistenze che gli interruttori elettronici collegheranno in parallelo tra loro.

Il comando digitale è formato da quattro linee A0; A1; A2; A3 che potranno essere ciascuna o a livello 0 o a livello + 5V in dipendenza del guadagno da attribuire al circuito.

Se supponiamo inizialmente che le cinque resistenze d'ingresso siano uguali tra loro:

$R2 = R2.0 = R2.1 = R2.2 = R2.3 = R$ il guadagno dell'amplificatore, definibile in base allo stato logico delle linee, è illustrato dalla tabella seguente:

Linea	A0	A1	A2	A3	Guadagno dell'amplificatore	Incremento di guadagno
stato	0V	0V	0V	0V	$G = R1 / R$	no incremento
stato	+5V	0V	0V	0V	$G = 2 * R1 / R$	+ 6 dB (2 volte)
\stato	+5V	+5V	0V	0V	$G = 3 * R1 / R$	+3.5 dB (1.5 volte)
stato	+5V	+5V	+5V	0V	$G = 4 * R1 / R$	+2.5 dB (1.3 volte)
stato	+5V	+5V	+5V	+5V	$G = 5 * R1 / R$	+1.9 dB (1.2 volte)

Il comando digitale potrà pervenire al circuito d'amplificazione o da dispositivi facenti parte della stessa struttura elettronica, o da altre strutture esterne tra le quali anche personal computer (si veda appendice A5).

Visto e commentato lo schema dell'amplificatore, vediamo di sviluppare un esercizio numerico in grado di rendere tangibile quanto detto:

Dati dell'esercizio:

Sia da dimensionare un amplificatore a guadagno variabile a passi uguali di 6 dB , su comando di 4 linee digitali, partendo da un guadagno iniziale fisso di 20 dB (10 volte) per raggiungere un guadagno massimo di 44 dB (158 volte) alla frequenza di 350 Hz.

Il circuito dovrà presentare una resistenza d'ingresso non inferiore a 100000 ohm ed accettare un segnale massimo d'ampiezza $V_i = 0.5 V_{eff}$.

Impostazione della tabella dei guadagni:

In base ai dati richiesti s'impone la tabella dei guadagni iniziando con la prima riga, in corrispondenza allo stato 0V di tutte le quattro linee, con il valore inferiore richiesto pari a +20 dB (10 volte):

Linea	A0	A1	A2	A3	Guadagno dell'amplificatore	Incremento di guadagno
stato	0V	0V	0V	0V	$G = 20 \text{ dB (10 volte)}$	no incremento
stato	+5V	0V	0V	0V	$G = 26 \text{ dB (20 volte)}$	+ 6 dB (2 volte)
stato	+5V	+5V	0V	0V	$G = 32 \text{ dB (40 volte)}$	+ 6 dB (2 volte)
stato	+5V	+5V	+5V	0V	$G = 38 \text{ dB (79 volte)}$	+ 6 dB (2 volte)
stato	+5V	+5V	+5V	+5V	$G = 44 \text{ dB (158 volte)}$	+ 6 dB (2 volte)

Calcolo delle resistenze di controreazione:

Le formule generali per il calcolo delle resistenze $R2$; $R2.0$; $R2.1$; $R2.2$; $R2.3$, con coefficiente d'incremento k e guadagno di base G sono:

$$R2 = R1 / G$$

$$R2.0 = R1 / G * (k-1)$$

$$R2.1 = R1 / G * k * (k-1)$$

$$R2.2 = R1 / G * k^2 * (k-1)$$

$$R2.3 = R1 / G * k^3 * (k-1)$$

Le formule di il calcolo delle resistenze per gli incrementi di guadagno richiesti, di 6 dB per passo, ovvero $k = 2$, e guadagno base $G = 10$ (20 dB) sono:

$$R2 = R1/10$$

$$\begin{aligned} \mathbf{R2.0} &= \mathbf{R1/10} \\ \mathbf{R2.1} &= \mathbf{R1/20} \\ \mathbf{R2.2} &= \mathbf{R1/40} \\ \mathbf{R2.3} &= \mathbf{R1/80} \end{aligned}$$

Il calcolo deve essere svolto avendo cura d'iniziare impostando il valore di R2.3 affinché questa resistenza, che è la più piccola del gruppo, sia circa almeno 10 volte la resistenza di conduzione dell'interruttore elettronico, circa 4700 ohm; avremo perciò:

$$\begin{aligned} R2.3 &= 4700 \text{ ohm} \\ R1 &= 80 * R2.3 = 80 * 4700 \text{ ohm} = 376000 \text{ ohm} \\ R2 &= R1 / 10 = 376000 \text{ ohm} / 10 = 37600 \text{ ohm} \\ R2.0 &= R1 / 10 = 376000 \text{ ohm} / 10 = 37600 \text{ ohm} \\ R2.1 &= R1 / 20 = 376000 \text{ ohm} / 20 = 18800 \text{ ohm} \\ R2.2 &= R1 / 40 = 376000 \text{ ohm} / 40 = 9400 \text{ ohm} \end{aligned}$$

Il valore di C1 deve essere dimensionato affinché la sua reattanza sia almeno 1/100 del valore di tutto il gruppo delle resistenze collegate in parallelo quando il guadagno dell'amplificatore è impostato per il valore più elevato.

Il parallelo delle cinque resistenze è:

$$\mathbf{R_p = 1 / [(1/R2) + (1/ R2.0) + (1/ R2.1) + (1/ R2.2) + (1/ R2.3)]}$$

svolgendo il calcolo si ha $R_p = 2350 \text{ ohm}$ e quindi

$$C1 = 1 / (6.28 * 350 \text{ Hz} * 23.5 \text{ ohm}) = 19.36 \text{ } \mu\text{F} \text{ (arrotondabile a } 22 \text{ } \mu\text{F)}$$

Valutazione della resistenza d'ingresso del circuito:

La resistenza d'ingresso del circuito è variabile in dipendenza del valore di guadagno che le linee digitali impostano; questo valore andrà da 36700 ohm al massimo, con solo R2 inserita, per scendere fino a $R_p = 2350 \text{ ohm}$ con tutte le resistenze inserite.

Questo comportamento impone, per un corretto funzionamento del circuito, che la resistenza del generatore, che eroga la tensione da amplificare, debba avere un valore di almeno 1/100 di R_p (circa 20 ohm) . Il problema si risolve anteponendo al circuito di figura 4.41 un microamplificatore a guadagno unitario che con la sua bassa resistenza d'uscita realizza la condizione richiesta.

L'integrato aggiunto dovrà avere le seguenti caratteristiche:

Una resistenza d'ingresso che soddisfi i dati di progetto, cioè $R_i = 100000 \text{ ohm}$.

Una dinamica d'uscita in grado di fornire il segnale massimo applicato al suo ingresso, pari ad 0.5V eff, sul carico massimo di $R_p = 2350 \text{ ohm}$

Scelta dei microcircuiti:

Il circuito integrato principale, dovendo avere un guadagno controllato massimo di circa 44 dB deve avere un guadagno libero di almeno 80 dB a 350 Hz: un integrato con queste caratteristiche è individuabile nel tipo LM 308 (necessita del condensatore di compensazione da 3 pF).

Il circuito integrato d'ingresso può essere dello stesso tipo ma con un condensatore di compensazione di 100 pF .

Osservazione di cura per il CD4016:

Questo circuito integrato essendo costruito con la tecnologia CMOS, presenta perciò elevate resistenze ai terminali ed è suscettibile alle cariche elettrostatiche; si richiede cura nella manipolazione evitando, per quanto possibile, lo strofinio dei terminali, pena la distruzione del

dispositivo stesso. Le resistenze di protezione dei punti di comando del CD4016, che nello schema di figura 4.41 sono collegate a massa, possono avere un valore di 100000 ohm. L'integrato deve essere alimentato collegando il piedino 7 alla massa ed il piedino 14 a +5V.

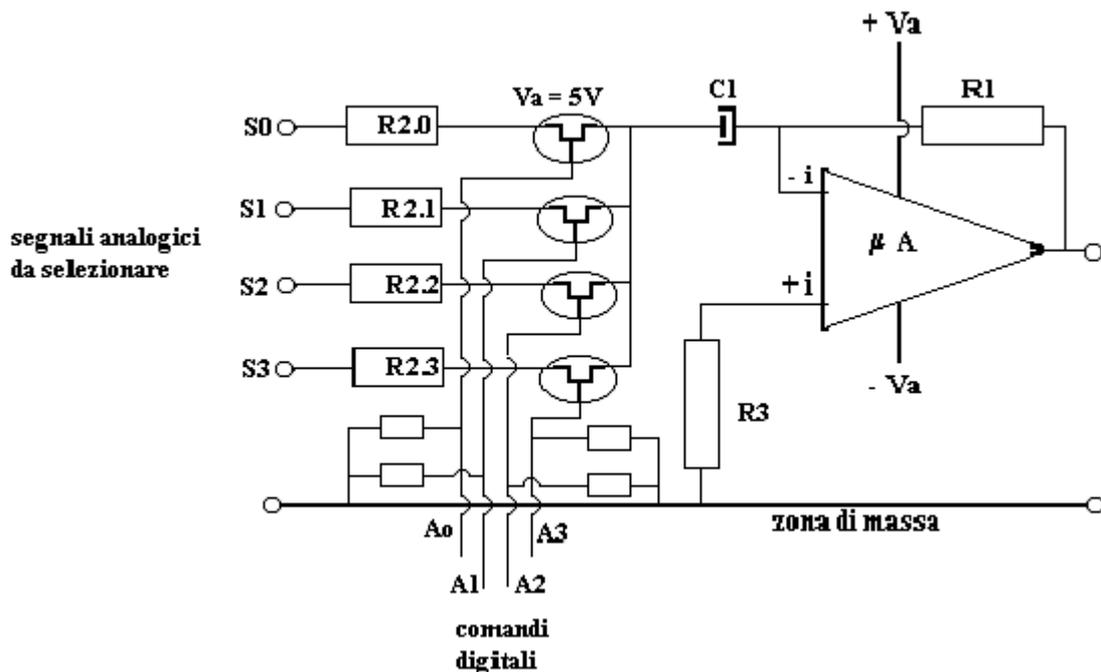
Note sulle linee digitali:

Le linee digitali di governo del guadagno, che sono state indicate con i simboli A0; A1; A2; A3, devono intervenire, assumendo lo stato alto di +5V, nella sequenza A0; A1; A2; A3 quando il guadagno deve crescere di 6 dB per passo, e, devono lasciare il comando, assumendo lo stato di 0V, nella sequenza inversa alla precedente A3; A2; A1; A0 quando il guadagno deve decrescere di 6 dB per passo. Se in entrambi i casi le sequenze non vengono rispettate, non si avranno più incrementi o decrementi di 6 dB per passo ma altri valori fuori dalle caratteristiche del progetto.

4.17.2 Selettore di canale controllato da comandi digitali.

Un circuito di selezione tra canali portanti segnali analogici controllato da comandi digitali è mostrato nello schema di figura 4.42.

figura 4.42



La struttura del circuito è simile a quella di figura 4.41, con la differenza che la funzione dei quattro interruttori elettronici è qui studiata affinché alla chiusura di ciascuno corrisponda il passaggio di un solo segnale selezionato secondo la seguente tabella di commutazione:

Linea	A0	A1	A2	A3	Segnale abilitato al transito
stato	+5V	0V	0V	0V	S0
stato	0V	+5V	0V	0V	S1
stato	0V	0V	+5V	0V	S2
stato	0V	0V	0V	+5V	S3

Le resistenze R2.0; R2.1; R2.2; R2.3 devono avere un valore di almeno 10 volte la resistenza di conduzione dell'interruttore elettronico. Il guadagno del circuito, su ciascun canale abilitato, è dato dai rapporti $G_0 = R_1 / R_{2.0}$; $G_1 = R_1 / R_{2.1}$; $G_2 = R_1 / R_{2.2}$; $G_3 = R_1 / R_{2.3}$

Il condensatore C1 è utile qualora, richiesti guadagni in corrente alternata elevati, si voglia contenere il fuori zero d'uscita. Nel caso invece in cui i segnali d'ingresso siano in corrente continua il condensatore C1 non deve essere inserito e si deve collegare direttamente l'uscita comune degli interruttori all'ingresso invertente di μA .

Con le informazioni sopra acquisite vediamo di sviluppare un semplice esercizio numerico:

Dati dell'esercizio:

Sia da dimensionare un selettore di canale, su comando di 4 linee digitali, in grado di selezionare un segnale dei quattro con le seguenti caratteristiche:

S0 = 1 Veff a 1500 Hz, guadagno richiesto 0 dB

S1 = 0.5 Veff a 32000 Hz, guadagno richiesto +6dB

S2 = 3 Veff a 10000 Hz, guadagno richiesto -4 dB

S3 = 0.3 Veff a 700 Hz, guadagno richiesto 20 dB

Per tutti e quattro i canali è imposta una resistenza d'ingresso superiore a 10000 ohm.

Impostazione della tabella dei guadagni:

In base ai dati richiesti s'imposta la tabella dei guadagni iniziando con la prima riga, in corrispondenza allo stato +5V della prima linea:

Linea	A0	A1	A2	A3	Segnale abilitato al transito	Guadagno richiesto
stato	+5V	0V	0V	0V	S0	$G_0 = 0 \text{ dB (1 volta)}$
stato	0V	+5V	0V	0V	S1	$G_1 = + 6 \text{ dB (2 volte)}$
stato	0V	0V	+5V	0V	S2	$G_2 = -4 \text{ dB (0.63 volte)}$
stato	0V	0V	0V	+5V	S3	$G_3 = + 20 \text{ dB (10 volte)}$

Calcolo delle resistenze di controreazione e di C1:

Il calcolo delle resistenze di controreazione per i quattro canali deve iniziare da quella che, richiedendo un maggior guadagno di canale, dovrà avere un valore inferiore delle quattro.

Essendo S3 il segnale che richiede il maggior guadagno, sarà R2.3 che dovrà essere dimensionata per prima tenendo conto di:

Resistenza minima d'ingresso richiesta dal progetto $R_i > 10000 \text{ ohm}$.

Resistenza minima rispetto alla resistenza di conduzione dell'interruttore $R_{\text{min}} > 5000 \text{ ohm}$

Si ottemperano entrambe le esigenze ponendo $R_{2.3} = 15000 \text{ ohm}$ e quindi:

$$R_1 = G_3 * R_{2.3} = 10 * 15000 \text{ ohm} = 150000 \text{ ohm}$$

$$R_{2.2} = R_1 / G_2 = 150000 \text{ ohm} / 0.63 = 238095 \text{ ohm}$$

$$R_{2.1} = R_1 / G_1 = 150000 \text{ ohm} / 2 = 75000 \text{ ohm}$$

$$R_{2.0} = R_1 / G_0 = 150000 \text{ ohm} / 1 = 150000 \text{ ohm}$$

Poiché il valore di C1 dovrà essere adattato alla resistenza d'ingresso più bassa con la più bassa frequenza in transito; porremo: $X_{C1} = R_{2.3} / 100 = 15000 \text{ ohm} / 100 = 150 \text{ ohm}$ da cui

$$C1 = 1 / 6.28 * 700 \text{ Hz} * 150 \text{ ohm} = 1.51 \mu\text{F} \text{ (arrotondabile a } 1.5 \mu\text{F)}$$

Valutazione della resistenza d'ingresso del circuito:

La resistenza d'ingresso del circuito varia, da canale a canale, da un minimo di 15000 ohm ad un massimo di 238095 ohm rispettando i dati imposti dal progetto che la definiscono maggiore di 10000 ohm. Naturalmente affinché le condizioni dei vari guadagni siano rispettate è necessario che i generatori, collegati a ciascun canale, abbiano una resistenza interna di circa 1/20 delle rispettive resistenze d'ingresso.

Scelta del microcircuito:

Il circuito integrato, dovendo avere un guadagno controllato massimo di 20dB, deve avere un guadagno libero di almeno 50 dB a 700 Hz; un integrato con queste caratteristiche è individuabile nel tipo LM 741.

Osservazione di cura per il CD4016:

Poiché questo circuito integrato è costruito con la tecnologia CMOS, esso presenta elevate resistenze ai terminali ed è suscettibile alle cariche elettrostatiche; si richiede cura nella manipolazione evitando, per quanto possibile, lo strofinio dei terminali, pena la distruzione del dispositivo stesso. Le resistenze di protezione dei punti di comando del CD4016, che nello schema di figura 4.42 sono collegate a massa, possono avere un valore di 100000 ohm.

L'integrato deve essere alimentato collegando il piedino 7 alla massa ed il piedino 14 a +5V.

Note sulle linee digitali:

Le linee digitali di governo della selezione, che sono state indicate con i simboli A0; A1; A2; A3, possono intervenire, assumendo lo stato alto di +5V, in qualsiasi posizione della sequenza A0; A1; A2; A3 purché, naturalmente, non vengano mai abilitati contemporaneamente due canali.

Nel circuito ora studiato il numero dei canali è di quattro unità, la struttura di figura 4.42 ne può accettare molti di più disponendo di un maggior numero di linee di selezione.

4.17.3 Serializzatore controllato da comandi digitali.

Un circuito serializzatore ha il compito di prelevare, in continuità, campioni temporali di alcuni segnali per formarne una "stringa" nella quale i campioni stessi sono collocati l'uno dopo l'altro nel tempo; un esempio di una di queste stringhe è mostrato in figura 4.43.

Nella figura si vedono, ad iniziare dall'alto, quattro segnali analogici S0; S1; S2; S3 ciascuno dei quali, in un tempo prefissato, t_o , viene "campionato" (ne viene prelevata una piccola porzione contenuta, rispettivamente, in rettangolini con le sigle C0; C1; C2; C3); dopo l'operazione di campionamento i quattro campioni vengono affiancati nel tempo creando un unico segnale "stringa" che contiene le informazioni temporali, della durata t_o , dei quattro segnali originali.

Questo risultato si ottiene con un circuito identico a quello di figura 4.42 nel quale i quattro segnali sono applicati ai corrispondenti ingressi e la stringa è disponibile all'uscita di μA ; la "stringa" si sviluppa per la serie dei tempi di cambiamento degli stati logici delle linee di comando digitali, ciascuno della durata t_o , che si inseguono, ad alta velocità, secondo la sequenza:

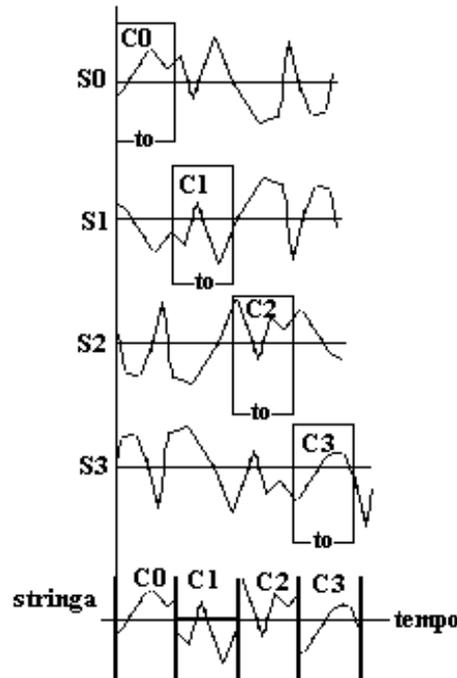
Linea	A0	A1	A2	A3	Tempo di durata dello stato +5V
stato	+5V	0V	0V	0V	T_o
stato	0V	+5V	0V	0V	T_o
stato	0V	0V	+5V	0V	T_o

stato	0V	0V	0V	+5V	To
-------	----	----	----	-----	----

Se ad esempio la durata del tempo di ciascuno stato logico a +5V è di 1 mSec, la lunghezza della stringa è di

$$T = t_o * 4 = 1 \text{ mSec}, * 4 = 4 \text{ mSec}.$$

figura 4.43



Questa operazione, che deve essere eseguita in continuità, vede gli stati logici delle linee di comando presentare nel tempo una ripetizione delle sequenze, indicate in tabella, ad un ritmo della durata:

$$T_c = 4 * t_o \text{ ovvero ad una frequenza di ripetizione di}$$

$$F_c = 1 / T_c = (1 / 4 * t_o) \text{ Hz}$$

Se ad esempio la durata di un campione è di 0.3 mSec. la frequenza di ripetizione risulta di:

$$F_c = 1 / (0.3 \text{ mSec.} * 4) = 833 \text{ Hz}$$

questo valore di frequenza è indicato come “frequenza di campionatura”; ciò a indicare che i segnali S0; S1; S2; S3 vengono campionati alla frequenza $F_c = 833 \text{ Hz}$.

A titolo informativo è utile sapere che, nei processi di campionatura, il valore di F_c deve essere superiore al doppio della frequenza massima della banda che caratterizza i segnali analogici applicati all’ingresso del serializzatore.

Nell’esempio che abbiamo trattato, legato al circuito di figura 4.42, abbiamo ragionato su quattro interruttori e quattro linee logiche; circuiti simili possono essere realizzati, se necessario, con ben più numerosi canali di segnale e di controllo, se si devono campionare, contemporaneamente, un numero di segnali superiori a quattro. Una situazione completamente opposta si può verificare, in

vece, quando sia necessario campionare un solo segnale analogico: in questo caso sarà sufficiente infatti un solo interruttore elettronico ed una sola linea digitale di controllo per realizzare il nuovo circuito.

Essendo il circuito del serializzatore del tutto identico a quello del selettore di canale, non eseguiremo alcun esercizio sull'elettronica del primo, ma ci limiteremo a prendere confidenza con i numeri che interessano i criteri della campionatura:

Dati del problema:

Si vogliono campionare, mediante il serializzatore, tre segnali analogici definiti rispettivamente nelle bande:

S1 in banda 100 – 160 Hz

S2 in banda 1000 – 1400 Hz

S3 in banda 500 – 1000 Hz

Si stabilisca il valore del tempo t_o da assegnare allo stato alto, +5V, di ciascuna delle tre linee digitali di comando.

Esame del segnale con la frequenza superiore della banda più elevata:

Dovendo campionare i tre segnali con lo stesso circuito di serializzazione questo deve essere commisurato alla frequenza più elevata F_s da trattare; da i dati del problema tale frequenza risulta far parte della banda del segnale S2, banda che si estende da 1000 a 1400 Hz, quindi $F_s = 1400$ Hz.

Calcolo della frequenza di campionatura:

Per quanto si è accennato in precedenza, la frequenza di campionatura F_c deve essere superiore al doppio della frequenza massima F_s da trattare per cui:

$$F_c > 2 * F_s$$

essendo

$$2 * F_s = 2 * 1400 \text{ Hz} = 2800 \text{ Hz}$$

si può porre

$$F_c = 3000 \text{ Hz}$$

Calcolo del tempo t_o :

Avendo posto $F_c = 3000$ Hz il tempo di campionatura, intervallo tra un campione di S ed il successivo sarà:

$$T_c = 1 / F_c = 1 / 3000 \text{ Hz} = 333 \mu\text{Sec}.$$

Essendo necessario campionare tre canali, il tempo da dedicare all'apertura di ciascun canale è dato dal tempo di ripetizione T_c diviso per il numero dei canali, quindi:

$$t_o = T_c / 3 = 333 \mu\text{Sec} / 3 = 110 \mu\text{Sec}$$

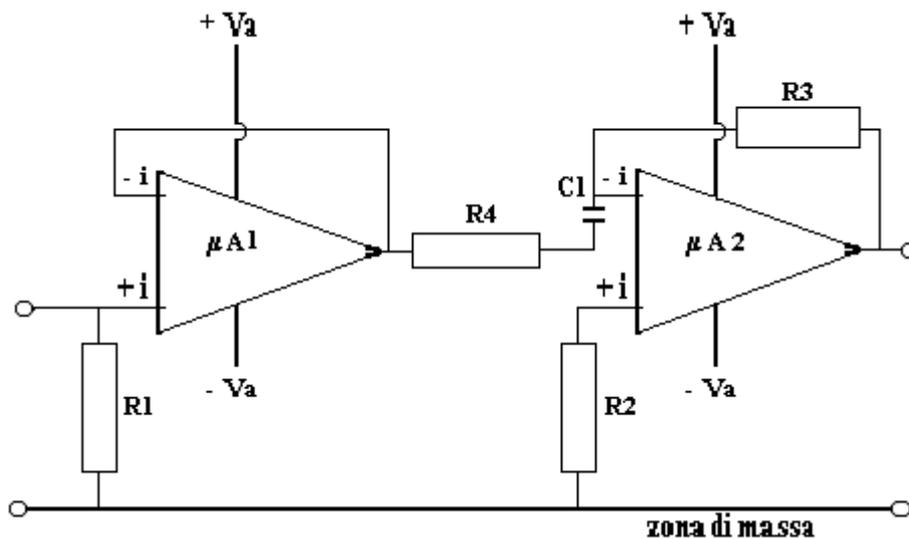
4.18 L'amplificatore con guadagno dipendente dalla frequenza

E' utile, a volte, la realizzazione di amplificatori il cui guadagno dipenda dalla frequenza, sia che detto guadagno debba crescere con l'aumentare della frequenza, sia che debba diminuire. La soluzione a questo problema, facilmente ottenibile nei due casi prospettati, è illustrata nei due sottoparagrafi seguenti.

4.18.1 L'amplificatore a guadagno crescente con la frequenza

Una semplice versione di questo amplificatore, detto anche equalizzatore a pendenza positiva, è mostrato nello schema di figura 4.44:

figura 4.44



Il circuito è formato da due sezioni, la prima formata dall'integrato $\mu A1$ che ha la funzione di ripetitore del segnale d'ingresso verso la seconda sezione, costituita da $\mu A2$, affinché questa possa lavorare con bassa impedenza del generatore d'ingresso necessaria al suo funzionamento. La rete di controreazione di $\mu A2$ è formata dalle resistenze $R3$ ed $R4$ e dal condensatore $C1$, dalla combinazione di $R3$ e $C1$ si ottiene il guadagno dell'amplificatore crescente con il crescere della frequenza, guadagno che può crescere fino al limite massimo determinato da $R4$, oltre al quale il guadagno non cresce più significativamente.

La funzione di $R4$, è duplice; evita che l'amplificatore possa, a parità di livelli, saturare per segnali a frequenze elevate e rende il circuito più stabile.

La legge di variazione del guadagno, nel campo di frequenze nel quale $C1$ non è ancora influenzato sensibilmente da $R4$ è di un raddoppiamento del guadagno per ogni raddoppiamento della frequenza (variazione con pendenza di + 6 dB / ottava).

Il guadagno dell'amplificatore è dato dall'espressione:

$$G = R3 / \sqrt{\{ [1 / (2 * \pi * f * C1)]^2 + R4^2 \}}$$

Per il dimensionamento dei diversi componenti è necessario impostare un esercizio in tal senso:

Dati di base:

Sia da dimensionare un amplificatore con un guadagno crescente con la frequenza secondo una pendenza di +6 dB/ottava nel campo di frequenze compreso tra 100 e 4000 Hz. Si voglia un valore di guadagno pari a +42 dB (126 volte) alla frequenza di 2000 Hz ed una resistenza d'ingresso superiore a 35000 ohm.

Calcolo della rete di controeazione:

Il calcolo della rete di controeazione deve iniziare con la scelta del valore di R_3 che, secondo le considerazioni già fatte per gli esercizi precedenti può essere fissata in 100000 ohm.

Per il calcolo di C_1 , alla frequenza di 2000 Hz, si deve impiegare la formula semplificata del guadagno nella quale non compare R_4 , cioè:

$$G = R_3 * (2 * \pi * f * C_1)$$

dalla quale, per il valore di $G = 126$, voluto alla frequenza di 2000 Hz, si ricava il valore di C_1

$$C_1 = G / (2 * \pi * f * R_3) = 126 / (6.28 * 2000 \text{ Hz} * 100000 \text{ ohm}) = 0.1 \mu\text{F}$$

Ora se vogliamo che la banda di lavoro dell'amplificatore sia entro i termini dei dati di base, il valore di R_4 deve essere trascurabile rispetto alla reattanza di X_{c1} calcolata alla frequenza più elevata della banda.

$$X_{c1} = 1 / (6.28 * 4000 \text{ Hz} * 0.1 \mu\text{F}) = 398 \text{ ohm}$$

Sviluppi teorici sul funzionamento del circuito suggeriscono, in tutti i casi, che, assumendo il valore di R_4 pari ad $\frac{1}{4}$ del valore che X_{c1} ha alla massima frequenza della banda, si ottiene un errore sul guadagno del tutto accettabile, quindi:

$$R_4 = X_{c1} / 4 = 398 \text{ ohm} / 4 = 99.5 \text{ ohm}$$

Alla frequenza f_0 per la quale X_{c1} è uguale a 99.5 ohm avremo una calo del guadagno di circa 3 dB (0.7 volte); il valore di f_0 è dato da:

$$f_0 = 1 / (6.28 * 99.5 \text{ ohm} * 0.1 \mu\text{F}) = 16003 \text{ Hz}$$

Ci si può ora chiedere quale errore provochi la presenza di R_4 sul guadagno voluto alla frequenza di 4000 Hz, limite superiore della banda; il guadagno in questione è il doppio del guadagno a 2000 Hz cioè $2 * 126 = 252$ volte. La risposta al quesito, che è anche una verifica dell'andamento dei calcoli, si ha applicando la formula completa per il calcolo del guadagno:

$$G = R_3 / \sqrt{\{ [1 / (2 * \pi * f * C_1)]^2 + R_4^2 \}} = \\ = 100000 \text{ ohm} / \sqrt{\{ [1 / (6.28 * 4000 \text{ Hz} * 0.1 \mu\text{F})]^2 + 99.5^2 \text{ ohm} \}} = 243.7 \text{ volte}$$

contro un guadagno voluto di 252 volte; l'errore commesso, del solo 3%, è da ritenersi praticamente irrilevante.

Determinazione di R_1 ed R_2 :

Per minimizzare il fuori zero di μA_2 è opportuno che R_2 sia uguale ad R_3 quindi $R_2 = 100000 \text{ ohm}$.

Il valore di R_1 deve soddisfare le indicazioni di base perciò $R_1 = 47000 \text{ ohm}$.

Scelta dei circuiti integrati:

Il guadagno massimo richiesto da μA_2 , relativo alla frequenza di 4000 Hz, è di 48 dB; non essendo richiesti particolari precisioni sul valore di questo guadagno, l'integrato può avere un guadagno

libero di circa 70 dB; un integrato con queste caratteristiche è individuabile nel tipo LM 308 (necessita del condensatore di compensazione da 3 pF).

Il circuito integrato $\mu A1$ può essere dello stesso tipo ma con un condensatore di compensazione di 100 pF.

Elenco dei componenti:

$\mu A1$; $\mu A2$ = LM308

Resistenze da ¼ w

R1 = 47000 ohm

R2 = R3 = 100000 ohm

R4 = 99.5 ohm (arrotondabile a 100 ohm)

C1 = 0.1 μF

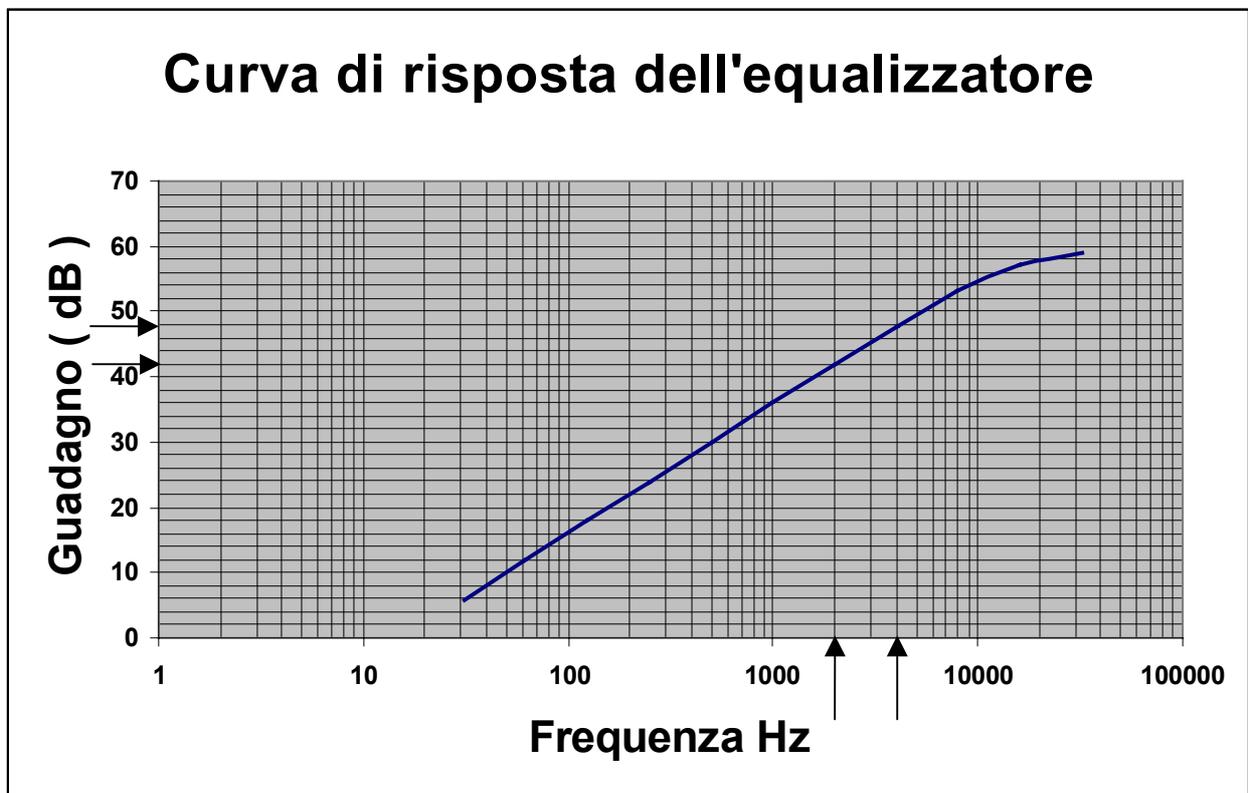
Tracciamento della curva di risposta:

Per il controllo sperimentale del circuito equalizzatore è utile il calcolo ed il tracciamento grafico della curva di risposta in funzione della frequenza; la curva in questione è il risultato della formula quotata con i valori dei componenti calcolati in precedenza:

$$G = 100000 \text{ ohm} / \sqrt{\{ [1 / (6.28 * f * 0.1 \mu F)]^2 + 99.5^2 \text{ohm} \}}$$

il calcolo della variazione di G in funzione di f è riportato in figura 4.45.

figura 4.45



La curva è tracciata con ascisse in scala logaritmica per poter contenere l'ampia gamma di frequenze che interessano il progetto: da 100 Hz a 4000 Hz. Le ordinate sono divise con intervalli da 2 dB ciascuno.

Le due frecce verticali riportate sulle ascisse evidenziano rispettivamente:

La freccia a sinistra la frequenza 2000 Hz alla quale corrisponde il guadagno voluto di 42 dB indicato dalla freccia orizzontale superiore.

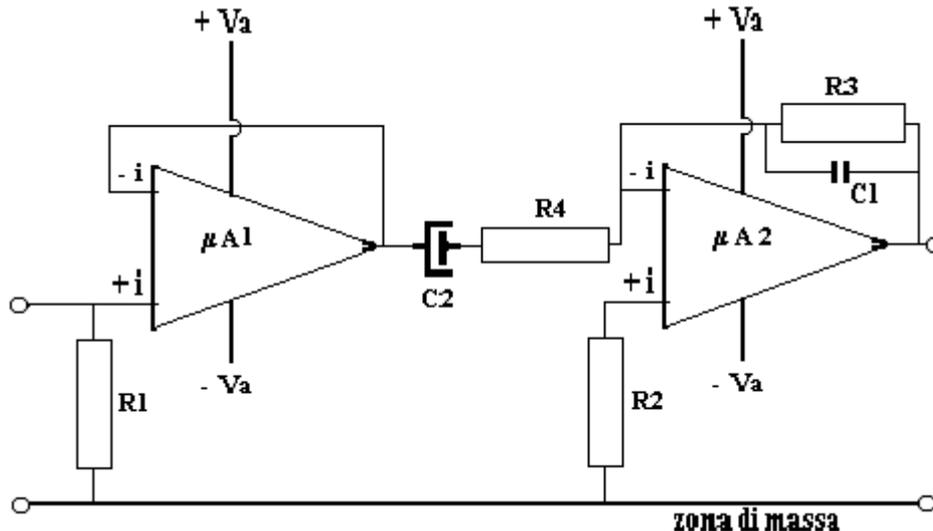
La freccia a destra la frequenza 4000 Hz alla quale corrisponde un guadagno di 47.7 dB (invece di 48 dB voluto) indicato dalla freccia orizzontale inferiore.

Per la ripetizione di questo tipo di curve si veda l'appendice A6.

4.18.2 L'amplificatore a guadagno decrescente con l'aumento della frequenza

Questo amplificatore, detto anche equalizzatore a pendenza negativa viene proposto nello schema di figura 4.46 e di seguito descritto.

figura 4.46



Il circuito è formato da due sezioni, la prima formata dall'integrato $\mu A1$ che ha la funzione di ripetitore del segnale d'ingresso verso la seconda sezione, costituita da $\mu A2$, affinché questa possa lavorare con bassa impedenza del generatore d'ingresso, necessaria al suo funzionamento. La rete di controreazione di $\mu A2$ è formata dalle resistenze $R3$ ed $R4$ e dal condensatore $C1$; dalla combinazione di $R4$ e $C1$ si ottiene il guadagno dell'amplificatore crescente con il decrescere della la frequenza, guadagno che può crescere fino al limite massimo determinato da $R3$, oltre il quale il guadagno non cresce più significativamente.

La funzione di $R3$ è duplice; evita che l'amplificatore possa, a parità di livelli, saturare per segnali a frequenze basse e consente la chiusura dell'anello di contro reazione in corrente continua di $\mu A2$. La legge di variazione del guadagno, nel campo di frequenze nel quale $C1$ non è ancora influenzato sensibilmente da $R3$, è di un raddoppiamento del guadagno per ogni dimezzamento della frequenza (variazione con pendenza di -6 dB / ottava).

Il guadagno dell'amplificatore è dato dall'espressione:

$$G = \{R3 * [1 / (2 * \pi * f * C1)]\} / R4 * \sqrt{\{ [1 / (2 * \pi * f * C1)]^2 + R3^2 \}}$$

una forma semplificata di questa, che non tiene conto della presenza di $R3$, è data da :

$$G = [1 / (2 * \pi * f * C1)] / R4$$

Vediamo come dimensionare i diversi componenti mediante un esercizio numerico:

Dati di base:

Sia da dimensionare un amplificatore con un guadagno crescente con la riduzione della frequenza, secondo una pendenza di -6 dB/ottava nel campo di frequenze compreso tra 400 e 10000 Hz. Si voglia un valore di guadagno pari a $+20$ dB (10 volte) alla frequenza di 800 Hz ed una resistenza d'ingresso superiore a 90000 ohm.

Calcolo della rete di controreazione:

Il lavoro deve iniziare con il calcolo di C1 alla frequenza di 800 Hz per la quale si vuole un guadagno dell'amplificatore di 20 dB (10 volte); inizialmente si deve impiegare la formula semplificata del guadagno dalla quale si ricava il valore di C1, cioè:

$$C1 = 1 / (2 * \pi * f * R4 * G)$$

Nella formula dobbiamo inserire, sia il valore di G = 10, voluto alla frequenza di 800 Hz, sia il valore di R4 di cui non disponiamo; questo valore si deve impostare con un compromesso tra le seguenti due esigenze:

- Dalla formula del guadagno si evince che valori molto grandi di R4 portano a valori piccoli di C1 che potrebbero rendere difficile la realizzazione dell'amplificatore (le capacità disperse di alcune parti del circuito potrebbero rendere impossibile l'impiego, ad esempio, di un condensatore da 22 pF con il quale non si avrebbe più la risposta in frequenza voluta dall'amplificatore).
- Valori troppo piccoli di R4 potrebbero rappresentare un carico eccessivo per $\mu A1$.

Ponendo R4 = 10000 ohm è senz'altro salva la seconda esigenza, mentre il soddisfacimento della prima si verifica applicando la formula per il calcolo di C1:

$$C1 = 1 / (6.28 * 800 \text{ Hz} * 10000 \text{ ohm} * 10) = 1990 \text{ pF}$$

il valore di C1, calcolato per R = 10000 ohm, è, come si vede, sufficientemente grande per soddisfare anche la prima esigenza.

Ora se vogliamo che la banda di lavoro dell'amplificatore sia entro i termini dei dati di base, il valore di R3 deve essere trascurabile rispetto alla reattanza di Xc1 calcolata alla frequenza più bassa della banda (400 Hz).

$$Xc1 = 1 / (6.28 * 400 \text{ Hz} * 1990 \text{ pF}) = 200000 \text{ ohm}$$

Sviluppi teorici sul funzionamento del circuito suggeriscono, in tutti i casi, che, assumendo il valore di R3 pari a 4 volte il valore che Xc1 ha alla minima frequenza della banda, si ottiene un errore sul guadagno del tutto accettabile, quindi:

$$R3 = 4 * Xc1 = 4 * 200000 \text{ ohm} = 800000 \text{ ohm}$$

Alla frequenza fo per la quale Xc1 è uguale a 800000 ohm avremo una calo del guadagno di circa 3 dB (0.7 volte); il valore di fo è dato da:

$$fo = 1 / (6.28 * 800000 \text{ ohm} * 1990 \text{ pF}) = 100 \text{ Hz}$$

Ci si può ora chiedere quale errore provochi la presenza di R3 sul guadagno voluto alla frequenza di 400 Hz, limite inferiore della banda; il guadagno in questione è il doppio del guadagno a 800 Hz cioè $2 * 10 = 20$ volte. La risposta al quesito, che è anche una verifica dell'andamento dei calcoli, si ha applicando la formula completa per il calcolo del guadagno:

$$G = \{ R3 * [1 / (2 * \pi * f * C1)] \} / R4 * \sqrt{ [1 / (2 * \pi * f * C1)]^2 + R3^2 } =$$

$$= \{ 800000 \text{ ohm} * [1 / (6.28 * 400 * 1990 \text{ pF})] \} / 10000 \text{ ohm} * \sqrt{ [1 / (6.28 * 400 * 1990 \text{ pF})]^2 + 800000^2 \text{ ohm} } = 19.4$$

contro un guadagno voluto di 20 volte; l'errore commesso, del solo 3%, è da ritenersi praticamente irrilevante.

Determinazione di R1 ed R2 e C2:

Per minimizzare il fuori zero di $\mu A2$ è opportuno che R2 sia uguale ad R3 quindi $R2 = 800000 \text{ ohm}$ (arrotondabili a 820000 ohm).

Il valore di R1 deve soddisfare le indicazioni di base perciò $R1 = 100000 \text{ ohm}$.

Il condensatore C2, la cui funzione è d'isolare l'anello di controreazione per le tensioni continue, deve avere una reattanza trascurabile rispetto ad R4 alla frequenza di 400 Hz, limite inferiore della banda; ponendo pertanto:

$$X_{c2} = R4 / 1000 = 10 \text{ ohm}$$

si ha:

$$C2 = 1 / (6.28 * 400 \text{ Hz} * 10 \text{ ohm}) = 159 \text{ }\mu\text{F} \text{ (arrotondabile a } 220 \text{ }\mu\text{F)}$$

Scelta dei circuiti integrati:

Il guadagno massimo richiesto da $\mu A2$, relativo alla frequenza di 400 Hz, è di 26 dB; un guadagno libero di circa 60 dB è più che sufficiente per garantire questa prestazione, un integrato con queste caratteristiche è individuabile nel tipo LM 308 (necessita del condensatore di compensazione da 3 pF). Il circuito integrato $\mu A1$ può essere dello stesso tipo ma con un condensatore di compensazione di 100 pF.

Elenco dei componenti:

$\mu A1$; $\mu A2 = \text{LM308}$

Resistenze da $\frac{1}{4} \text{ w}$

$R1 = 100000 \text{ ohm}$

$R2 = R3 = 820000 \text{ ohm}$

$R4 = 10000 \text{ ohm}$

$C1 = 1990 \text{ pF}$ (arrotondabile a 2000 pF)

$C2 = 220 \text{ }\mu\text{F}$

Tracciamento della curva di risposta:

Per il controllo sperimentale del circuito equalizzatore è utile il calcolo ed il tracciamento grafico della curva di risposta in funzione della frequenza; la curva in questione è il risultato della formula quotata con i valori dei componenti calcolati in precedenza:

$$G = \{800000 \text{ ohm} * [1 / (6.28 * f * 1990 \text{ pF})]\} / 10000 \text{ ohm} * \sqrt{[1 / (6.28 * f * 1990 \text{ pF})^2] + 800000^2 \text{ ohm}}$$

il calcolo della variazione di G in funzione di f è riportato in figura 4.47.

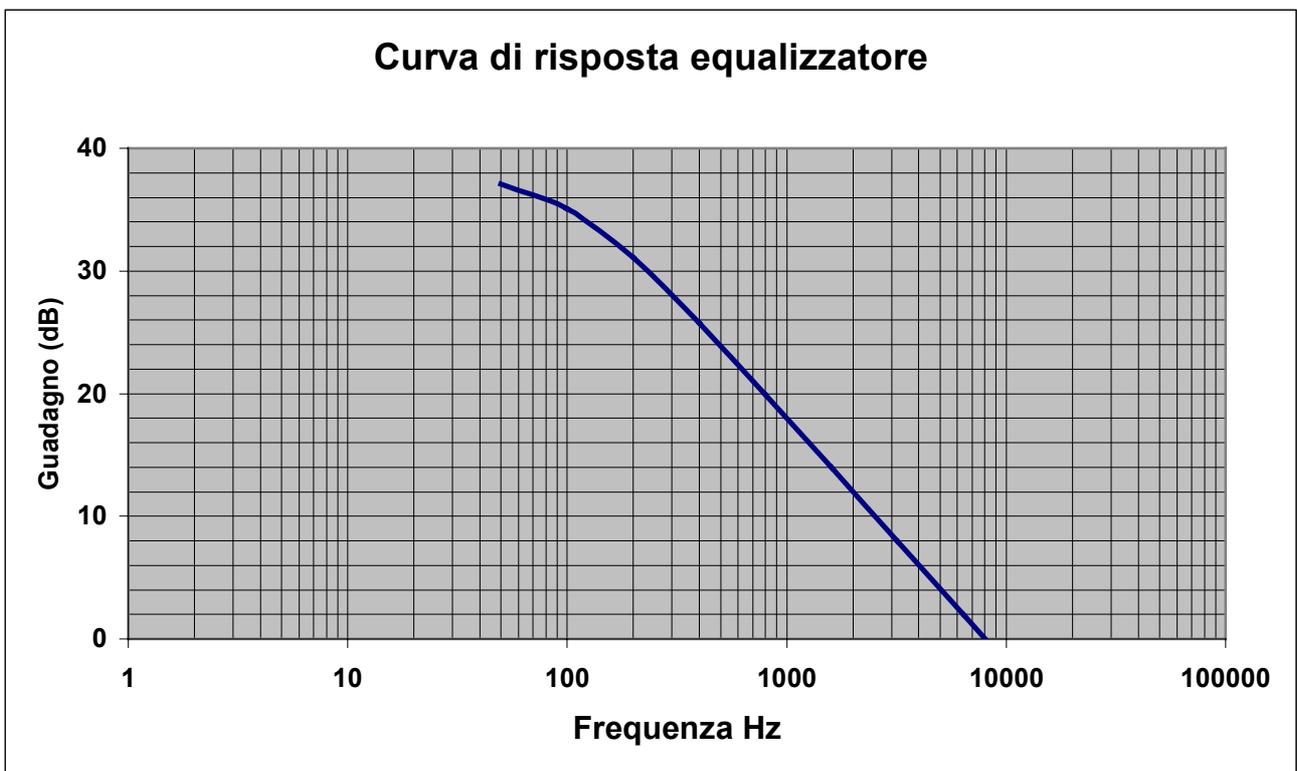
La curva è tracciata con ascisse in scala logaritmica per poter contenere l'ampia gamma di frequenze che interessano il progetto: da 400 Hz a 10000 Hz. Le ordinate sono divise con intervalli da 2 dB ciascuno.

Le due frecce verticali riportate sulle ascisse evidenziano:

La freccia a destra la frequenza 800 Hz alla quale corrisponde il guadagno voluto di 20 dB indicato dalla freccia orizzontale inferiore.

La freccia a sinistra la frequenza 400 Hz alla quale corrisponde un guadagno di 25.7 dB (invece di 26 dB voluto) indicato dalla freccia orizzontale inferiore.
Per la ripetizione di questo tipo di curve si veda l'appendice A6.

figura 4.47



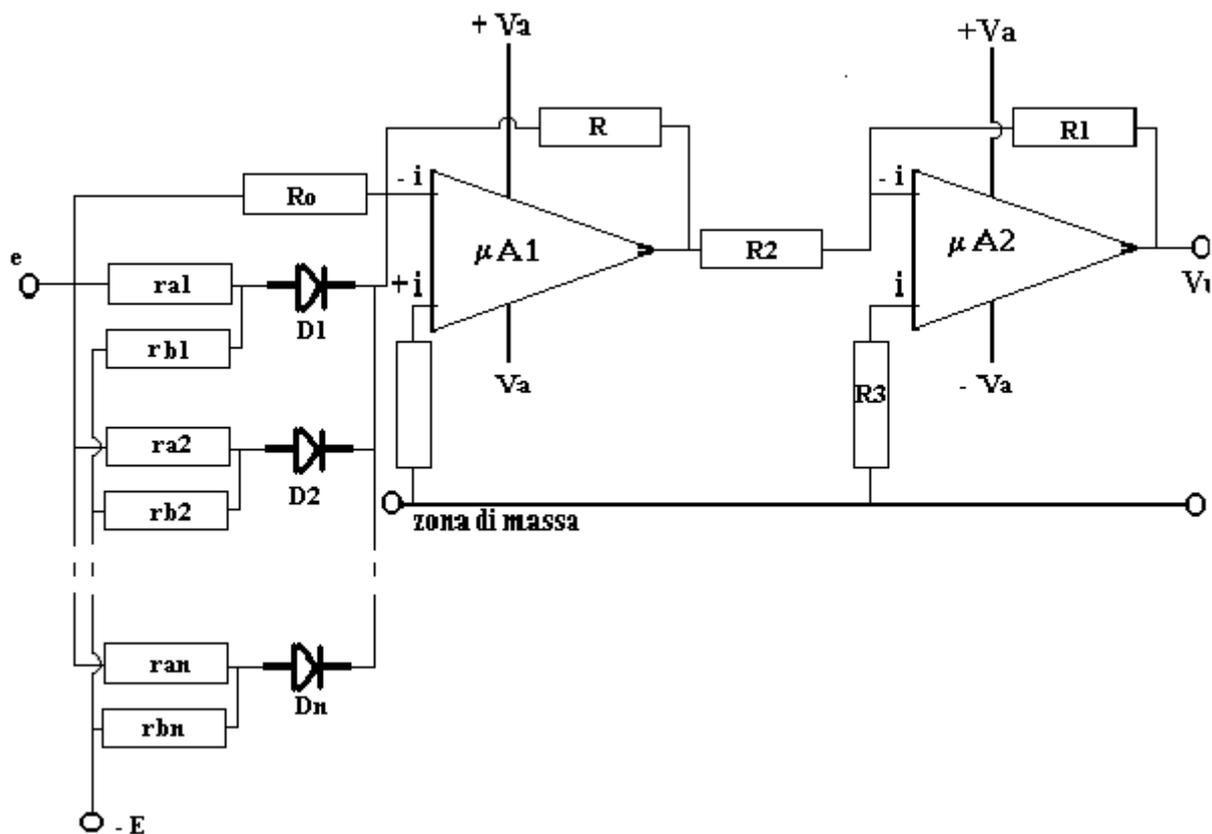
4.19 Il generatore di funzioni

Il circuito elettronico che ci accingiamo a descrivere è utile in alcune applicazioni, per l'elaborazione dei segnali analogici in corrente continua, qualora si debba creare un particolare profilo di tensione in dipendenza di altra, variabile in ampiezza.

Lo schema del generatore di funzioni è un pò complicato e, nonostante non servano particolari conoscenze di carattere matematico, i calcoli per determinarne i vari componenti sono lunghi e laboriosi. È richiesta molta attenzione per non incorrere in banali errori aritmetici ma il circuito così ottenuto offre ottime prestazioni.

Lo schema elettrico del generatore è illustrato in figura 4.48 e di seguito descritto.

figura 4.48



Lo schema è diviso in due sezioni, il generatore di funzioni, costruito attorno a $\mu A1$ e l'invertitore finale costruito attorno a $\mu A2$. Il generatore di funzioni espleta il proprio ruolo grazie alle reti costituite rispettivamente dai gruppi di componenti:

- Gruppo (0) formato da R_0
- Gruppo (1) formato da r_{a1} ; r_{b1} ; $D1$
- Gruppo (2) formato da r_{a2} ; r_{b2} ; $D2$
- Altri gruppi, secondo le necessità, simili al gruppo 2
- Gruppo (n), ultimo gruppo, formato da r_{an} ; r_{bn} ; Dn

Il numero dei gruppi può essere scelto in base alle necessità del progetto, ciascun gruppo è diverso dagli altri per il valore delle resistenze.

Il funzionamento del circuito è il seguente:

La tensione continua all'uscita di $\mu A1$ varia in dipendenza della tensione continua d'ingresso (e) e della tensione di riferimento $-E$; per i primi valori di (e), crescente, il primo gruppo che conduce è

Ro dato che gli altri gruppi sono vincolati, sia alla tensione di riferimento, sia alla tensione di soglia dei diodi che se non superata non consente il passaggio di corrente verso $\mu A1$.

Nel primo crescere di (e) , pertanto, la tensione all'uscita di $\mu A1$ diminuisce in proporzione al rapporto R/R_o ($\mu A1$ è in configurazione invertente); quando (e) raggiunge il valore per il quale il Gruppo (2) inizia a condurre (la conduzione dipende dai valori assegnati a $ra1;rb1; E$), la tensione in uscita a $\mu A1$ decresce ulteriormente con una pendenza superiore alla precedente.

Quando (e) , nel suo incrementarsi, raggiunge il valore per il quale il Gruppo (3) inizia a condurre (la conduzione dipende dai valori assegnati a $ra2;rb2; E$) la tensione in uscita a $\mu A1$ decresce ulteriormente con una pendenza superiore alla precedente.

I successivi incrementi di (e) portano in conduzione, l'uno dopo l'altro, tutti i restanti gruppi con la conseguenza che la tensione all'uscita di $\mu A1$ seguita a decrescere e a variare pendenza.

Dato che la tensione d'uscita di $\mu A1$ è rovesciata di polarità mediante $\mu A2$, all'uscita di quest'ultimo si avrà una tensione crescente con il crescere di (e) e con pendenza variabile in dipendenza delle caratteristiche dei gruppi $Go - Gn$.

La pendenza nella variazione della tensione d'uscita di $\mu A1$ ne descrive il profilo quindi la legge che governa il generatore di funzioni.

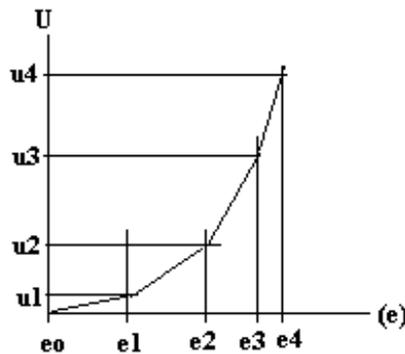
Il circuito può servire, ad esempio, per generare un numero discreto di livelli di tensione continua che variano secondo il quadrato di (e) cioè: $V_u = (e)^2$.

La teoria generale che spiega matematicamente questo processo è complicata, il lettore interessato all'argomento può esaminarla in appendice A7, a noi ora basta esporre le diverse formule di calcolo per il computo dei valori dei componenti i diversi gruppi.

Prima di elencare le formule è necessario precisare quanto segue:

Le formule per il calcolo dei componenti hanno bisogno di un supporto grafico per comprendere meglio quali sono i riferimenti ai simboli impiegati; tale supporto è mostrato in figura 4.49

figura 4.49



Il grafico di figura 4.49 mostra, in ascisse, il variare della tensione d'ingresso (e) , ed, in ordinate, la tensione all'uscita del generatore di funzioni.

Il primo tratto di variazione di (e) è compreso tra 0 ed $e1$, in corrispondenza l'uscita varia da 0 ad $u1$; il secondo tratto di variazione di (e) è compreso tra $e1$ ed $e2$, in corrispondenza l'uscita varia da $u1$ ad $u2$, e così via.

Il valore di $e0$ corrisponde al punto d'intervento del Gruppo 0.

Il valore di $e1$ corrisponde al punto d'intervento del Gruppo 1.

Il valore di $e2$ corrisponde al punto d'intervento del Gruppo 2.

Il valore di $e3$ corrisponde al punto d'intervento del Gruppo 3 e così via.

Con il crescere di (e) si ha in successione l'intervento dei diversi gruppi; l'intervento d'un gruppo non esclude i precedenti che continuano a fornire corrente al circuito.

Si comprende come la risposta del circuito possa generare con precisione soltanto gli n punti d'impostazione definiti dagli n gruppi di componenti, per tutti gli altri valori di u, compresi tra due successivi valori di (e), la generazione della funzione è affidata ad una interpolazione di tipo lineare; è chiaro quindi che tanto maggiori saranno il numero di gruppi tanto migliore sarà la precisione della funzione generata.

L'elenco delle formule per un generatore di funzioni caratterizzato da 10 gruppi è il seguente:

Gruppo 0

$$R_0 = e_1 * R / u_1$$

Gruppo 1

$$i_1 = (u_2 / R) - (e_2 / R_0)$$

$$r_{a1} = (e_2 - e_1) / i_1$$

$$r_{b1} = r_{a1} * |E| / e_1$$

Gruppo 2

$$i_2 = (u_3 / R) - (e_3 / R_0) - ((e_3 / r_{a1}) + (E / r_{b1}))$$

$$r_{a2} = (e_3 - e_2) / i_2$$

$$r_{b2} = r_{a2} * |E| / e_2$$

Gruppo 3

$$i_3 = (u_4 / R) - (e_4 / R_0) - ((e_4 / r_{a1}) + (E / r_{b1})) - ((e_4 / r_{a2}) + (E / r_{b2}))$$

$$r_{a3} = (e_4 - e_3) / i_3$$

$$r_{b3} = r_{a3} * |E| / e_3$$

Gruppo 4

$$i_4 = (u_5 / R) - (e_5 / R_0) - ((e_5 / r_{a1}) + (E / r_{b1})) - ((e_5 / r_{a2}) + (E / r_{b2})) - ((e_5 / r_{a3}) + (E / r_{b3}))$$

$$r_{a4} = (e_5 - e_4) / i_4$$

$$r_{b4} = r_{a4} * |E| / e_4$$

Gruppo 5

$$i_5 = (u_6 / R) - (e_6 / R_0) - ((e_6 / r_{a1}) + (E / r_{b1})) - ((e_6 / r_{a2}) + (E / r_{b2})) - ((e_6 / r_{a3}) + (E / r_{b3})) -$$

$$-((e_6 / r_{a4}) + (E / r_{b4}))$$

$$r_{a5} = (e_6 - e_5) / i_5$$

$$r_{b5} = r_{a5} * |E| / e_5$$

Gruppo 6

$$i_6 = (u_7 / R) - (e_7 / R_0) - ((e_7 / r_{a1}) + (E / r_{b1})) - ((e_7 / r_{a2}) + (E / r_{b2})) - ((e_7 / r_{a3}) + (E / r_{b3})) -$$

$$-((e_7 / r_{a4}) + (E / r_{b4})) - ((e_7 / r_{a5}) + (E / r_{b5}))$$

$$r_{a6} = (e_7 - e_6) / i_6$$

$$r_{b6} = r_{a6} * |E| / e_6$$

Gruppo 7

$$i_7 = (u_8 / R) - (e_8 / R_0) - ((e_8 / r_{a1}) + (E / r_{b1})) - ((e_8 / r_{a2}) + (E / r_{b2})) - ((e_8 / r_{a3}) + (E / r_{b3})) -$$

$$-((e_8 / r_{a4}) + (E / r_{b4})) - ((e_8 / r_{a5}) + (E / r_{b5})) - ((e_8 / r_{a6}) + (E / r_{b6}))$$

$$r_{a7} = (e_8 - e_7) / i_7$$

$$r_{b7} = r_{a7} * |E| / e_7$$

Gruppo 8

$$\begin{aligned}i8 &= (u9 / R) - (e9 / Ro) - ((e9 / ra1) + (E / rb1)) - ((e9 / ra2) + (E / rb2)) - ((e9 / ra3) + (E / rb3)) - \\ &- ((e9 / ra4) + (E / rb4)) - ((e9 / ra5) + (E / rb5)) - ((e9 / ra6) + (E / rb6)) - ((e9 / ra7) + (E / rb7)) \\ ra8 &= (e9 - e8) / i8 \\ rb8 &= ra8 * |E| / e8\end{aligned}$$

Gruppo 9

$$\begin{aligned}i9 &= (u10 / R) - (e10 / Ro) - ((e10 / ra1) + (E / rb1)) - ((e10 / ra2) + (E / rb2)) - ((e10 / ra3) + \\ &+ (E / rb3)) - ((e10 / ra4) + (E / rb4)) - ((e10 / ra5) + (E / rb5)) - ((e10 / ra6) + \\ &+ (E / rb6)) - ((e10 / ra7) + (E / rb7)) - ((e10 / ra8) + (E / rb8)) \\ ra9 &= (e9 - e8) / i9 \\ rb9 &= ra9 * |E| / e9\end{aligned}$$

Da un rapido esame delle formule ci si rende conto che queste non richiedono particolari conoscenze matematiche per il loro sviluppo, ma soltanto molta pazienza e determinazione; l'unico simbolo che richiede una piccola nota è scritto con $|E|$, esso indica che il valore di E, che nel circuito è d'obbligo come tensione negativa, deve essere utilizzato nella formula senza il segno meno. Chi volesse cimentarsi nel calcolo automatico con il personal computer può consultare l'appendice A8.

Con gli elementi acquisiti vediamo come dimensionare un circuito per la generazione di una funzione parabolica (si tratta semplicemente della legge che governa il quadrato dei numeri):

$$y = k * x^2$$

Dati del progetto:

Si debba progettare un generatore di funzioni in grado di produrre, sotto forma di una tensione continua, la funzione

$$U = 0.05 * e^2$$

in dipendenza della tensione continua d'ingresso (e).

La tensione (e) deve poter variare in un intervallo INT.e compreso tra 0 Vcc e 20 Vcc.

La tensione d'uscita U deve poter variare in un intervallo INT.u compreso tra 0Vcc è 20 Vcc.

La tensione di riferimento deve essere E = -16 V.

La variazione della tensione d'ingresso deve potersi sviluppare in un tempo minimo di 1 Sec.

Calcolo della tabella delle variabili:

La prima operazione da svolgere è relativa al calcolo della tabella delle variabili sulla base dei dati di progetto e del numero dei gruppi disponibili. Essendo richiesta una variabilità di (e) compresa tra 0V e 20 V e disponendo di un generatore di funzione con 10 gruppi di componenti, dobbiamo calcolare i rispettivi punti d'intervento dei gruppi stessi dividendo l'asse delle (e) in 10 intervalli da Δe volt :

$$\Delta e = (20V_{cc} - 0V_{cc}) / 10 = 2V_{cc}$$

ora applicando la formula della legge di progetto

$$U = 0.05 * e^2$$

si può compilare la tabella :

Valore della tensione (e) in Vcc	Valore della tensione u in Vcc
e0 = 0	u0 = 0
e1 = 2	u1 = 0.2
e2 = 4	u2 = 0.8
e3 = 6	u3 = 1.8
e4 = 8	u4 = 3.2
e5 = 10	u5 = 5
e6 = 12	u6 = 7.2
e7 = 14	u7 = 9.8
e8 = 16	u8 = 12.8
e9 = 18	u9 = 16.2
e10 = 20	u10 = 20

Nella tabella compaiono le coppie e0, u0; e1, u1; e2, u2 ecc. che devono essere impiegate per il calcolo dei componenti utilizzando le formule date in precedenza.

Calcolo dei componenti dei 10 gruppi:

Per il calcolo dei componenti dei diversi gruppi si deve fissare il valore della resistenza R di controreazione di $\mu A1$; un valore di R = 10000 ohm è adatto a questo tipo di circuito. Essendo fissato per E il valore di -16 V si procede come segue:

Gruppo 0 (calcolo di Ro)

$$R_o = e_1 * R / u_1 = 2V_{cc} * 10000 \text{ ohm} / 0.2 V_{cc} = 100000 \text{ ohm}$$

Gruppo 1 (calcolo di ra1 e rb1)

Si calcola inizialmente il valore di i1:

$$i_1 = (u_2 / R) - (e_2 / R_o) = (0.8V_{cc} / 10000 \text{ ohm}) - (4V_{cc} / 100000 \text{ ohm}) = 40 \mu A$$

quindi

$$r_{a1} = (e_2 - e_1) / i_1 = (4V_{cc} - 2 V_{cc}) / 40 \mu A = 50000 \text{ ohm}$$

$$r_{b1} = r_{a1} * |E| / e_1 = 50000 \text{ ohm} * |-16V_{cc}| / 2 V_{cc} = 400000 \text{ ohm}$$

Procedendo in modo analogo, con le formule di calcolo già illustrate, si calcolano i valori degli altri componenti e si ottengono i valori:

$$r_{a2} = 50000 \text{ ohm}$$

$$r_{b2} = 200000 \text{ ohm}$$

ra3 = 50000 ohm	rb3 = 133333 ohm
ra4 = 50000 ohm	rb4 = 100000 ohm
ra5 = 50000 ohm	rb5 = 80000 ohm
ra6 = 50000 ohm	rb6 = 66666 ohm
ra7 = 50000 ohm	rb7 = 57142 ohm
ra8 = 50000 ohm	rb8 = 50000 ohm
ra9 = 50000 ohm	rb9 = 44444 Ohm

Tutte le resistenze devono essere selezionate con una precisione dell' 1%.

Calcolo dei componenti di $\mu A2$:

L'integrato in oggetto ha il solo compito di invertire il segnale in corrente continua proveniente dall'uscita di $\mu A1$, non deve pertanto amplificare né rappresentare un carico per quest'ultimo; sarà sufficiente porre $R1 = R2 = 100000$ ohm e di conseguenza, per la stabilità in c.c, fissare $R3 = 47000$ ohm.

Selezione dei circuiti integrati:

Dato che il progetto prevede che la variazione della tensione d'ingresso debba potersi sviluppare in un tempo minimo di 1 Sec. i circuiti integrati devono lavorare, praticamente, con tensioni continue; qualsiasi microamplificatore in corrente continua, con la compensazione del fuori zero, può essere adatto allo scopo.

Selezione dei diodi:

La funzione dei diodi $D1; D2; \dots; D9$ è fondamentale per il funzionamento del circuito, purtroppo la tensione di soglia di questi componenti è un elemento che introduce errori nel sistema, errori che devono essere, per quanto possibile, ridotti utilizzando diodi con tensioni di soglia basse, come ad esempio i diodi con giunzioni al germanio, o quant'altro di meglio si possa trovare sul mercato.

Diagramma dell'andamento della funzione generata:

Il diagramma dell'andamento della funzione generata è utile per l'analisi complessiva dei calcoli; vi sono due possibilità:

- Si costruisce un diagramma per punti con i dati contenuti in tabella e dopo si verifica se il circuito sperimentale, per le tensioni d'ingresso indicate, fornisce le corrispondenti tensioni d'uscita; in questo modo si possono controllare soltanto 10 punti di lavoro ed il controllo viene fatto dopo la costruzione del circuito con il rischio di dover cominciare tutto da capo se non ci sono le corrispondenze.
- Si calcola completamente la funzione risultante del generatore con un procedimento molto complicato e se ne traccia il risultato grafico per tutti i possibili valori contenuti nell'intervallo di variazione di (e); questa procedura, riportata in appendice A8, consente, prima ancora di aver costruito il generatore, la verifica di tutti i calcoli fatti in modo tale che, se il grafico che si ottiene è corrispondente all'andamento voluto della funzione, si può passare alla fase realizzativa del circuito sicuri di non aver commesso errori.

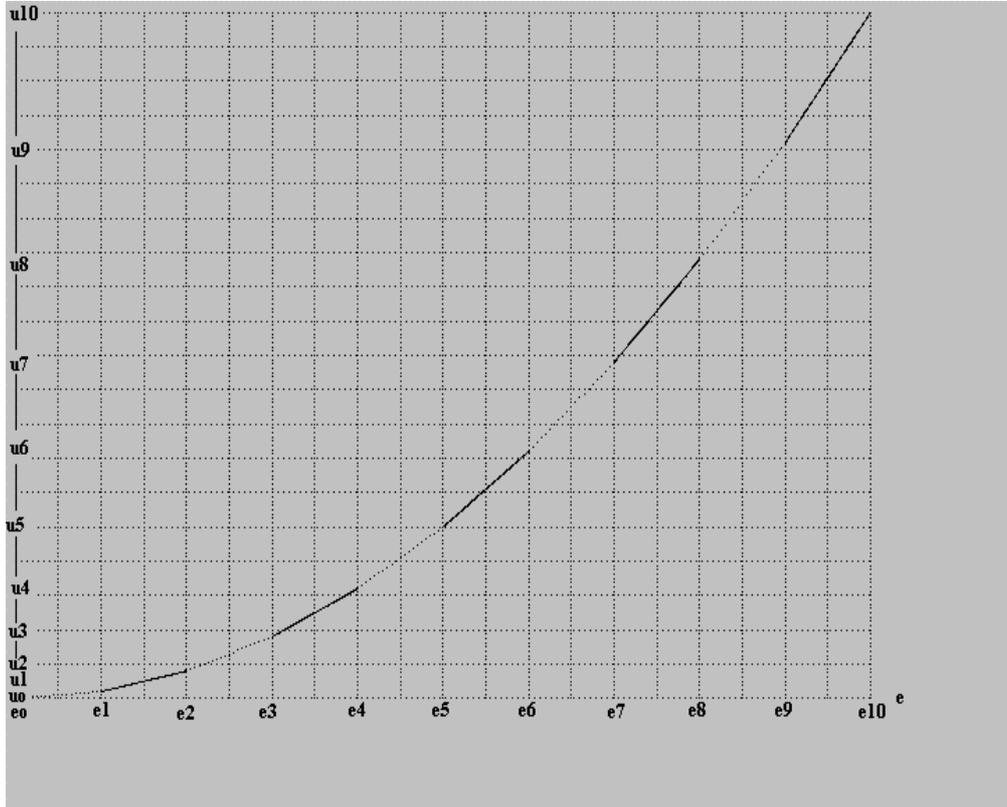
Il risultato della seconda possibilità è riportato, a scopo didattico, in figura 4.50, in essa si vedono in ascisse gli undici valori di (e) con i quali si sono calcolati i componenti, e in corrispondenza a questi, riportati sulle ordinate i valori di u.

La curva è stata tracciata, volutamente, con due diverse intensità della traccia per meglio evidenziare gli intervalli d'intervento dei diversi gruppi di componenti.

Come si vede 10 punti sono già sufficienti per dare alla curva, ovvero alla risposta del generatore di funzioni, un andamento molto raccordato nel quale con difficoltà si vedono i punti di cambiamento di pendenza.

Una prova è stata condotta, su di un P.C, per vedere la corrispondenza della curva di figura 4.50 con la curva matematica data: $U = 0.05 * e^2$, il risultato è ottimo, le due curve praticamente coincidono.

figura 4.50

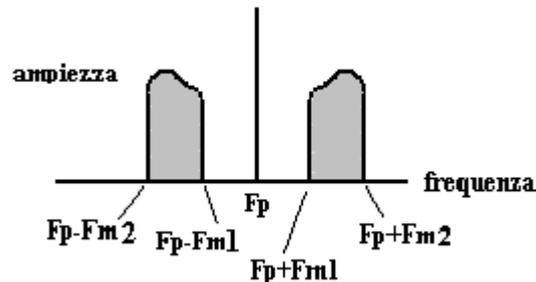


4.20 Il modulatore bilanciato

Grande importanza nella progettazione dei circuiti elettronici riveste il modulatore bilanciato; questo dispositivo trova diverse applicazioni sia nelle tecniche di comunicazione radio sia nel campo dei segnali in bassa frequenza come, ad esempio, nella telefonia subacquea utilizzata tra mezzi navali. Nel presente capitolo ci occuperemo dell'utilizzo del modulatore bilanciato nel campo delle basse frequenze per la generazione di segnali modulati privi della frequenza portante.

La modulazione lineare dei segnali, ottenuta agendo su di una frequenza portante F_p , mediante un segnale vocale definito in una banda di frequenze compresa tra F_{m1} e F_{m2} , è caratterizzata da uno spettro di frequenze quale quello riportato in figura 4.51

figura 4.51



La figura mostra la presenza della riga di frequenza centrale F_p (segnale della portante), ai lati della quale sono presenti due insiemi di frequenze (bande laterali) che si estendono, a sinistra, da $F_p - F_{m2}$ a $F_p - F_{m1}$, e a destra da $F_p + F_{m1}$ a $F_p + F_{m2}$ (questo insieme di frequenze, dopo rivelazione, riproduce il segnale modulante).

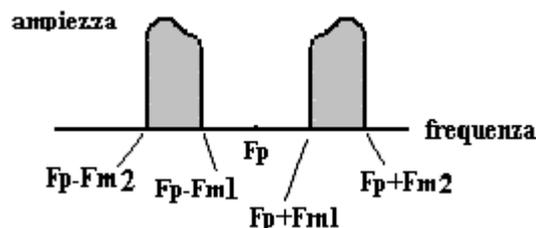
La portante è stata modulata da un segnale vocale e ciascuna banda laterale porta l'informazione del contenuto vocale del segnale modulante; ne segue che la portante F_p non ha in sé alcuna informazione del segnale vocale e pertanto potrebbe essere eliminata.

Il modulatore bilanciato ha appunto lo scopo di produrre uno spettro di modulazione nel quale è assente la portante e sono presenti soltanto le due bande laterali (l'insieme delle sole due bande laterali non restituisce, dopo rivelazione, il segnale modulante; questa possibilità è data dopo opportuna elaborazione dell'insieme frequenziale).

Tre forme di modulazione con portante soppressa possono essere realizzate con il modulatore bilanciato:

- **modulazione DSB** (Double Side Band) a doppia banda laterale (figura 4.52)

figura 4.52



- **modulazione SSB** (Single Side Band) a banda laterale singola comprendente:

- modulazione LSB (Low Side Band) a sola banda laterale inferiore (figura 4.53)

- modulazione USB (Upper Side Band) a sola banda laterale superiore (figura 4.54)

figura 4.53

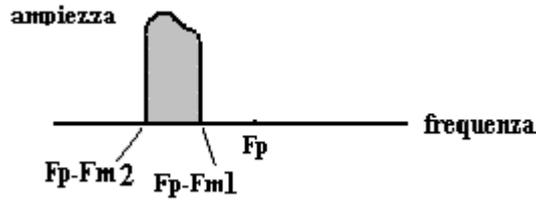
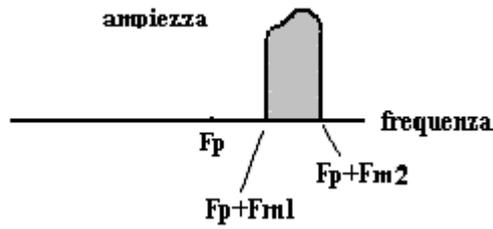


figura 4.54



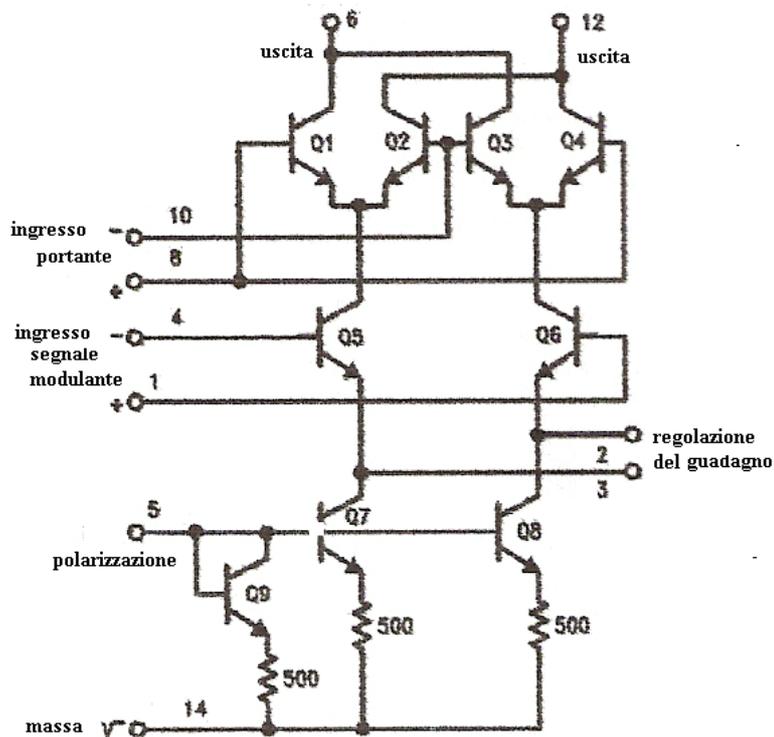
4.20.1 Il modulatore bilanciato per DSB

La modulazione a doppia banda laterale con portante soppressa si ottiene con l'impiego di un particolare circuito integrato, il tipo LM 1496, la cui disposizione meccanica è riportata in figura 4.55 e le caratteristiche circuitali in figura 4.56.

figura 4.55



figura 4.56



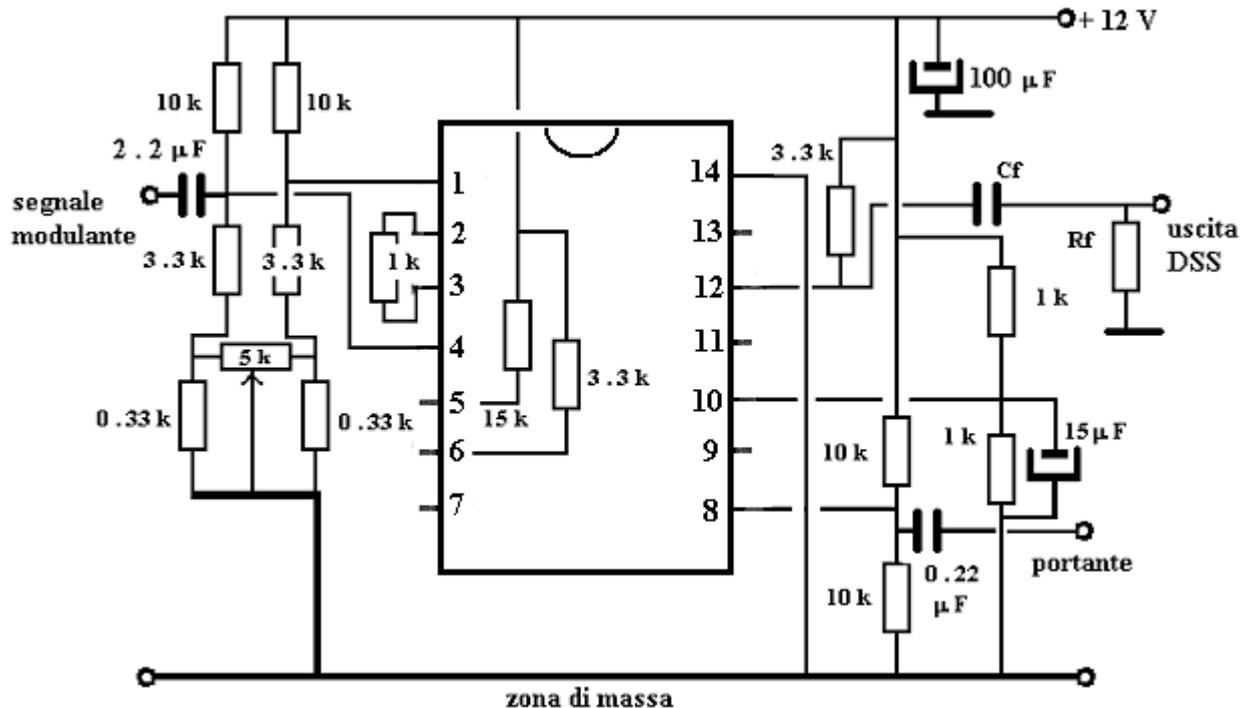
L'integrato LM1496 esegue il prodotto algebrico tra il segnale modulante (applicato ad uno dei due terminali 4 od 1) e la portante (applicata ad uno dei due terminali 8 o 10), ciò grazie ad un particolare circuito bilanciato dal quale il dispositivo trae il nome "modulatore bilanciato". Il risultato del processo matematico (si veda appendice A14) genera un segnale DSB all'uscita dei pin 6 o 12; questo segnale è inquinato, a causa della tecnologia dello LM1496, sia da un segnale spurio della modulazione, sia da un residuo molto basso di portante; per depurare il segnale DSB dallo spurio della modulazione è necessario prelevare il segnale tramite un filtro Rf-Cf., per ridurre al minimo il residuo di portante è necessario un aggiustamento potenziometrico così come mostrato in seguito.

Un circuito elettronico di un modulatore DSB, suggerito per applicazioni in bassa frequenza, e che utilizza l'integrato LM 1496, è riportato in figura 4.57 e di seguito commentato:

- Il circuito è alimentato con +12 Vcc e ha la massa al pin 14; ha un condensatore di fuga da 100 μ F.
- Il guadagno dell'integrato è fissato con una resistenza da 1 k collegata tra i pin 2 e 3.
- L'integrato è polarizzato sul +12 V mediante una resistenza da 15 k collegata al pin 5.
- Il terminale d'uscita non utilizzato, pin 6, è collegato al +12 Vcc con una resistenza da 3.3 k.
- Il terminale d'uscita attivo, pin 12, è collegato al +12 Vcc con una resistenza da 3.3 k.
- I terminali d'ingresso, pin 4 e pin 1, sono collegati a due partitori resistivi (10 k + 3.3 k + 0.33 k) bilanciati mediante un trimmer potenziometrico da 5 k.
- Il segnale modulante è applicato, tramite una capacità da 2.2 μ F, al pin 4.
- La portante è applicata, tramite una capacità da 0.22 μ F, al pin 8

-Il segnale DSS, in uscita da pin 10, è filtrato dalla cellula Cf.-Rf.

figura 4.57



I dati di lavoro dell'integrato, consigliati dal costruttore, sono:

- livello della portante = 60 mV eff. sinusoidali
- livello del segnale modulante = 5 Vpp massimo

Dato che il dimensionamento dei componenti è già definito nello schema di figura 4.57, salvo la cellula Cf-Rf, non resta che impostare un esercizio per valutare la cellula e le forme d'onda del segnale modulante, della portante e del segnale DSS d'uscita:

Dati di base:

Sia da definire il livello e la forma d'onda d'uscita del modulatore DSS una volta che siano applicati ad esso i seguenti segnali:

- segnale modulante, Sm, applicato al pin 4: tensione sinusoidale di 1.5 Vpp alla frequenza 1000 Hz
- portante, Fp, applicata al pin 8: tensione sinusoidale di 60 mVeff alla frequenza 120000 Hz

Calcolo delle due frequenze del segnale DSB

La frequenza facente parte della banda inferiore sarà:

$$f_i = F_p - S_m = 120000 \text{ Hz} - 1000 \text{ Hz} = 119000 \text{ Hz}$$

La frequenza facente parte della banda superiore sarà:

$$f_s = F_p + S_m = 120000 \text{ Hz} + 1000 \text{ Hz} = 121000 \text{ Hz}$$

Dimensionamento della cellula Rf-Cf:

La cellula Cf-Rf ha il compito di depurare il segnale DSB dalla spuria di modulazione del segnale S_m a 1000 Hz; la reattanza di Cf, alla frequenza di 1000 Hz, deve essere grande rispetto alla resistenza da 3.3 k che fa capo al pin 12 d'uscita, è ragionevole assumere una reattanza di 100 volte di tale resistenza: $X_{Cf} = 330000$ ohm, quindi:

$$C_f = 1 / (6.28 * 1000 \text{ Hz} * 330000 \text{ ohm}) = 482 \text{ pF}$$

La reattanza di Cf, la cui capacità è arrotondabile a 470 pF, presenterà una reattanza bassa alle frequenze f_i e f_s , ovvero, per f_i sarà:

$$X_{Cf} = 1 / (6.28 * 119000 * 470 \text{ pF}) = 2847 \text{ ohm}$$

Assumendo ora per Rf il valore di 2847 ohm la cellula attenuerà circa -3 dB alla frequenza di 119000 Hz e di circa 41 dB alla frequenza del segnale di modulazione a 1000 Hz; la spuria di quest'ultimo viene pertanto attenuata, rispetto al livello del segnale SSB di (41dB - 3dB) = 38 db, comparando come un disturbo di ampiezza pari a SSB / 80.

Note sul residuo di portante

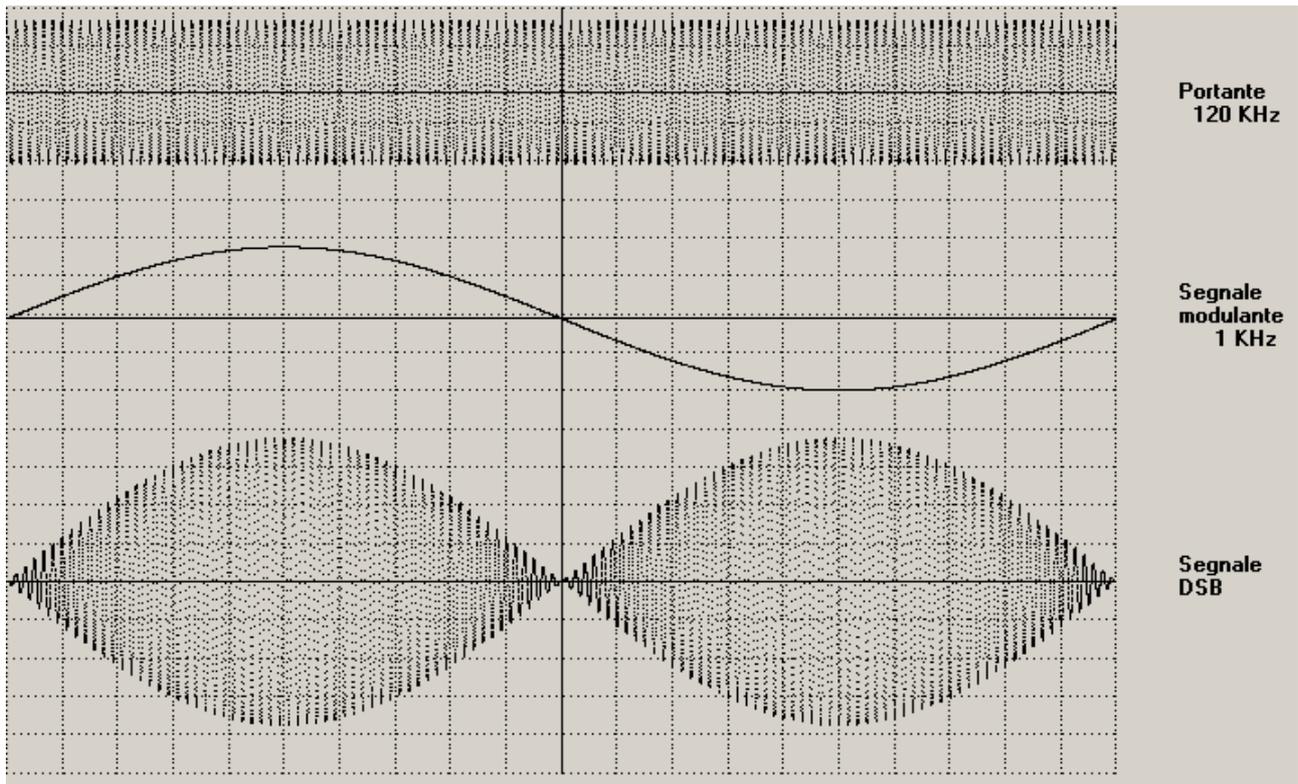
Il residuo di portante potrà essere ridotto di oltre 50 dB, rispetto al livello della DSS, agendo in modo opportuno, secondo quanto di seguito indicato nelle specifiche di taratura.

Calcolo delle forme d'onda del segnale DSB

È di notevole importanza, per il controllo del circuito modulatore, tracciare le forme d'onda del segnale modulante, della portante e quelle attese in uscita dalla cellula Cf-Rf, forme d'onda che potranno essere verificate, al momento del collaudo del dispositivo, mediante oscilloscopio.

Dette forme d'onda, mostrate, per il nostro esercizio, nel grafico di figura 4.58, sono il risultato di un piccolo programma di calcolo e presentazione riportato in appendice A14.

figura 4.58

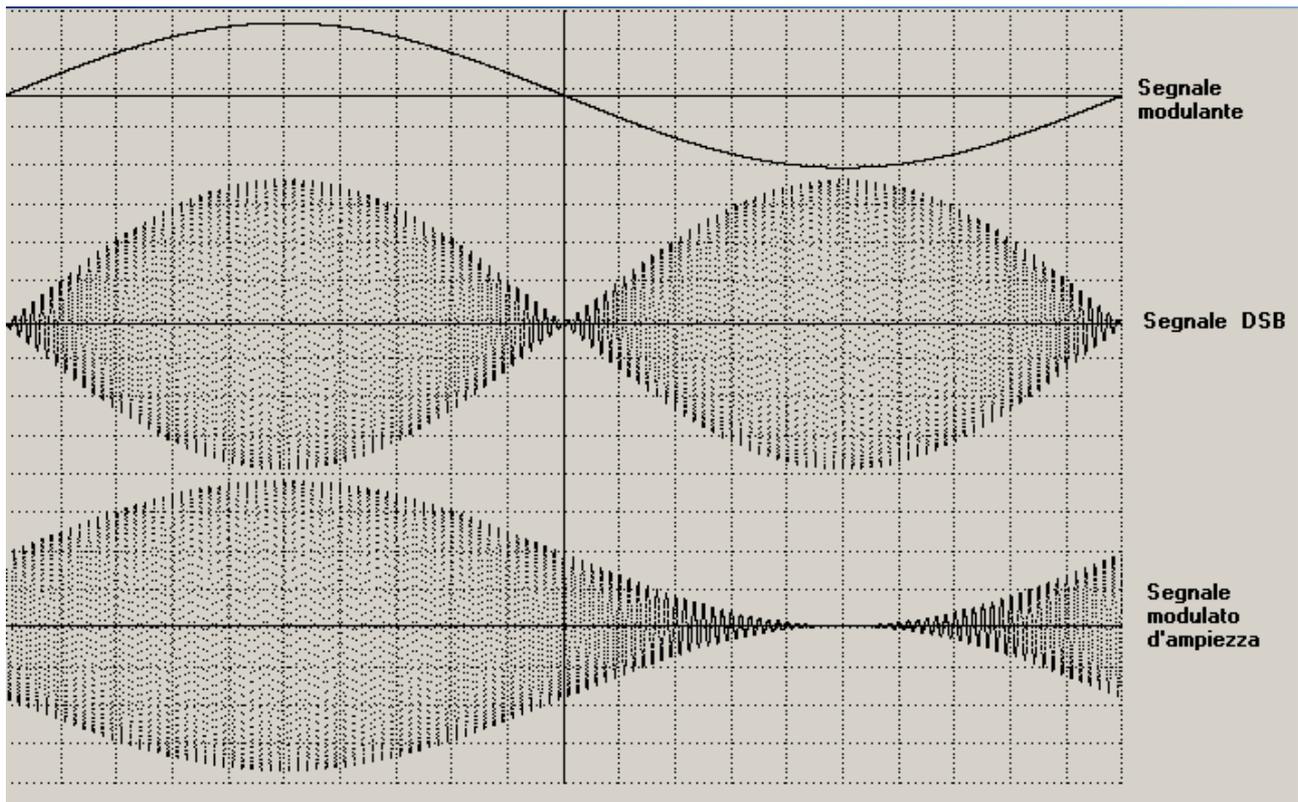


Nella parte alta del grafico è tracciato l'andamento sinusoidale della portante, sotto figura il grafico del segnale sinusoidale della modulante il cui periodo è 120 volte quello della portante, nella parte inferiore è tracciato l'andamento teorico del segnale DSB.

L'andamento del segnale DSB, mostrato in figura 4.58, è simile per qualsiasi valore della portante e del segnale di modulazione; può pertanto servire da riscontro per qualsiasi progetto dello stesso tipo. È di notevole interesse osservare come nel grafico del segnale DSB questo si azzeri in corrispondenza dello zero del segnale modulante; ciò significa che, in assenza di tale segnale, l'uscita DSB non è presente.

L'andamento del segnale DSB è confacente con il proprio spettro in frequenza già visto in figura 4.52; ad evitare che il profilo del segnale DSB possa essere erroneamente valutato come quello appartenente ad un segnale modulato in ampiezza, il cui spettro è riportato in figura 4.51, viene mostrata, in figura 4.59/a la differenza esistente tra i due profili originati dalla stessa portante e dallo stesso segnale modulante.

figura 4.59/a



Le differenze tra i due profili delle forme d'onda sono evidenti, in particolare si osservi che quando il segnale DSB si azzerava, sullo zero della modulante, il segnale modulato d'ampiezza presenta invece il livello della portante.

Sui livelli dei segnali

Con il livello della portante a 60 mV eff e con un'ampiezza del segnale modulante di 1.5 Vpp si ottiene un segnale DSB che nel picco massimo è di circa 0.5 Vpp.

L'ampiezza del segnale DSB è indipendente dall'ampiezza della portante ed è invece proporzionale all'ampiezza del segnale modulante.

Specificazioni di taratura

Le modalità di taratura del modulatore DSB riguardano soltanto l'operazione di riduzione del residuo di portante; questa procedura richiede l'applicazione al modulatore della sola portante: in assenza del segnale modulante, si collega l'oscilloscopio all'uscita della cellula Cf-Rf e, osservando l'ampiezza del residuo a 120000 Hz, si ruota il potenziometro da 5 k ohm, facente parte dei due partitori collegati ai pin 1 e 4, per ridurre al massimo il residuo di portante.

Osservazioni

Se il progetto del modulatore DSB richiede una maggiore attenuazione della spuria del segnale di modulazione, la cellula Cf-Rf può essere sostituita da un adatto filtro passa banda da progettare secondo quanto indicato nel successivo capitolo 5.

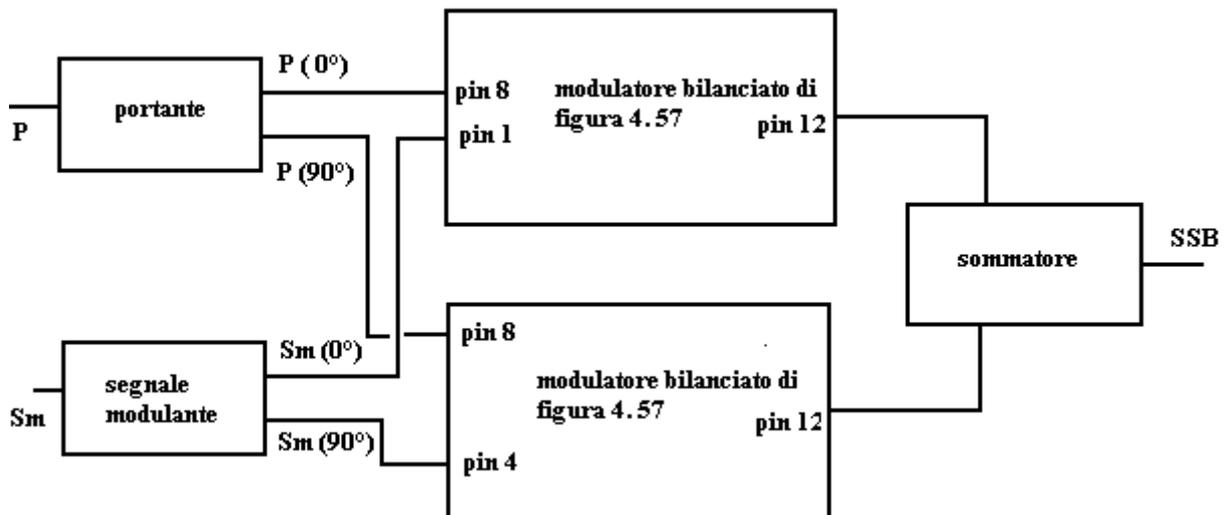
Per ottenere una efficace riduzione, sia della spuria del segnale modulante, sia del residuo di portante, il circuito del modulatore deve essere costruito con cura evitando collegamenti lunghi e accoppiamenti tra percorsi di segnale e di portante.

4.20.2 Il modulatore bilanciato per SSB

Per realizzare un modulatore di segnale SSB, comprendente la possibilità di generare tanto i segnali LSB quanto quelli USB, si impiega ancora l'integrato LM 1496 montato in due configurazioni uguali a quella mostrata in figura 4.57.

In questo tipo d'applicazione i due circuiti menzionati necessitano di due reti di sfasamento a 90° così come è illustrato nello schema a blocchi del nuovo modulatore riportato in figura 4.60.

figura 4.60



In questo nuovo circuito la distribuzione dei segnali ai modulatori è la seguente:

- la portante è applicata, con fase 0° al modulatore superiore (pin 8)
 - la portante è applicata con fase 90° al modulatore inferiore (pin 8).
 - la modulante è applicata, con fase 0° al modulatore superiore (pin 1)
 - la modulante è applicata con fase 90° al modulatore inferiore (pin 4)
 - i due segnali all'uscita dei due modulatori (pin 12) vengono sommati tra loro ottenendo all'uscita del sommatore il segnale SSB; con questa configurazione il segnale SSB è del tipo USB.
- Se entrambi i due segnali modulanti, l'uno con fase 0° l'altro con fase 90°, sono collegati ai pin 1 dei due modulatori il segnale SSB è del tipo USB; si passa cioè dalla banda laterale unica superiore alla banda laterale unica inferiore commutando semplicemente un conduttore dal pin 4 del modulatore inferiore al pin 1 dello stesso.

Il funzionamento del nuovo circuito si può spiegare sommariamente come segue lasciando in appendice A14 gli sviluppi matematici alla base del processo:

ciascun modulatore, ricevendo la portante e la modulante, produce alla propria uscita, pin 12, un segnale DSB; il segnale DSB del modulatore superiore può essere indicato in termini elementari come:

$$\mathbf{DSB_{(superiore)} = USB + LSB}$$

cioè un segnale che contiene la somma delle bande laterali superiore ed inferiore.

Il segnale DSB del modulatore inferiore può essere indicato, invece, come:

$$\mathbf{DSB_{(inferiore)} = USB - LSB}$$

cioè un segnale che contiene, a seguito della creazione della DSB inferiore con portante e segnale modulante sfasati di 90°, rispetto al modulatore superiore, la differenza tra la banda laterale superiore e quella inferiore.

Sommando, quindi, la DSB superiore con la DSB inferiore si ha la cancellazione dei termini LSB con il raddoppio dei termini USB come di seguito riportato, ottenendo infine il segnale USB:

$$\mathbf{DSB_{(superiore)} + DSB_{(inferiore)} = (USB + LSB) + (USB - LSB) = 2USB}$$

Se entrambi i pin 1 dei due modulatori ricevono i segnali modulanti, rispettivamente a fase 0° e 90° , le espressioni sopra riportate assumono segni algebrici diversi:

$$\mathbf{DSB_{(superiore)} = USB + LSB}$$

$$\mathbf{DSB_{(inferiore)} = LSB - USB}$$

e la loro somma porta alla esplicitazione della banda laterale inferiore:

$$\mathbf{DSB_{(superiore)} + DSB_{(inferiore)} = (USB + LSB) + (LSB - USB) = 2LSB}$$

A questo punto non resta che esaminare le caratteristiche degli sfasatori e del sommatore; per quest'ultimo si può vedere quanto già scritto nel paragrafo 4.8.2, mentre per gli sfasatori alcune considerazioni vanno fatte:

-sfasatore per la portante.

Lo sfasatore per la portante deve lavorare soltanto per la frequenza fissa, F_p , stabilita per tale funzione, quindi sarà sufficiente calcolare due reti RC, l'una che sfasa $+45^\circ$, l'altra che sfasa -45° per ottenere lo sfasamento di 90° voluto tra le due cellule.

-sfasatore per la modulante.

Generalmente il segnale modulante è definito in bande vocali di alcune migliaia di Hz per cui non è possibile realizzare uno sfasamento costante di 90° per tutte le frequenze della banda, con semplici cellule RC; si deve invece ricorrere a circuiti speciali dei quali tratteremo di seguito, con un esempio.

Impostiamo ora un esercizio per valutare le reti di sfasamento, le forme d'onda del segnale modulante, della portante, dei segnali DSB dei due modulatori, e del segnale USB d'uscita del circuito di figura 4.60:

Dati di base:

Siano da calcolare le cellule Cf-Rf, le reti di sfasamento e i segnali d'uscita del modulatore USB di figura 4.60 una volta che si debbano applicare ad esso i seguenti segnali:

-segnale modulante, S_m , applicato ai pin 1 e 4 dei due modulatori: tensione di 1.5 Vpp in banda da $F_{m1} = 200$ Hz a $F_{m2} = 2000$ Hz, con sfasamento costante di 90° nella banda.

-portante, F_p , applicata ai pin 8 dei due modulatori: tensione sinusoidale di 60 mVeff alla frequenza 120000 Hz con fase 0° e 90°

Calcolo della banda del segnale USB

La banda di frequenze USB sarà compresa tra

$$F_p + F_{m1} = 120000 \text{ Hz} + 200 \text{ Hz} = 120200 \text{ Hz}$$

e

$$F_p + F_{m2} = 120000 \text{ Hz} + 2000 \text{ Hz} = 122000 \text{ Hz}$$

Dimensionamento delle cellule Rf-Cf:

Le cellule Cf-Rf hanno il compito di depurare i segnali USB dalle spurie di modulazione del segnale modulante; la reattanza di Cf, alla frequenza inferiore della banda modulante, deve essere

grande rispetto alle resistenze da 3.3 k che fa capo ai pin 12 d'uscita dei due modulatori; è ragionevole assumere una reattanza di 100 volte di tale resistenza: $X_{Cf} = 330000 \text{ ohm}$, quindi:

$$C_f = 1 / (6.28 * 200 \text{ Hz} * 330000 \text{ ohm}) = 2412 \text{ pF}$$

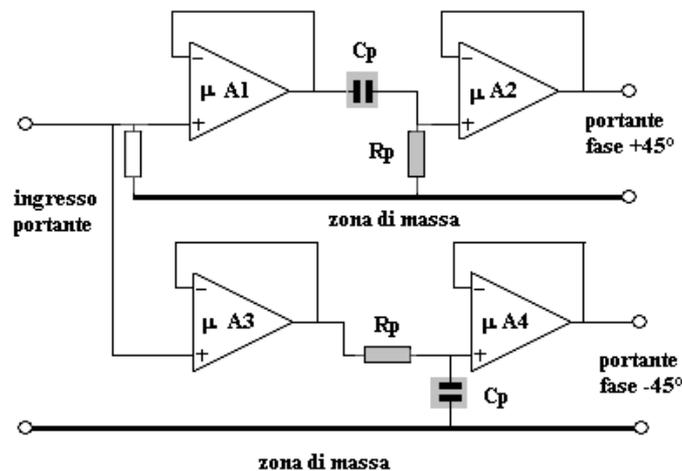
La reattanza di C_f , la cui capacità è arrotondabile a 2700 pF, presenterà una reattanza bassa alla frequenza inferiore del segnale USB, ovvero sarà:

$$X_{Cf} = 1 / (6.28 * 120200 * 470 \text{ pF}) = 490 \text{ ohm}$$

Dimensionamento della rete di sfasamento per la portante

La rete di sfasamento per la portante dovrà lavorare alla frequenza di 120000 Hz realizzando, per il circuito di modulazione USB, due segnali sfasati tra loro di 90° ; questo si ottiene semplicemente calcolando una cellula R_p - C_p (passa basso) tale da sfasare -45° alla frequenza della portante ed assumendo la stessa cellula invertita, C_p - R_p (passa alto), per sfasare $+45^\circ$.

Le cellule potranno essere collegate, mediante un operazionale quadruplo, ad esempio il tipo MC33079, alimentato tra +12V e -12V, come illustrato in figura 4.61 (evidenziate in color grigio). figura 4.61



Le cellule devono essere dimensionate con valori di R_p sufficientemente alti per non caricare gli operazionali; un valore di $R_p = 2.2 \text{ Kohm}$ è adatto.

Fissato il valore di R_p il valore di C_p si ricava come segue :

Dovendo sfasare di 45° la cellula dovrà avere:

$$X_{Cp} = R_p$$

quindi

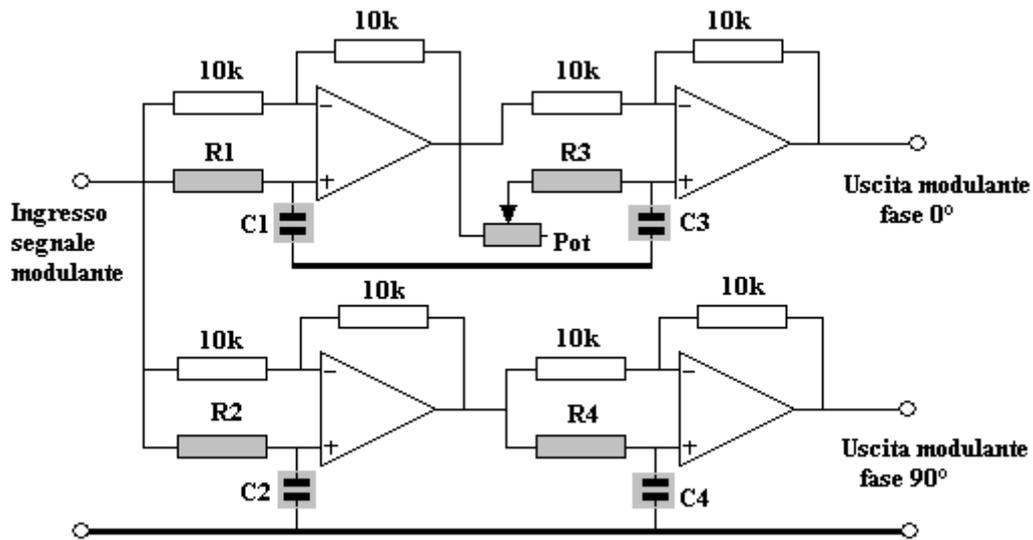
$$C_p = 1 / (6.28 * 120000 \text{ Hz} * 2200 \text{ ohm}) = 603 \text{ pF} \text{ (da arrotondare a } 600 \text{ pF)}$$

Dimensionamento della rete di sfasamento per la modulante

La rete di sfasamento per la modulante dovrà sfasare 90° in tutta banda di frequenze compresa tra $F_{m1} = 200 \text{ Hz}$ e $F_{m2} = 2000 \text{ Hz}$; questa necessità impone l'impiego di un particolare circuito di sfasamento notevolmente complicato da calcolare. Molta letteratura è disponibile su questo argomento per chi volesse approfondirlo, qui ci limitiamo a riportare un circuito quotato che ha dato buoni risultati sperimentali.

La rete di sfasamento, evidenziata in grigio, e gli operazionali ad essa collegati sono mostrati in figura 4.62.

figura 4.62



Il circuito integrato è un quadruplo tipo MC33079 alimentato tra +12V e - 12V, le resistenze nei rami di controreazione sono tutte uguali da 10 k ohm al 5%, le resistenze ed i condensatori della rete di sfasamento sono:

R1 = 2200 ohm 1%	C1 = 12600 pF 1%
R2 = 9000 ohm 1%	C2 = 12600 pF 1%
R3 = 22000 ohm 5%	C3 = 11900 pF 1%
R4 = 124000 ohm 1%	C4 = 11900 pF 1%
Pot = 30000 ohm	

Taratura dello sfasatore

La taratura del circuito si esegue mediante un generatore di segnali sinusoidali, collegato all'ingresso, ed un oscilloscopio con gli assi X ed Y collegato alle due uscite.

Impostando l'oscillatore su alcune frequenze della banda di lavoro si deve regolare il potenziometro, pot, fino ad ottenere un cerchio sullo schermo dell'oscilloscopio; l'operazione deve essere ripetuta diverse volte onde minimizzare l'errore di fase.

Si tenga presente che, non essendo possibile avere un cerchio perfetto per tutte le frequenze, si dovrà mediare in modo che gli errori vengano distribuiti in tutta la banda; non deve infatti essere ottenuto un cerchio perfetto ad una certa frequenza penalizzando fortemente tutte le altre.

La precisione di fase che il circuito consente è sufficiente per la maggior parte degli impieghi quando il segnale modulante è un segnale vocale nel parlato.

Note sui residui di portante

I residui di portante dei due modulatori potranno essere ridotti di oltre 50 dB, rispetto al livello della USB, agendo in modo opportuno, secondo quanto di seguito indicato nelle specificazioni di taratura dell'esercizio precedente.

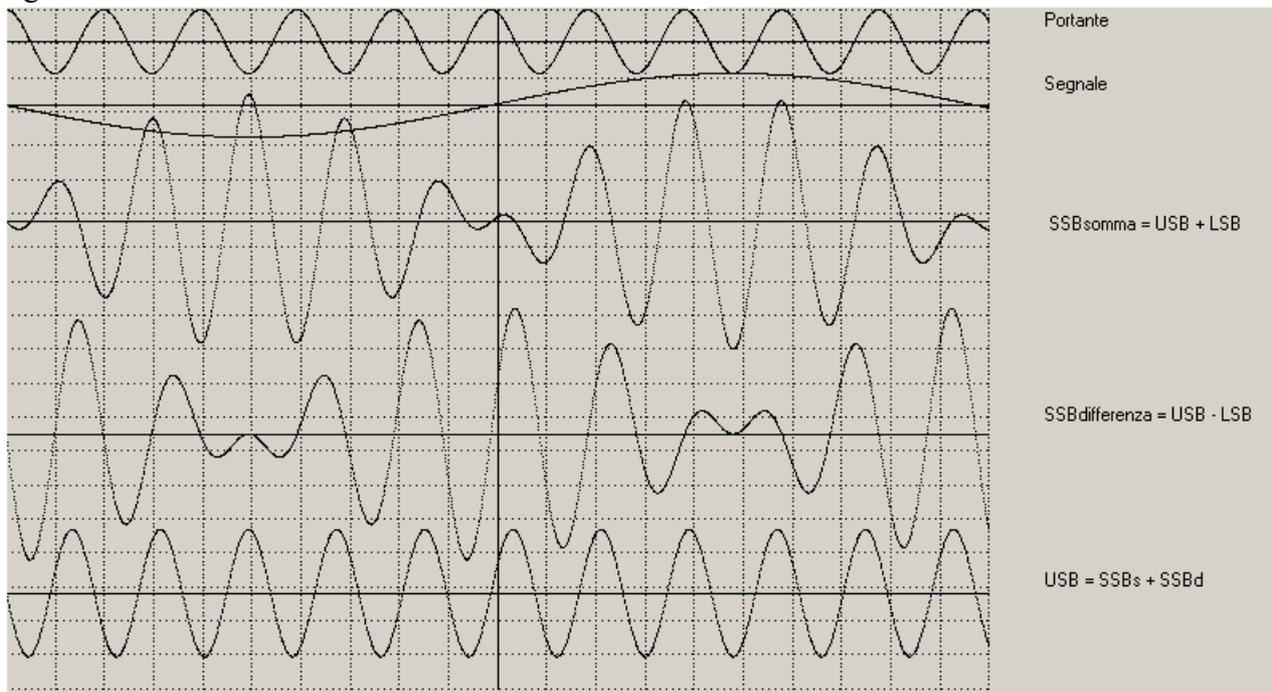
Calcolo delle forme d'onda del segnale USB

È di notevole importanza, per il controllo del circuito modulatore, tracciare le forme d'onda del segnale modulante, della portante e quelle attese, sia in uscita dai pin 12 dei due modulatori, sia in uscita dal sommatore, forme d'onda che potranno essere verificate, al momento del collaudo del dispositivo, mediante oscilloscopio.

Dette forme d'onda, mostrate nel grafico di figura 4.63, e sono il risultato di un piccolo programma di calcolo e presentazione riportato in appendice A14.

Nella figura sono tracciate le curve per valori molto inferiori alla $F_p = 120000$ Hz di lavoro allo scopo di consentire la visualizzazione, all'interno degli involuipi DSB, dell'onda portante con le relazioni di fase che consentono di ottenere, dopo la somma, il segnale USB.

figura 4.63



In alto è tracciata una portante avente una frequenza di circa 11000 Hz; sotto, il segnale modulante, scelto nella banda, alla sola frequenza di 1000 Hz.

Seguono l'involuppo della $DSB_{(superiore)}$; $DSB_{(superiore)} = USB + LSB$ e l'involuppo della $DSB_{(inferiore)}$; $DSB_{(inferiore)} = USB - LSB$, infine nella traccia più bassa è tracciato l'andamento del segnale in uscita dal sommatore, cioè $USB = 2 SSB$.

I profili degli involuipi e tutte le forme d'onda sono simili per qualsiasi frequenza della portante e singola della modulante; non sono mostrate le curve con il segnale della modulante in banda 200 Hz – 2000 Hz perché prive di significato applicativo e di controllo.