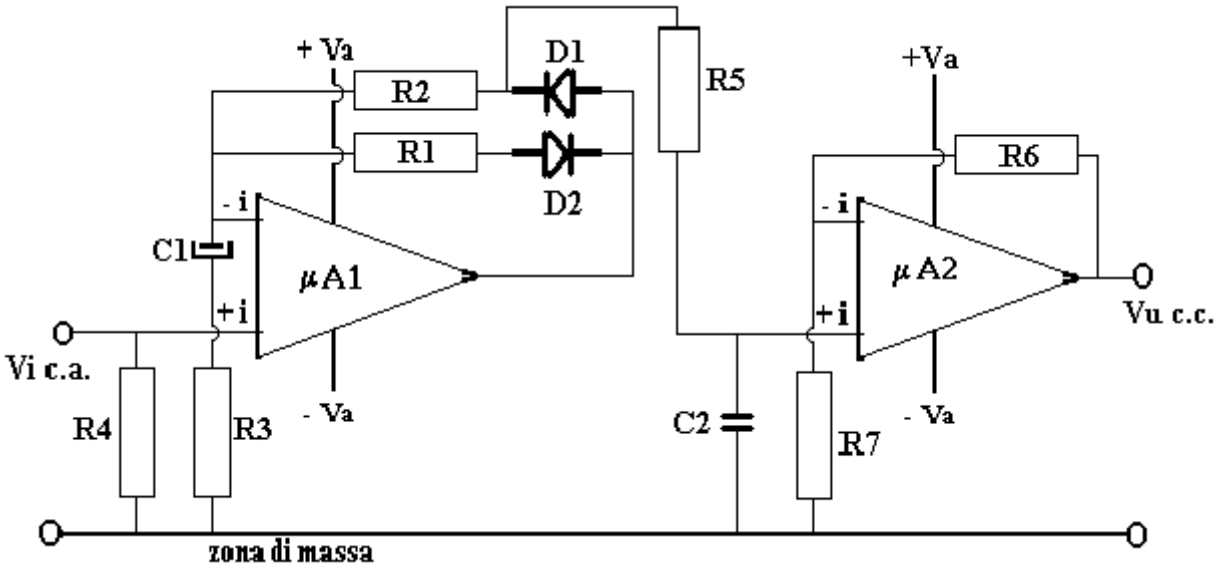
4.12 Il circuito rivelatore

La funzione svolta da un circuito rivelatore è simile al processo di raddrizamento 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 Vi c.a. applicato all'ingresso non invertente di μA1 viene amplificato e retrocesso in controreazione 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 controreazione 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 Vi c.a. Questa tensione è applicata all'integrato μA2, 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 μA1, 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 controreazione.

Le caratteristiche di risposta in frequenza di μA1 e dei diodi D1, D2 devono essere commisurate con la frequenza massima del segnale d'ingresso Vi c.a.

L'integrato μA2 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:

$$\textbf{Vu c.c.} = \textbf{Vi eff.} * 1.41 * G1 * G2 / \pi$$

dove

Vu c.c. = tensione continua all'uscita del rivelatore

Vi eff. = tensione efficace del segnale sinusoidale d'ingresso

G1 = guadagno di μA1 = (R2 + R3) / R3

G2 = guadagno di μA2 = (R6 + R7) / R7

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

$$\textbf{Vu c.c.} = \textbf{Vi eff.} * G1 * G2 / \sqrt{(2 * \pi)}$$

dove

Vu c.c. = tensione continua all'uscita del rivelatore

Vi eff. = tensione efficace del rumore d'ingresso in banda

G1 = guadagno di μA1 = (R2 + R3) / R3

G2 = guadagno di μA2 = (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 Griv 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 Griv = 12.8; la procedura di calcolo è la seguente:
-In base al segnale minimo Vi = 10 mV eff si calcola, in dipendenza di Griv, il valore di Vu c.c:

$$\text{Vuc.c.} = \text{Vi} * \text{Griv} = 10\ \text{mVeff} * 12.8 = 128\ \text{mVc.c.} = 0.128\ \text{Vc.c.}$$

-Si ipotizza, in via preliminare, che i due guadagni parziali possano essere uguali G1 = G2 = G e si risolve la formula del rivelatore Vu c.c. = Vi eff. * 1.41 * G1 * G2 / π in termini di G come segue:

$$\textbf{G} = \sqrt{(\textbf{2.22 Vu c.c. / Vi eff})}$$

-Si imposta numericamente la formula di G con Vuc.c. e Vieff espresse in volt e si ottiene:

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

-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 μA1 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 μA1.

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

$$G_{(apparente)} = G1 * G2 = 5.3 * 5.3 = 28.09$$

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 Vi p/Vieff = 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 μA1 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 >> di 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

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

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

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

quindi:

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

(arrotondabile a 0.47 μF)

La scelta di μA1 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):

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

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 pF tra il terminale 1 ed il terminale 10
Co2 = 90 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 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

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

Calcolo del valore della rete di controreazione di μA2 e scelta dell'integrato:
Il circuito costruito con μA2 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 μA2 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:

$$\mathbf{R6 = G2 * R5}$$

$$\mathbf{R7 = R5 / [\ 1 - (\ 1 / G2)\ ]}$$

Applicando le formule si calcola la rete di controreazione di μA2:

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

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

La scelta di μA2 può orientarsi su di un microamplificatore in corrente continua che presenti:

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

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

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

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

$$Vuc.c. = Griv * Vic.a.\ max = 12.8 * 0.7 \text{ Veff} = 8.9 \text{ Vcc}$$

- un fuori zero d'uscita pari almeno ad 1/ 10 del segnale Vuc.c. minimo :

$$Vfuorizero = Vuc.c.\ min / 10 = 0.128 \text{ Vc.c.} / 10 = 12.8 \text{ mVcc.}$$

- 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:

$$Vu\ c.c. = Vi\ eff. * G1 * G2 / \sqrt{(2 * \pi)}$$

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

$$\mathbf{G = \sqrt{(\ 2.5\ Vu\ c.c. / Vi\ eff\ )}}$$

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