

Introduzione all'Elettronica

V. Flaminio

Marzo 2002

Capitolo 11

Il feedback negli amplificatori

11.1 Introduzione

Le caratteristiche di un amplificatore, quali la dipendenza del guadagno dai valori dei componenti, la banda passante, le impedenze d'ingresso e d'uscita etc., possono essere modificate attraverso l'accorta introduzione di una reazione o *feedback* tra uscita ed ingresso.

Si definisce in generale *reazione* un qualsivoglia meccanismo (elettrico, meccanico, biologico, chimico etc) attraverso il quale il comportamento di un sistema é modificato attraverso l'osservazione degli effetti che il *precedente comportamento del sistema stesso* ha determinato. Meccanismi di reazione, tendenti a correggere, ad esempio, il movimento, sono presenti in tutti gli esseri viventi. Analoghi meccanismi sono utilizzati nei sistemi elettromeccanici e sono estremamente diffusi in elettronica.

Piú un particolare, il feedback di cui si parla in questo contesto é, come precisemo piú avanti, un *feedback negativo*. In tale tipo di feedback il segnale in uscita (o una funzione di questo) viene continuamente confrontato con il segnale presente in ingresso, in modo tale da ottenere, nel campo di frequenze interessanti, un segnale in uscita dell'ampiezza desiderata. La differenza tra il segnale in ingresso e quello di feedback, nota come *segnale di errore* é quella che é fornita all'input dell'amplificatore.

In questo capitolo discuteremo solo gli aspetti di base del feedback. Per una trattazione piú esauriente si consulti le referenze ([7]),([8]).

11.2 Classificazione degli amplificatori

a) *Amplificatore di tensione*

Un amplificatore é detto *di tensione* se esso amplifica una tensione v_{in} applicata in ingresso, dando in uscita un segnale di tensione v_{out} . L'amplificazione é definita in tal caso da:

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}}$$

La condizione che l'uscita sia un segnale di tensione implica che la resistenza d'uscita sia nulla. In caso contrario la tensione d'uscita verrebbe a dipendere dalla corrente erogata e quindi dal carico. Con riferimento alla figura 11.1, avremmo in tal caso:

$$v_L = A_v v_{in} \frac{R_L}{R_o + R_L}$$

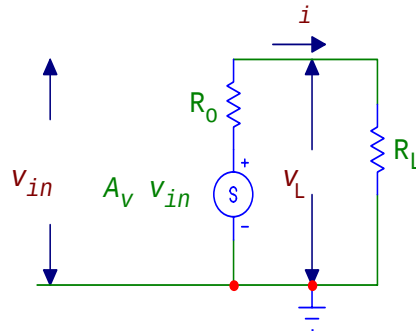


Figura 11.1:

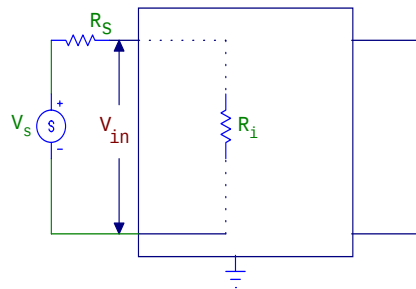


Figura 11.2:

che é uguale ad $A_v v_{in}$ se $R_o = 0$.

Per ciò che riguarda il segnale di tensione presente in ingresso, se vogliamo che esso sia quello "nominale" erogato dal generatore, occorre che la resistenza d'ingresso dell'amplificatore R_i sia infinita. In caso contrario avremmo per v_{in} la situazione di figura 11.2

$$v_{in} = v_s \frac{R_i}{R_s + R_i}$$

Avremo $v_{in} = v_s$ solo se R_i é infinitamente grande o $R_s = 0$. In definitiva potremo dire che un amplificatore di tensione deve avere resistenza d'ingresso infinita e resistenza d'uscita nulla.

b) *Amplificatore di corrente*

Un amplificatore sarà detto *di corrente* se esso amplifica una corrente i_{in} applicata in ingresso, dando in uscita un segnale di corrente:

$$i_{out} = A_i i_{in}$$

dove A_i é il guadagno dell'amplificatore.

Considerazioni analoghe a quelle presentate nel discutere l'amplificatore di tensione ci portano ora a concludere che un amplificatore di corrente deve avere resistenza d'uscita R_o infinitamente grande e resistenza d'ingresso uguale a zero.

$$R_o = 0$$

$$R_i = 0$$

c) *Amplificatore a transconduttanza*

Il termine "transconduttanza" indica che l'amplificazione ha le dimensioni di una conduttanza, cioè:

$$G_m = \frac{i_{out}}{v_{in}}$$

G_m é la "conduttanza di trasferimento". Un tale amplificatore dará un segnale di corrente in uscita quando in ingresso sia applicato un segnale di tensione. La condizione che il segnale d'uscita sia una corrente impone che la resistenza d'uscita sia infinitamente grande; la condizione che il segnale applicato sia di tensione impone che la resistenza d'ingresso sia anch'essa infinita:

$$R_i = \infty$$

$$R_o = \infty$$

d) *Amplificatore a transresistenza*

Il termine "transresistenza" indica che l'amplificazione ha le dimensioni di una resistenza, cioè:

$$R_m = \frac{v_{out}}{i_{in}}$$

R_m é nota come "resistenza di trasferimento". Analogamente ai casi esaminati in precedenza, ora l'amplificatore dovrà avere una resistenza d'uscita nulla ed una resistenza d'ingresso anch'essa nulla.

$$R_i = 0$$

$$R_o = 0$$

Nessun amplificatore ha le caratteristiche di uno o l'altro degli esempi ideali appena descritti. Nel progetto di un amplificatore si può fare in modo che il suo comportamento approssimi il più possibile quello di uno dei tipi descritti.

Nei paragrafi che seguono faremo vedere come l'introduzione di circuiti di feedback in un amplificatore possa essere vantaggiosamente adoperata per modificarne il comportamento. In particolare per cambiare la sua impedenza d'ingresso e quella d'uscita.

Vedremo anche come il feedback migliori la risposta dell'amplificatore, nel senso di renderla poco dipendente da variazioni nelle caratteristiche degli elementi attivi presenti nel circuito, oltre a ridurre le distorsioni ed il rumore. In questo capitolo tratteremo esclusivamente quello che é comunemente chiamato "feedback negativo". Il feedback positivo é un elemento di disturbo negli amplificatori, ma ha interessanti applicazioni in circuiti progettati per innescare e mantenere oscillazioni.

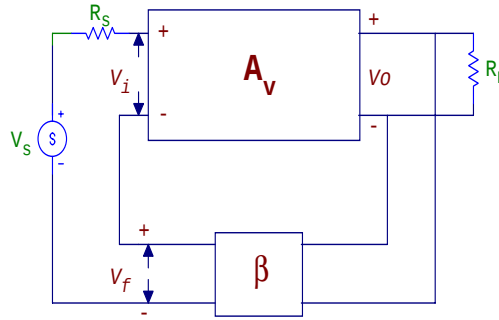


Figura 11.3:

11.3 Il concetto di feedback

Un esempio di feedback (reazione) si é già incontrato nello studiare l'amplificatore ad un transistor con una resistenza sull'emettitore. Si é visto nell'analizzare il circuito che l'effetto della resistenza di emettitore R_e é quello di trasferire, cambiandolo di segno, una parte del segnale di corrente presente nello stadio d'uscita del transistor (dove é presente la resistenza di carico R_L) convertendolo in un segnale di tensione applicato alla base dello stesso. Come risultato l'amplificazione in tensione viene ad essere approssimativamente uguale a $-R_L/R_e$, indipendentemente dalle caratteristiche dettagliate del transistor.

In generale si intende per feedback quella particolare configurazione circuitale che preleva una parte del segnale (corrente o tensione) presente all'uscita di un amplificatore e la rinvia all'ingresso dell'amplificatore, sotto forma di un segnale di tensione o di corrente. Si ha feedback *negativo* se il segnale viene rinviato in ingresso con polarità tale da opporsi alla variazione del segnale già presente. Nel caso contrario si parla di *feedback positivo*. In generale il feedback negativo viene utilizzato per migliorare la risposta di un amplificatore e per renderla meno dipendente dai parametri degli elementi attivi (transistor o FET) presenti nell'amplificatore, oltre che dalle condizioni ambientali (temperatura o altri).

11.4 Tipi di feedback

Il primo tipo di feedback che discuteremo é quello noto come "tensione-serie", che é schematicamente indicato in figura 11.3.

In questo circuito, il segnale di tensione $v_o = A_v v_i$ é prelevato all'uscita dell'amplificatore (di cui A_v rappresenta il guadagno in tensione in assenza di feedback) ed inviato ad un circuito di feedback caratterizzato da una funzione di trasferimento β . L'uscita di questo: $v_f = \beta v_o$ é poi invertita e sommata al segnale di tensione v_s fornito dal generatore (la cui impedenza d'uscita é R_s). Come si vede dalla figura, la polarità di v_f é opposta a quella di v_s , per cui il segnale v_f é effettivamente sottratto a v_s . Il segnale v_i all'ingresso dell'amplificatore é cioè:

$$v_i = v_s - v_f = v_s - \beta v_o$$

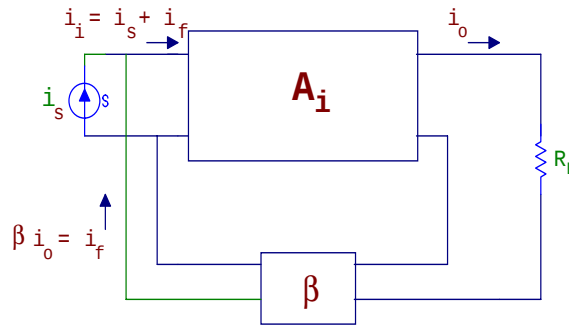


Figura 11.4:

Il fatto che il segnale prelevato in uscita sia una *tensione* é indicato comunemente con il termine "campionamento di tensione" (voltage sampling) o anche "campionamento nodale" (node sampling). Il fatto che il segnale $v_f = \beta v_o$ all'uscita del circuito di feedback sia sommato in ingresso a v_s é indicato comunemente con il termine "input seriale" (serial input) o anche "input di maglia" (loop input). Tale tipo di feedback puó quindi esser brevemente riassunto come "tensione-serie" (voltage-series; dove il primo dei termini si riferisce all'uscita ed il secondo all'ingresso dell'amplificatore).

La figura 11.4 illustra un secondo tipo di feedback.

In questo circuito, il segnale di corrente $i_o = A_i i_i$ all'uscita di un amplificatore é l'input al circuito di feedback. L'uscita di questo, $i_f = \beta i_o$ viene poi sommata al segnale di corrente fornito dal generatore. Perché il feedback sia, come vogliamo, negativo, occorrerà che β sia negativo. A tale configurazione si dá il nome di feedback "corrente-parallelo" (current-shunt). Ciò poiché il segnale prelevato in uscita é un segnale di corrente e questo é, dopo esser passato attraverso il circuito di feedback che lo moltiplica per β , inviato in parallelo al segnale di corrente i_s già presente. Si ha cioè:

$$i_i = i_s + i_f = i_s + \beta i_o$$

dove β é negativo.

Notiamo che, sia in questo caso che in quello precedente, il parametro β é adimensionale. Consideriamo ancora un ulteriore tipo di feedback, mostrato in figura 11.5.

In questo circuito, il segnale di corrente $i_o = G_m v_i$ (G_m é la transconduttanza dell'amplificatore) é inviato al circuito di feedback caratterizzato dal parametro β (che ora é una "transresistenza"). L'uscita in tensione di questo: $v_f = \beta i_o$, viene sommata al segnale v_s presente in ingresso ed il segnale risultante: $v_i = v_f + v_s$ é inviato all'ingresso dell'amplificatore. Si parla ora di un feedback "corrente-serie" (current-series) o anche "corrente-tensione". Infatti il segnale prelevato all'uscita dell'amplificatore é un segnale di corrente e quello inviato (in serie) all'ingresso dell'amplificatore é una tensione.

L'ultimo dei tipi di feedback da considerare é quello mostrato nella figura 11.6.

In questo circuito, il segnale di tensione $v_o = R_m i_i$ (con R_m la transresistenza dell'amplificatore) é inviato al circuito di feedback. Il parametro β ora sará una

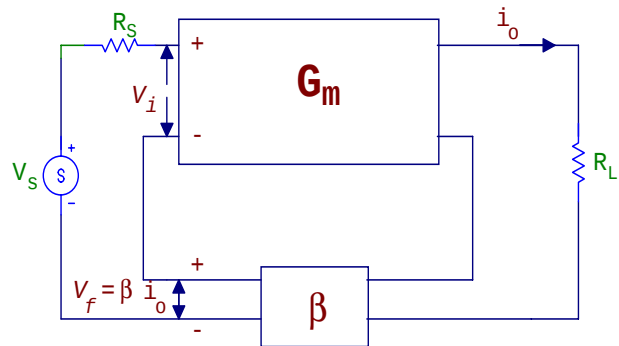


Figura 11.5:

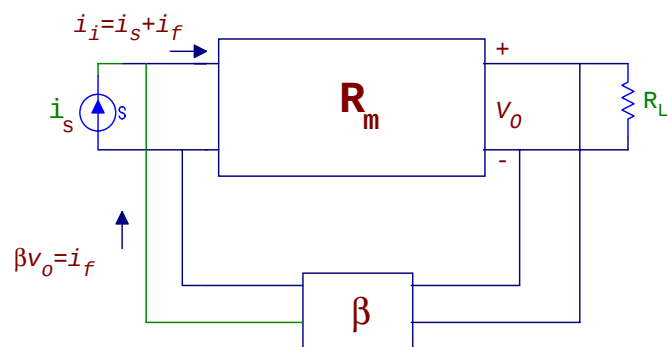


Figura 11.6:

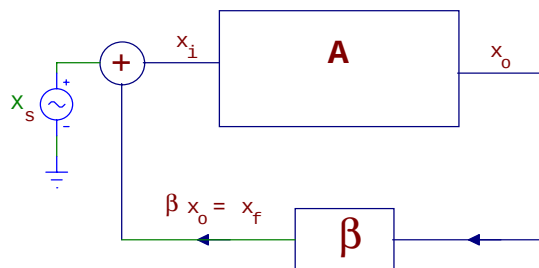


Figura 11.7:

transconduttanza ed avremo: $i_f = \beta v_o$. L'uscita i_f del circuito di feedback viene sommata al segnale di corrente i_s già presente ed il segnale risultante:

$$i_i = i_s + i_f = i_s + \beta v_o$$

viene inviato all'ingresso dell'amplificatore. Anche in questo caso abbiamo una reazione negativa se $\beta < 0$. Si parla in questo caso di un feedback "tensione-parallelo" (voltage-shunt) o anche "tensione-corrente".

Come visto, il parametro β che caratterizza il circuito di feedback è adimensionale nel caso in cui la reazione sia del tipo tensione-serie o corrente-parallelo, mentre esso ha le dimensioni di una transresistenza per un feedback tensione-parallelo e di una transconduttanza nel caso di un feedback corrente-serie.

Ammetteremo nel seguito che siano soddisfatte le seguenti condizioni:

- a** il segnale applicato in ingresso è trasmesso all'uscita attraverso l'amplificatore e non attraverso il circuito di feedback. In altre parole, il circuito di feedback deve essere unidirezionale.
- b** il segnale di feedback è trasmesso all'ingresso attraverso la rete caratterizzata dal parametro β e non attraverso l'amplificatore.
- c** β è indipendente dall'impedenza di carico R_L e da quella del generatore R_s .

11.5 Feedback: considerazioni generali

Le considerazioni che faremo in questa sezione e le formule che otterremo sono del tutto generali e valgono per uno qualsiasi dei tipi di feedback esaminati. Sia x_o il segnale all'uscita dell'amplificatore il cui guadagno è A . Sia x_i il segnale all'ingresso dell'amplificatore ed x_s il segnale fornito dal generatore. Sia ancora $x_f = \beta x_o$ il segnale di feedback. Esaminiamo lo schema generale di figura 11.7:

Si vede facilmente che:

$$x_i = x_s + x_f = x_s + \beta x_o$$

Il guadagno con feedback, che indicheremo con A_f , è dato da:

$$A_f = \frac{x_o}{x_s} = \frac{x_o}{x_i} \frac{x_i}{x_s} = A \frac{x_s + \beta x_o}{x_s} = A \left(1 + \beta \frac{x_o}{x_s} \right) = A (1 + \beta A_f)$$

da cui:

$$A_f = \frac{A}{1 - \beta A}$$

Se βA é reale e negativo avremo:

$$|A_f| = \frac{|A|}{1 + |\beta A|}$$

quindi il guadagno con feedback é minore di quello senza feedback: $|A_f| < |A|$. Il prodotto βA é noto come "guadagno a catena aperta". Per un amplificatore con feedback negativo il guadagno a catena aperta é reale e negativo. Il feedback riduce il guadagno dell'amplificatore. Se é $|\beta A| \gg 1$, il guadagno con reazione sar :

$$|A_f| = \frac{|A|}{1 + |\beta A|} \approx \frac{|A|}{|\beta A|} = \frac{1}{|\beta|}$$

Vediamo quindi che in tali circostanze il guadagno dell'amplificatore non dipende pi  da A , ma solo dal parametro β che caratterizza la maglia di reazione.

Il feedback negativo ha numerosi aspetti che migliorano le prestazioni degli amplificatori. Questi sono descritti nelle prossime sezioni.

11.5.1 Propriet  della retroazione negativa

Esistono numerosi aspetti della retroazione negativa che possono essere utilizzati per migliorare la risposta di un amplificatore. A seconda delle esigenze, uno degli aspetti pu  prevalere sugli altri e pu  dettare determinate modifiche progettuali. Gli aspetti principalmente utilizzati sono i seguenti:

- stabilizzazione del punto di lavoro
- ottimizzazione della resistenza d'ingresso e d'uscita
- stabilizzazione del guadagno rispetto a variazioni di temperatura e/o dei parametri dei componenti
- modifica della banda passante
- riduzione dei disturbi
- miglioramento della linearit .

11.5.2 Funzione di sensibilit  di un amplificatore con feedback

Vediamo ora come il guadagno di un amplificatore con reazione dipenda dal guadagno intrinseco dell'amplificatore senza feedback, che abbiamo chiamato A .

Ammettiamo che il guadagno A subisca, per cause non previste, una variazione dA . Calcoliamo la conseguente variazione di $A_f = A/(1 - \beta A)$:

$$dA_f = \frac{dA}{1 - \beta A} + \frac{A\beta dA}{(1 - \beta A)^2} = \frac{dA}{(1 - \beta A)^2}$$

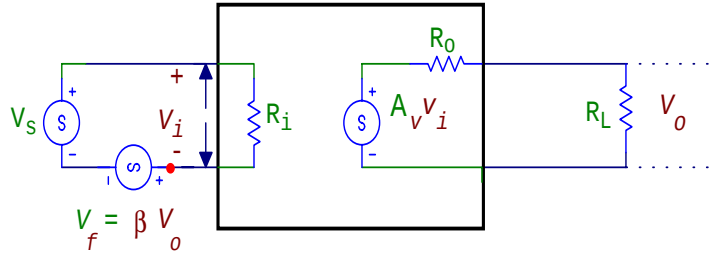


Figura 11.8:

per cui la variazione relativa di $A_f = dA_f/A_f$ é:

$$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{dA}{A} \frac{1}{1 - \beta A}$$

Poiché, in presenza di feedback negativo, la frazione che moltiplica dA/A é minore di 1, vediamo che la variazione percentuale di A_f é inferiore alla variazione percentuale di A . Il rapporto delle variazioni percentuali:

$$\frac{dA_f/A_f}{dA/A} = \frac{1}{1 - \beta A} \quad (11.1)$$

é noto come "sensibilità" dell'amplificatore con feedback. Vediamo quindi che, se la grandezza $-\beta A$ é molto maggiore di 1, una variazione percentuale di A si riflette in una variazione percentuale $|\beta A|$ volte piú piccola in A_f . Ovviamente, il guadagno dell'amplificatore risulta ridotto della stessa quantità.

11.6 Effetto del feedback negativo sull'impedenza d'ingresso e su quella d'uscita degli amplificatori

11.6.1 Impedenze d'ingresso

In questa sezione esamineremo l'effetto che ciascuno dei tipi di feedback esaminati ha sulle impedenze d'ingresso. Come vedremo, ciò che é importante agli effetti di tali impedenze non é il tipo di *campionamento* effettuato all'uscita dell'amplificatore, ma solo il tipo di *confronto* effettuato all'ingresso.

Feedback tensione-serie

Cominciamo con il considerare il caso di un feedback tensione-serie, come mostrato¹ in figura 11.8.

¹Nella figura abbiamo esplicitamente indicato la polarità del feedback v_f , cioè ora β é positivo, mentre il feedback continua ad esser negativo

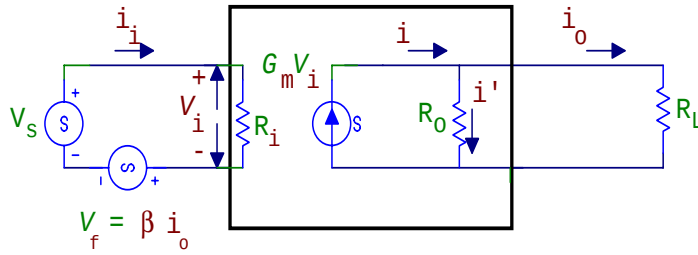


Figura 11.9:

A_v indica il guadagno in tensione dell'amplificatore. L'impedenza d'ingresso é definita come il rapporto tra la tensione del generatore e la corrente da esso erogata:

$$R_{if} = \frac{v_s}{i_i}$$

Dall'esame della maglia d'ingresso otteniamo:

$$v_s = i_i R_i + v_f = i_i R_i + \beta v_o \quad (11.2)$$

La maglia d'uscita fornisce:

$$v_o = A_v v_i \frac{R_L}{R_o + R_L} = A_V v_i$$

dove abbiamo introdotto il guadagno senza feedback:

$$A_V = A_v \frac{R_L}{R_o}$$

che tiene conto della resistenza di carico R_L . Poiché é: $v_i = R_i i_i$, si ha poi:

$$v_o = A_V R_i i_i$$

che, sostituita nella 11.2, ci dá:

$$v_s = i_i R_i (1 + \beta A_V)$$

ed infine:

$$R_{if} = \frac{v_s}{i_i} = R_i (1 + \beta A_V)$$

Vediamo cosí che, in questo tipo di reazione, l'impedenza d'ingresso viene ad essere accresciuta di un fattore $1 + \beta A_V$. Per $\beta A_V \rightarrow \infty$, $R_{if} \rightarrow \infty$.

Feedback corrente-serie

Esaminiamo ora il feedback corrente-serie, mostrato in figura 11.9.

Convienne in questo caso, come abbiamo fatto in figura, schematizzare l'amplificatore tramite la sua transconduttanza $G_m = i/v_i$. Il coefficiente di feedback β é ora una transresistenza.

Dalla maglia d'uscita troviamo:

$$i_o = G_m v_i \frac{R_o}{R_o + R_L} = G_M v_i$$

dove:

$$G_M = G_m \frac{R_o}{R_o + R_L}$$

é la transconduttanza dell'amplificatore che tiene conto del carico R_L . Inoltre é:

$$v_i = R_i i_i$$

per cui:

$$i_o = G_M v_i = G_M R_i i_i$$

La maglia d'ingresso fornisce:

$$v_s = v_i + v_f = R_i i_i + \beta i_o = R_i i_i + \beta G_M R_i i_i = R_i i_i (1 + \beta G_M)$$

da cui:

$$R_{if} = \frac{v_s}{i_i} = R_i (1 + \beta G_M)$$

Vediamo quindi che anche in questo caso l'impedenza d'ingresso aumenta per effetto del feedback; il fattore di cui essa aumenta é ancora una volta uguale a $(1 + \beta G_M)$, analogamente a quanto accadeva nel caso precedente. Vediamo cosí che l'impedenza d'ingresso aumenta di $(1 + \beta G)$ (dove G é, in generale, il guadagno dell'amplificatore) se il feedback riporta in ingresso un segnale di tensione, cioé se il *confronto* all'ingresso avviene in una maglia, qualunque sia il tipo di campionamento in uscita. Vedremo invece che quest'ultimo ha un effetto sull'impedenza d'uscita.

Feedback tensione-parallelo

Esaminiamo infine il feedback di tipo tensione-parallelo, schematizzato in figura 11.10.

L'impedenza d'ingresso é:

$$R_{if} = \frac{v_i}{i_s} = \frac{R_i i_i}{i_s}$$

con:

$$i_s = i_i + \beta v_o$$

Dalla maglia d'uscita si ha:

$$v_o = R_m i_i \frac{R_L}{R_o + R_L} = R_M i_i$$

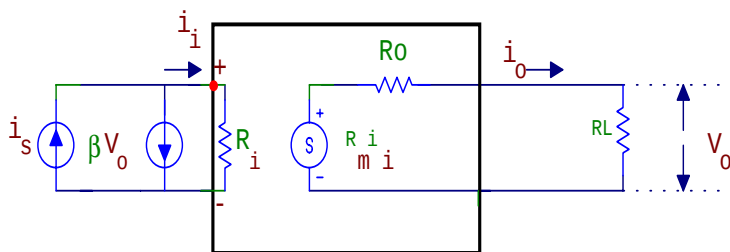


Figura 11.10:

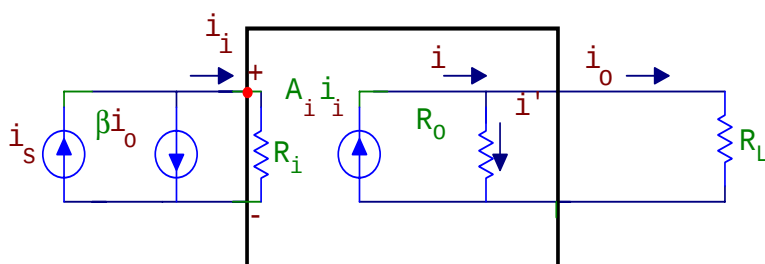


Figura 11.11:

con:

$$R_M = R_m \frac{R_L}{R_o + R_L}$$

Si ha con ciò:

$$i_s = i_i (1 + \beta R_M)$$

e quindi:

$$R_{if} = \frac{R_i i_i}{i_s} = \frac{R_i}{1 + \beta R_M}$$

Cioé, anche in questo caso, come in quello precedente, la resistenza d'ingresso diminuisce del fattore $1 + \beta A$, con A (uguale ad R_M nel caso attuale) il guadagno dell'amplificatore senza reazione.

Feedback corrente-parallelo

Proseguendo con la nostra analisi delle impedenze d'ingresso, consideriamo un feedback del tipo corrente-parallelo, come quello mostrato in figura 11.11

Dalla maglia d'ingresso abbiamo:

$$i_s = i_i + i_f = i_i + \beta i_o$$

e, dalla maglia d'uscita:

$$i_o = A_i i_i \frac{R_o}{R_o + R_L} \equiv A_I i_i$$

dove:

$$A_I = A_i \frac{R_o}{R_o + R_L}$$

é il guadagno in corrente dell'amplificatore, che tiene conto del carico R_L . Da queste equazioni si ottiene poi:

$$i_s = i_i + \beta A_I i_i = i_i (1 + \beta A_I)$$

e, poiché R_{if} é definita come:

$$R_{if} = \frac{v_i}{i_s} = \frac{i_i R_i}{i_s}$$

ne segue:

$$R_{if} = \frac{R_i}{1 + \beta A_I}$$

Vediamo quindi che nel caso attuale l'impedenza d'ingresso é *minore* di quella in assenza di feedback, del medesimo fattore $(1 + \beta A)$ che era presente, a fattore moltiplicativo, nei due casi iniziali.

11.6.2 Considerazioni generali

Poiché gli ultimi due casi esaminati avevano come caratteristica comune la reazione in parallelo (cioé di corrente) nella maglia d'ingresso, vediamo che é tale caratteristica a determinare la diminuzione dell'impedenza d'ingresso.

Abbiamo visto quindi che, se il segnale di feedback viene riportato in ingresso sotto forma di un segnale di tensione (cioé in serie) l'impedenza d'ingresso aumenta, mentre essa diminuisce se il feedback é parallelo (corrente). Ciò indipendentemente dal tipo di campionamento in uscita (tensione o corrente). Ciò può esser facilmente compreso se si pensa che, nel caso in cui il feedback (negativo) sia di tensione, questo farà sì che la tensione ai capi di R_i sia minore della tensione del generatore, che ha un valore costante v_s . Di conseguenza sarà minore la corrente che fluisce in R_i e, poiché tale corrente é erogata in ultima analisi dal generatore, il rapporto tra tensione e corrente erogata, cioè la resistenza d'ingresso, sarà maggiore.

Se invece si realizza un feedback (negativo) di corrente, avremo una minor corrente in R_i , il che implica una minore differenza di potenziale ai capi di R_i . Poiché ora ciò avviene ad i_s costante, la resistenza d'ingresso v_i/i_s sarà minore di quella che si avrebbe in assenza di feedback.

11.6.3 Impedenze d'uscita

Esaminiamo ora la resistenza d'uscita. Vediamo dapprima di capire qualitativamente ciò che dobbiamo aspettarci, distinguendo i due casi di un campionamento di tensione e di corrente. Se il campionamento è quello della tensione in uscita, l'effetto del feedback sarà, come sappiamo, quello di fornire in uscita, a circuito aperto, una tensione minore di quella dell'amplificatore non reazionato. Poiché l'impedenza d'uscita è definita come il rapporto: *tensione a circuito aperto/corrente a circuito chiuso* dove la corrente a circuito chiuso non è influenzata dal feedback di tensione, visto che a circuito chiuso non c'è feedback (si annulla cioè la tensione in uscita), vediamo che l'impedenza d'uscita è ridotta dal feedback, della stessa quantità incontrata prima (cioè $1 + \beta A$). Analogamente, se il campionamento è di corrente, l'effetto del feedback sarà quello di fornire, a parità di tensione in uscita (la tensione a circuito aperto, che non è influenzata dal feedback, poiché a circuito aperto si annulla la corrente e quindi il feedback) una corrente a circuito chiuso minore di quella che si ha in assenza di feedback. Di conseguenza la resistenza d'uscita aumenta del medesimo fattore $1 + \beta A$ di cui diminuisce la corrente.

Esamineremo ora in dettaglio i due casi di feedback: campionamento di tensione e campionamento di corrente. Il tipo di confronto effettuato all'ingresso dell'amplificatore è irrilevante.

Feedback con campionamento di tensione

Consideriamo il feedback tensione-serie di figura 11.8.

Per calcolare la resistenza d'uscita R_{of} poniamo $v_s = 0$, eliminiamo R_L ed applichiamo tra i terminali d'uscita una differenza di potenziale v_o . L'impedenza d'uscita è allora:

$$R_{of} = \frac{v_o}{i_o}$$

dove i_o è la corrente che fluisce nella maglia d'uscita. Abbiamo:

$$i_o = \frac{v_o - A_v v_i}{R_o} = \frac{v_o + A_v \beta v_o}{R_o}$$

poiché, avendo posto $v_s = 0$ si ha:

$$v_i = -v_f = -\beta v_o$$

Ne segue:

$$R_{of} = \frac{v_o}{i_o} = \frac{R_o}{1 + \beta A_v}$$

La resistenza d'uscita in presenza di R_L sarà:

$$R'_{of} = R_{of} || R_L = \frac{R_o R_L}{(R_o + R_L) \left(1 + \beta \frac{R_L}{R_o + R_L} A_v \right)}$$

che, ricordando la definizione di A_V e posto $R'_o = R_o || R_L$, diventa:

$$R'_{of} = \frac{R'_o}{1 + \beta A_V}$$

Feedback con campionamento di corrente

Consideriamo infine il caso di un feedback corrente-serie, come quello di fig 11.9. Per calcolare l'impedenza d'uscita, immaginiamo di cortocircuitare v_s , di applicare tra i terminali d'uscita una differenza di potenziale v_o e calcoliamo la corrente i_o . Dall'analisi della maglia d'uscita otteniamo per la corrente in R_o :

$$i' = G_m v_i - i_o$$

da cui:

$$v_o = R_o i' = G_m v_i R_o - R_o i_o$$

mentre dalla maglia d'ingresso si ottiene:

$$v_i = -\beta i_o$$

(poiché v_s é stato cortocircuitato).

Si ottiene quindi:

$$v_o = -G_m R_o \beta i_o - R_o i_o = -R_o i_o (1 + G_m \beta)$$

e per la resistenza d'uscita :

$$R_{of} = -\frac{v_o}{i_o} = R_o (1 + \beta G_m)$$

Quindi, come previsto, la resistenza d'uscita con feedback é maggiore di quella senza feedback del fattore $1 + \beta G_m$. L'impedenza d'uscita in presenza di R_L sarà poi il parallelo di R_{of} ed R_L .

11.6.4 Effetto del feedback sulle impedenze d'ingresso e d'uscita: sommario

La tabella che segue riassume l'effetto che la reazione negativa ha sulle impedenze d'ingresso e d'uscita nei quattro casi esaminati.

Tipo di reazione	R_{if}	R_{of}
tensione-serie	$R_i(1 + \beta A_V)$	$R_o/(1 + \beta A_v)$
corrente-serie	$R_i(1 + \beta G_M)$	$R_o(1 + \beta G_m)$
tensione-parallelo	$R_i/(1 + \beta R_M)$	$R_o/(1 + \beta R_m)$
corrente-parallelo	$R_i/(1 + \beta A_I)$	$R_o(1 + \beta A_i)$

11.7 Individuazione del tipo di reazione

Non é sempre facile determinare il tipo di reazione presente in un circuito.

É utile seguire i seguenti criteri generali per individuare il tipo di segnale (tensione o corrente) prelevato all'uscita di un amplificatore ed il modo (seriale o parallelo) in cui esso viene sommato al segnale in ingresso.

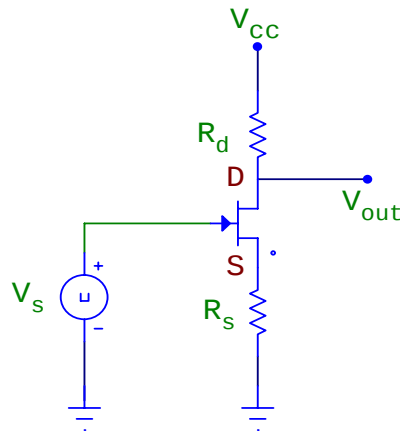


Figura 11.12:

Per quel che concerne il tipo di segnale, è ovvio che se esso è di corrente, continuerà ad esser presente se il carico viene cortocircuitato. Viceversa, se il tipo di segnale è di tensione, esso si annullerà con il carico in cortocircuito.

Alternativamente, se il tipo di segnale è di corrente, esso si annullerà quando l'impedenza del carico divenga infinitamente grande. Con tale valore dell'impedenza il feedback non si annulla se esso è di tensione.

Riassumendo, possiamo dire che il tipo di campionamento è di corrente se esso si annulla quando l'impedenza del carico divenga infinita; è invece di tensione se esso si annulla quando si porti a zero l'impedenza del carico.

Per quel che concerne invece il modo (serie o parallelo) in cui il segnale di feedback viene sommato al segnale in ingresso, si può facilmente intuire che avremo una somma di tipo "serie" se essa viene effettuata in una maglia. Avremo invece una somma di tipo "parallelo" se essa viene effettuata in un nodo. Per chiarire meglio questi concetti vediamo alcuni esempi, a cominciare da quello di figura 11.12.

Qui abbiamo un amplificatore che utilizza un J-FET a canale n. Se v_{gs} aumenta, aumenterà la corrente nel canale e quindi nelle resistenze R_d ed R_s . Il potenziale del drain diminuirà mentre aumenterà quello del source, il che farà diminuire v_{gs} . Abbiamo quindi un feedback negativo. Vediamo che il campionamento è di corrente; infatti il feedback si annulla se R_d diviene infinitamente grande (con che si annulla la corrente). Esso invece continua ad esser presente se R_d diviene nullo.

Il segnale di feedback è riportato in ingresso sotto forma di una differenza di potenziale ai capi di R_s ; questa si somma (con il segno cambiato) a v_s . Vediamo che la somma avviene nella maglia d'ingresso. Si tratta quindi di un feedback seriale. In definitiva il circuito disegnato è un esempio di feedback corrente-serie. Debbono quindi aumentare sia l'impedenza d'ingresso R_i che quella d'uscita R_o .

Consideriamo invece il circuito di figura 11.13:

In questo circuito il segnale di feedback si annullerebbe se la tensione di collettore v_c divenisse nulla. Abbiamo quindi un campionamento di tensione. Inoltre il segnale di feedback si somma a quello in ingresso in un nodo; si ha quindi una somma di tipo parallelo. Nel nodo d'ingresso si somma la corrente i_s e quella di feedback i_f . Avremo quindi che la resistenza d'ingresso R_i diminuisce, mentre quella d'uscita R_o aumenta.

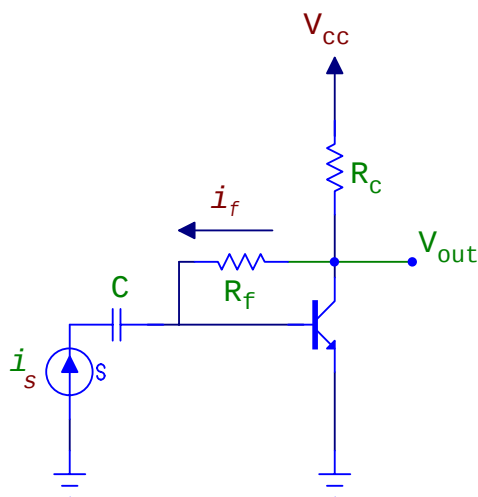


Figura 11.13:

Esaminiamo come ulteriore esempio quello di figura 11.14.

Vediamo che ora la somma avviene in un nodo (la base del transistor bipolare) e quindi si ha una somma di correnti (confronto di tipo parallelo). Il segnale é prelevato sul source del J-FET. Esso si annullerebbe se la resistenza di carico (R_d nel nostro caso) divenisse infinitamente grande (con che si annullerebbe la corrente in T_2). Abbiamo in definitiva una reazione di tipo corrente-parallelo (current-shunt). La resistenza d'ingresso R_i ora diminuisce, mentre aumenta quella d'uscita R_o .

I circuiti di figura 11.15 mostrano infine un esempio di ciascuno dei quattro tipi di feedback, nel caso di un amplificatore operazionale. É facile verificare, facendo uso dei criteri delineati in questa sezione, che il tipo di feedback presente in ciascun caso é quello indicato nella figura.

11.8 Analisi dettagliata dei circuiti con feedback

Esaminiamo ora in dettaglio un esempio di circuito con feedback. Consideriamo il caso di un amplificatore invertente, come quello mostrato in figura 11.16 in cui un segnale di tensione é prelevato in uscita e riportato sull'ingresso tramite una resistenza di feedback R_f .

Il segnale riportato in ingresso é tale che la corrente ad esso associata si somma alla corrente erogata dal generatore. Si tratta chiaramente di un feedback "tensione-parallelo".

Per semplificare l'analisi di tale circuito, é opportuno sostituirlo con il circuito equivalente di figura 11.17. Qui abbiamo indicato con v_d la differenza di potenziale ai capi della resistenza d'ingresso R_i dell'operazionale.

Il circuito di feedback potrebbe in realtà esser piú complicato di quello rappresentato da una singola resistenza. Per descrivere tali situazioni potremo sostituire nel circuito equivalente il generatore V_L con kV_L , dove k é una costante.

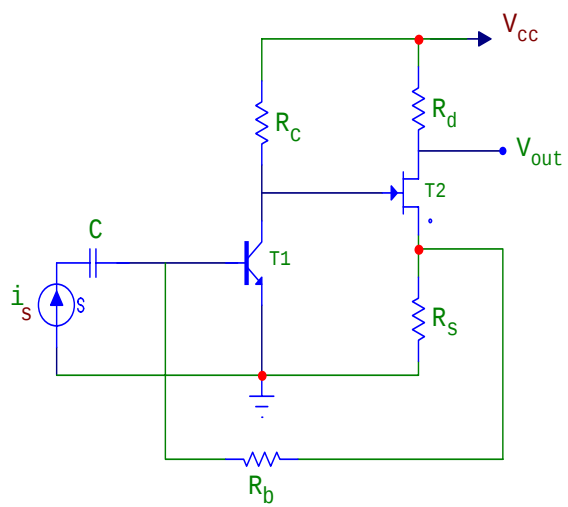


Figura 11.14:

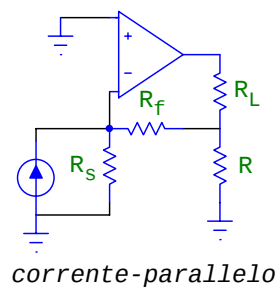
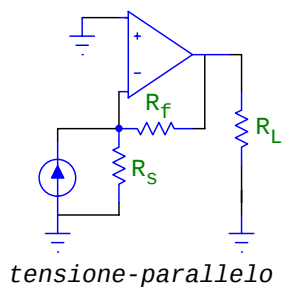
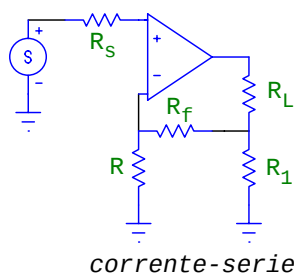
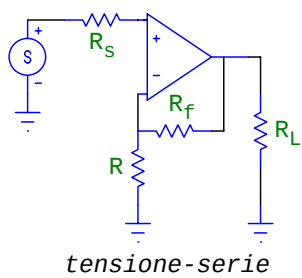


Figura 11.15:

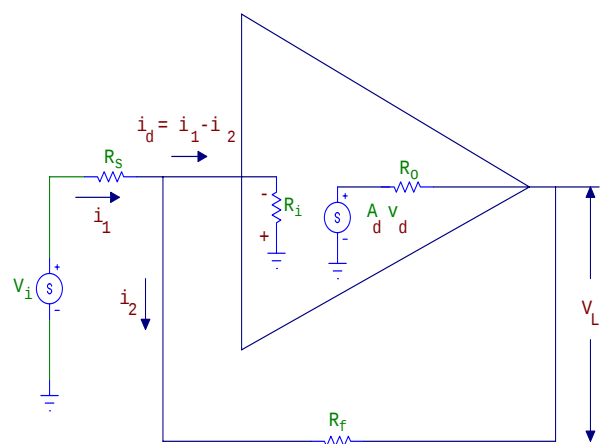


Figura 11.16:

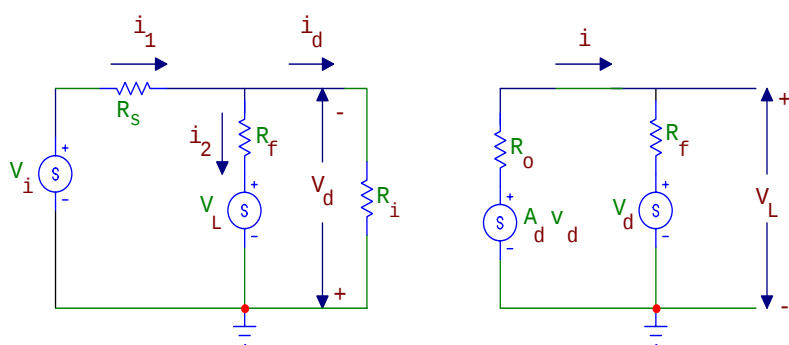


Figura 11.17:

Scriviamo ora le equazioni per il circuito disegnato. Dalla maglia di sinistra si ottiene:

$$\begin{aligned}
 i_1 &= \frac{v_i + v_d}{R_s} \\
 i_2 &= -\frac{v_d + v_L}{R_f} \\
 i_d &= i_1 - i_2 = \frac{v_i + v_d}{R_s} + \frac{v_L + v_d}{R_f} = -\frac{v_d}{R_i}
 \end{aligned} \tag{11.3}$$

Dalla maglia di destra:

$$\begin{aligned}
 i &= \frac{A_d v_d + v_d}{R_o + R_f} \\
 v_L &= A_d v_d - R_o i = A_d v_d - \frac{R_o}{R_o + R_f} A_d v_d - \frac{R_o}{R_o + R_f} v_d = \\
 &= v_d \left(A_d - A_d \frac{R_o}{R_o + R_f} - \frac{R_o}{R_o + R_f} \right)
 \end{aligned}$$

Se $R_o \ll R_f$, il secondo ed il terzo termine in parentesi saranno trascurabili rispetto al primo e si avrà:

$$v_L \approx A_d v_d \tag{11.4}$$

Dall'equazione 11.3:

$$\frac{v_i + v_d}{R_s} + \frac{v_L + v_d}{R_f} = -\frac{v_d}{R_i}$$

si ha:

$$v_d \left(\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_f} + \frac{1}{R_i} \right) = -\frac{v_i}{R_s} - \frac{v_L}{R_f}$$

Trascurando il termine $1/R_i$ rispetto agli altri due termini in parentesi e facendo uso della 11.4, l'ultima equazione scritta diventa:

$$\frac{v_L}{A_d} \frac{R_f + R_s}{R_f R_s} + \frac{v_L}{R_f} = -\frac{v_i}{R_s}$$

da cui si ottiene:

$$v_L = -\frac{(A_d v_i / R_s) R_{fs}}{1 + (A_d / R_f) R_{fs}} \tag{11.5}$$

dove abbiamo indicato con il simbolo R_{fs} la quantità:

$$\frac{R_f R_s}{R_f + R_s}$$

Se il termine:

$$\frac{A_d}{R_f} R_{fs}$$

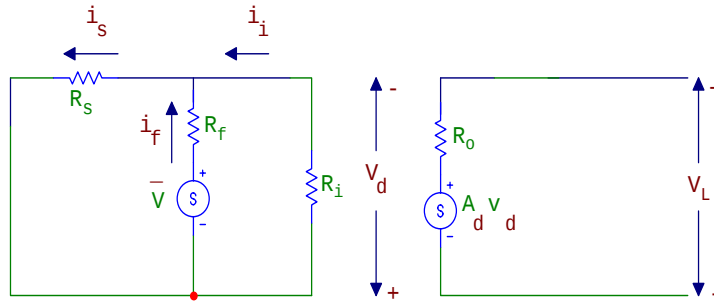


Figura 11.18:

che compare a denominatore é molto maggiore di 1, la 11.5 si semplifica:

$$v_L = -v_i \frac{R_f}{R_s}$$

cioé la tensione d'uscita non dipende piú dal parametro A_d .

Il termine:

$$-A_d \frac{R_{fs}}{R_f}$$

che compare a denominatore della 11.5 va sotto il nome di "guadagno di maglia" (loop gain). Si puó facilmente verificare che esso coincide con il guadagno della catena quando si supponga nulla l'eccitazione esterna v_i .

Infatti, in tal caso il circuito diventa quello della figura 11.18:

Qui l'eccitazione é costituita da $\bar{v}$, mentre l'uscita é, come prima, v_L . Nel ramo destro abbiamo fatto uso dell'approssimazione: $v_L \approx A_d v_d$. Il guadagno di maglia (loop gain) sará ora calcolabile facendo uso delle seguenti equazioni:

$$i_s = i_f + i_i$$

con:

$$i_f = \frac{\bar{v} + v_d}{R_f}$$

$$i_i = -\frac{v_d}{R_i}$$

$$i_s = -\frac{v_d}{R_s}$$

da cui:

$$\frac{\bar{v} + v_d}{R_f} - \frac{v_d}{R_i} = -\frac{v_d}{R_s}$$

e poi:

$$v_d \left(\frac{1}{R_f} - \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_s} \right) = -\frac{\bar{v}}{R_f}$$

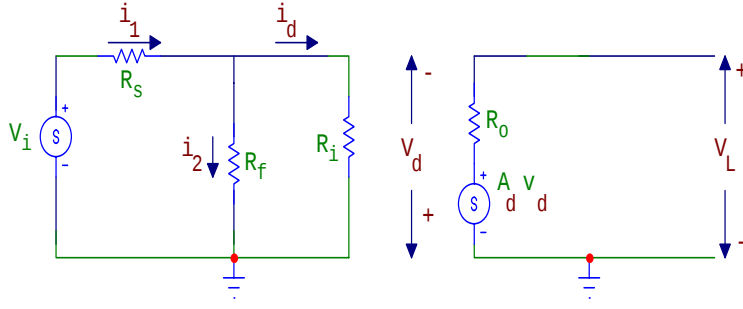


Figura 11.19:

Trascurando $1/R_i$ rispetto agli altri termini in parentesi e facendo uso della: $v_L = A_d v_d$, questa diviene:

$$\frac{v_L}{A_d} \left(\frac{1}{R_f} + \frac{1}{R_s} \right) = -\frac{\bar{v}}{R_f}$$

ed il guadagno di maglia sar :

$$\frac{v_L}{\bar{v}} = -A_d \frac{R_{fs}}{R_f} \equiv A_d \beta \quad (11.6)$$

con:

$$\beta = -\frac{R_{fs}}{R_f}$$

Il termine che compare a numeratore della 11.5:

$$-A_d \frac{R_{fs}}{R_s}$$

va sotto il nome di "guadagno a catena aperta" (open loop gain) o anche "guadagno senza feedback". Questo   calcolabile a partire dal circuito equivalente di figura 11.19:

L'assenza del feedback consiste qui nell'assenza della sorgente dipendente v_L nel ramo sinistro e nella simultanea assenza della sorgente v_d in serie con R_f nel ramo destro di figura 11.17. Il guadagno di questo circuito   ora ottenibile dalle equazioni:

$$v_d = -\frac{v_i}{R_s + R_{if}} R_{if} \approx -v_i \frac{R_f}{R_s + R_f} = -v_i \frac{R_{fs}}{R_s}$$

dove si   ammesso che sia $R_i \gg R_f$. Inoltre  :

$$v_L = A_d v_d = -A_d \frac{R_{fs}}{R_s} v_i$$

Il guadagno a catena aperta   quindi:

$$A_o \equiv \frac{v_L}{v_i} = -A_d \frac{R_{fs}}{R_s} \quad (11.7)$$

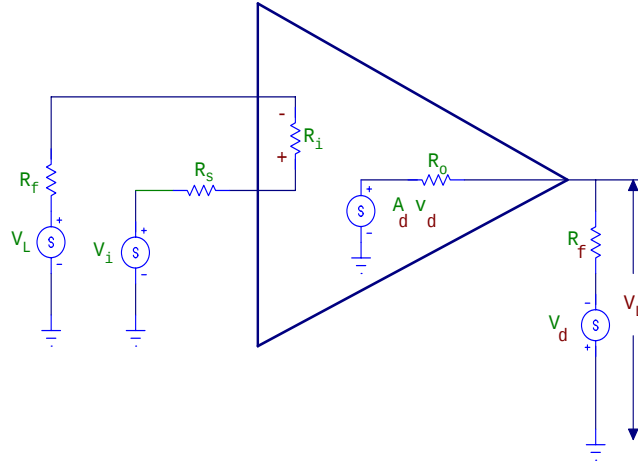


Figura 11.20:

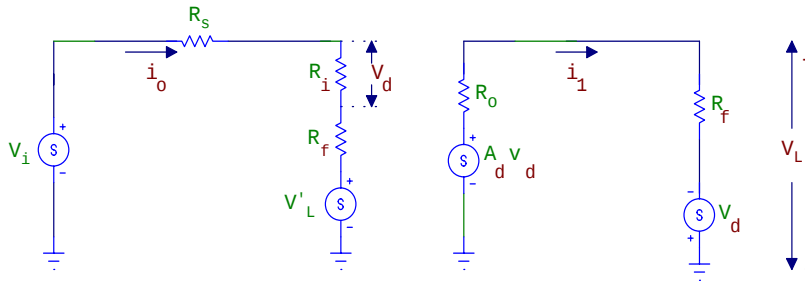


Figura 11.21:

Facendo ora uso delle equazioni 11.5, 11.6 e 11.7, il guadagno complessivo può esser messo nella forma:

$$A_V = \frac{v_L}{v_i} = -\frac{A_d R_{fs} / R_s}{1 + A_d R_{fs} / R_f} = \frac{A_o}{1 - A_d \beta}$$

Notiamo che il parametro β regola l'ammontare di feedback. Se $\beta = 0$ non ci sarà feedback. Se $-A_d \beta$ diviene grande rispetto ad 1, il guadagno A_V dell'amplificatore con feedback tende a:

$$A_V \rightarrow -\frac{R_f}{R_s}$$

cioè diviene indipendente dal guadagno intrinseco A_d dell'amplificatore.

Ciò fa sì che, via via che aumenta il guadagno di maglia, il guadagno con feedback divenga sempre meno sensibile a variazioni di temperatura o a variazioni dei parametri dei componenti che costituiscono l'amplificatore.

Esaminiamo, come secondo esempio, quello di un feedback del tipo tensione-serie, come mostrato in figura 11.20:

Il circuito equivalente è quello di figura 11.21, dove:

$$v'_L = v_L$$

e dove abbiamo indicato con v_d la differenza di potenziale ai capi di R_i .

Cominciamo col calcolare il guadagno a catena aperta (guadagno in assenza di feedback), definito da:

$$A_o = \left(\frac{v_L}{v_i} \right)_{v'_L=0}$$

Possiamo scrivere:

$$\left(\frac{v_L}{v_i} \right)_{v'_L=0} = \left(\frac{v_L}{v_d} \right)_{v'_L=0} \left(\frac{v_d}{v_i} \right)$$

dove il primo termine a secondo membro può esser ottenuto facendo uso della maglia di sinistra ed il secondo di quella di destra. Da quest'ultima otteniamo:

$$v_L = R_f i_1 - v_d$$

con:

$$i_1 = \frac{A_d v_d + v_d}{R_o + R_f} = \frac{v_d}{R_o + R_f} (1 + A_d)$$

da cui:

$$v_L = \frac{v_d}{R_o + R_f} (R_f A_d - R_o)$$

$$\left(\frac{v_L}{v_d} \right)_{v'_L=0} = \frac{R_f A_d - R_o}{R_o + R_f}$$

Dalla maglia di sinistra otteniamo poi:

$$\left(\frac{v_d}{v_i} \right)_{v'_L=0} = \frac{R_i}{R_s + R_i + R_f}$$

e quindi:

$$\left(\frac{v_L}{v_i} \right)_{v'_L=0} = \frac{R_f A_d - R_o}{R_o + R_f} \frac{R_i}{R_s + R_i + R_f}$$

Se ora facciamo l'approssimazione:

$$R_o \ll R_f$$

$$R_f + R_s \ll R_i$$

si ottiene:

$$A_o = \left(\frac{v_o}{v_i} \right)_{v'_L=0} \approx A_d$$

(guadagno a catena aperta)

Il guadagno di maglia $A_d \beta$ può esser ottenuto dal circuito equivalente di figura 11.22:

Con riferimento ai componenti indicati in figura, otteniamo per il prodotto $A_d \beta$, definito al solito come:

$$A_d \beta \equiv \left(\frac{v_L}{v'_L} \right)_{v_i=0}$$

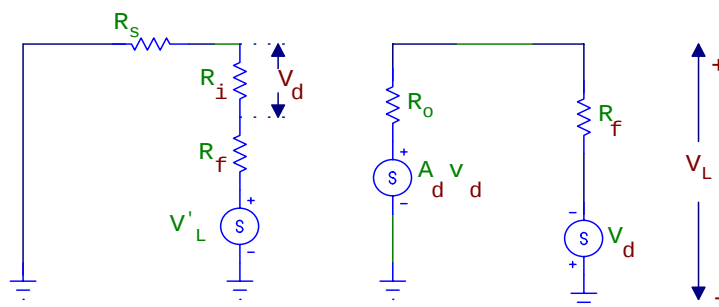


Figura 11.22:

$$A_d \beta = \frac{v_L}{v_d} \frac{v_d}{v'_L} = \frac{R_f A_d - R_o}{R_o + R_f} \left(\frac{-R_i}{R_s + R_i + R_f} \right)$$

che, nella medesima approssimazione già adottata in precedenza é uguale a $-A_d$. Il guadagno con reazione sarà allora:

$$A_r = \frac{v_L}{v_i} = \frac{A_o}{1 - A_d \beta} = \frac{A_d}{1 + A_d}$$

Se nell'esempio fatto avessimo avuto un feedback $v'_L = k v_L$ (anziché $v'_L = v_L$) avremmo trovato:

$$A_r = \frac{A_d}{1 + k A_d}$$

che tende ad $1/k$ per A_d molto grande.

11.9 Risposta in frequenza di un amplificatore con feedback

L'introduzione della reazione negativa in un amplificatore modifica la risposta in frequenza nel senso di ampliare la banda passante. Vediamo brevemente come ciò avvenga.

Ammettiamo che la risposta in frequenza dell'amplificatore non reazionato sia del tipo:

$$A(s) = \frac{A_o}{1 + s/\omega_1} \quad (11.8)$$

dove abbiamo adoperato la variabile complessa s al posto di ω . Tale risposta, nel campo della variabile ω , é del tipo mostrato in figura 11.23 (plot di Bode per il modulo di $A(s)$).

La risposta reale é quella descritta dalla curva tratteggiata. Le rette a tratto continuo indicano l'andamento asintotico per $\omega \ll \omega_1$ e per $\omega \gg \omega_1$. Nel primo caso la risposta é una costante $|A(s)| = A_o$; nel secondo si ha un'andamento decrescente, ad un rate di 6 dB/ottava.

Tale amplificatore é chiaramente un passa-basso, con una pulsazione di taglio superiore $\omega = \omega_1$. (Per $\omega = \omega_1$ la risposta reale é dimezzata rispetto al valore a bassa frequenza).

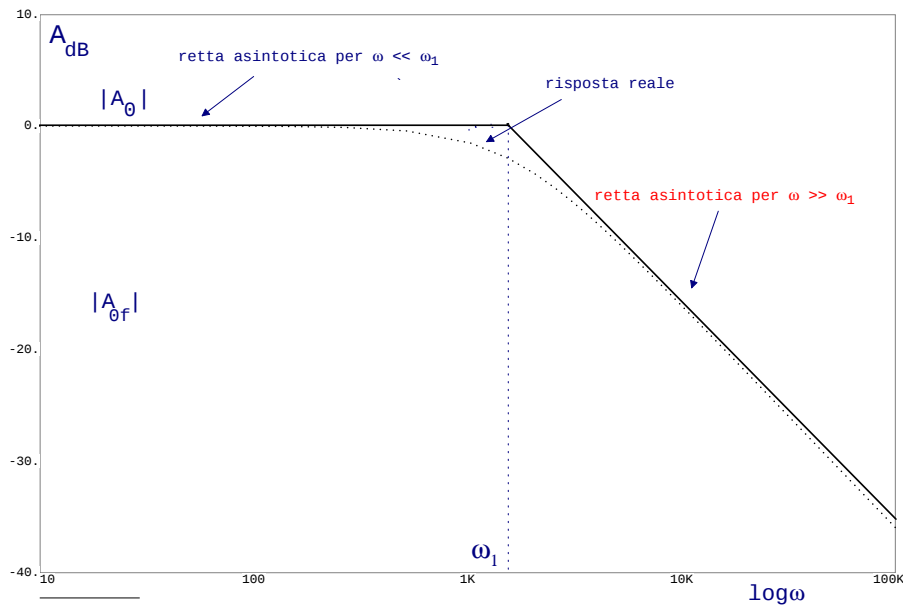


Figura 11.23:

Vediamo ora cosa accade se introduciamo un feedback negativo, caratterizzato da un coefficiente β che non dipenda dalla frequenza. Il guadagno sar  ora dato da:

$$A_f(s) = \frac{A(s)}{1 + \beta A(s)} = \frac{A_o}{(1 + s/\omega_1) + \beta A_o} =$$

$$= \frac{A_o}{(1 + \beta A_o) \left(1 + \frac{s}{\omega_1(1 + \beta A_o)}\right)}$$

Questa pu  esser concisamente riscritta come:

$$A_f(s) = \frac{A_{of}}{1 + s/\omega_{1f}} \quad (11.9)$$

dove:

$$A_{of} = \frac{A_o}{1 + \beta A_o}$$

$$\omega_{1f} = \omega_1(1 + \beta A_o)$$

Vediamo dal confronto tra la 11.8 e la 11.9 che il guadagno A_o   ridotto del noto fattore $1 + \beta A_o$, mentre al posto della pulsazione di taglio ω_1 ora compare $(1 + \beta A_o)\omega_1$. La pulsazione di taglio   quindi ora $(1 + \beta A_o)$ volte pi  grande di quella che si aveva in assenza di feedback. La banda passante si   cio  allargata. Il nuovo andamento di $|A|_{dB}$   confrontato con quello senza feedback in figura 11.24.

Notiamo che, come   chiaro dall'equazione 11.9, la pendenza della retta che descrive l'andamento asintotico a frequenze angolari $\omega \ll \omega_1$   sempre di 6 dB/ottava.

Notiamo inoltre che:

$$A_{of}\omega_{1f} = A_o\omega_1$$

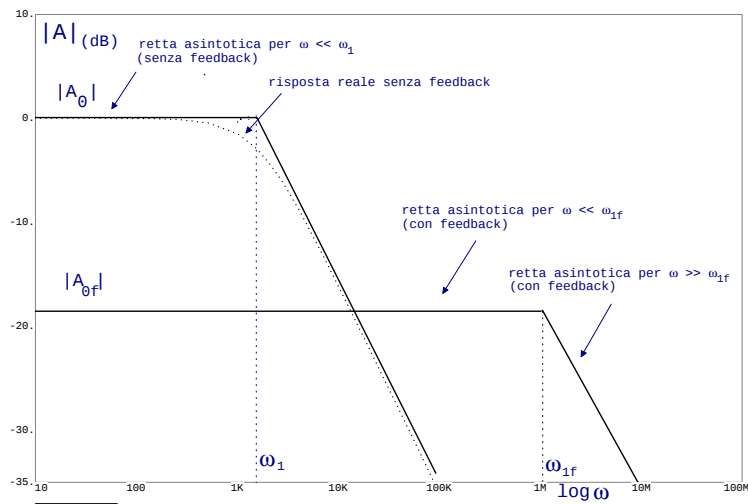


Figura 11.24:

Cioé che il prodotto del guadagno (a bassa frequenza) per la larghezza di banda é una costante. Se quindi cerchiamo di allargare la banda passante di un amplificatore, attraverso l'introduzione di una reazione negativa, automaticamente riduciamo il guadagno, del medesimo fattore di cui abbiamo allargato la banda. Per tale motivo é uso comune esprimere la bontá di un amplificatore fornendo quello che é noto come il "gain-bandwidth product", cioé il prodotto del guadagno per la banda passante.

Identiche considerazioni potrebbero essere svolte per un amplificatore la cui risposta in frequenza abbia un taglio *inferiore* ω_0 anziché un taglio superiore ω_1 , o anche un taglio superiore ed uno inferiore. In tutti i casi, l'introduzione del feedback allarga la banda passante e riduce il guadagno.

Indice

1	Sistemi Logici	1
1.1	Sistemi di numerazione	1
1.2	Il codice Grey	7
1.3	Porte logiche	7
1.4	Algebra di Boole	11
1.4.1	Identità Booleane	11
1.5	Leggi di De Morgan	13
1.6	Forme standard di funzioni logiche	16
1.7	Operazioni aritmetiche	17
1.8	Sottrazione binaria	19
1.9	Rappresentazione dei numeri negativi	21
1.10	Comparatori digitali	23
1.11	Parità di un numero binario	24
1.12	Codificatori/Decodificatori	25
1.13	Multiplexer/Demultiplexer	29
1.14	Registri e memorie: i Flip-Flop	33
1.15	Shift-Registers	38
1.16	Applicazioni degli Shift-Registers e dei Flip-Flop	46
1.16.1	Applicazioni degli shift-registers	46
1.16.2	Applicazioni dei FF	48
1.17	Alcune applicazioni pratiche di registri e contatori in esperimenti di fisica	53
1.18	Decodificatori e Display	55
1.19	Moltiplicazione e divisione in binario	57
1.20	La divisione in binario	64
2	Linee di trasmissione	67
2.1	Introduzione	67
2.2	Cavi coassiali: principi generali	67
2.3	Riflessioni alle estremità di una linea di trasmissione	71
2.4	Riflessioni multiple	73
2.5	Effetti resistivi nelle linee di trasmissione	75
2.6	Adattamento d'impedenza per una linea di trasmissione	77
2.7	Linee di trasmissione commerciali	78
3	Uso delle trasformate di Fourier e di Laplace nella soluzione di problemi relativi a sistemi elettronici	79
3.1	Introduzione	79
3.2	La trasformata di Fourier	79

3.3	Trasformata di Laplace	84
3.4	Esempi di calcolo di antitrasformate di Laplace	88
3.5	Risposta di un circuito ad un'eccitazione di forma generica	92
3.6	Calcolo dell'antitrasformata di Laplace per una funzione esprimibile come rapporto di polinomi	94
3.7	Circuito LCR eccitato da un gradino unitario di tensione	99
3.8	Risposta di un circuito CR ad un segnale sinusoidale	103
3.9	Riflessione di un impulso rettangolare all'estremità di una linea di ritardo chiusa su di un condensatore	105
4	Rappresentazione grafica di funzioni di trasferimento in elettronica	111
4.1	Introduzione	111
4.2	Diagrammi di Bode	111
4.3	Quadripoli del secondo ordine	116
4.4	Funzioni di trasferimento con due poli complessi coniugati	125
4.5	Diagrammi di Nyquist	130
5	Amplificatori operazionali	133
5.1	Introduzione	133
5.2	Proprietà degli amplificatori operazionali	133
5.3	Ingresso differenziale	134
5.4	Amplificatori Operazionali: alcune applicazioni	136
5.5	Amplificatori invertenti e non-invertenti realizzati con operazionali	136
5.6	Impedenza d'ingresso dell'amplificatore invertente	140
5.7	Impedenza d'uscita dell'amplificatore invertente	141
5.8	Amplificatore non-invertente	143
5.9	Impedenza d'ingresso dell'amplificatore non-invertente	143
5.10	Impedenza d'uscita dell'amplificatore non-invertente	144
5.11	Amplificatore della differenza di due segnali	144
5.12	Amplificatore della somma di due o più segnali	145
5.13	Integratore realizzato tramite un operazionale	146
5.14	Derivatore realizzato tramite un operazionale	150
5.15	Amplificatore di carica	152
5.16	Tensione di riferimento	155
5.17	Convertitori corrente-tensione e tensione-corrente	155
5.18	Applicazioni non-lineari degli operazionali	160
5.19	Comparatore con isteresi	160
5.20	Multivibratore astabile (generatore di onde rettangolari)	163
5.21	Multivibratore monostabile	167
5.22	Generatore di onde triangolari	168
5.23	Limitatori e rettificatori	170
5.24	Rivelatori di picco	173
5.25	Limiti degli amplificatori operazionali	175
6	Il timer 555	183
6.1	Introduzione	183
6.1.1	Multivibratore astabile	183
6.2	Multivibratore monostabile	185

6.3	Trigger di Schmitt	188
6.4	Convertitore tensione-frequenza	189
7	Filtri attivi	191
7.1	Introduzione	191
7.1.1	Caratteristiche di risposta dei filtri	191
7.2	Generalità sui filtri attivi	194
7.3	Funzione biquadratica di trasferimento	196
7.4	Filtri di Butterworth	199
7.5	Filtro di Butterworth del secondo ordine	203
7.6	Alcune considerazioni sulla conversione di impedenze tramite opera- zionali	206
7.7	Corrispondenze tra tipi diversi di filtri	208
7.8	Il "ripple" nei filtri	208
7.9	Filtri di Bessel e di Chebyshev. Confronto tra diversi tipi di filtro . . .	209
7.10	Filtri attivi a retroazione multipla	211
7.11	Filtri notch	212
7.12	Filtri a condensatori commutati	216
8	Oscillatori sinusoidali	221
8.1	Introduzione	221
8.2	Realizzazione di un oscillatore sinusoidale	222
8.3	L'oscillatore a sfasamento	223
8.4	Oscillatore a sfasamento a transistor bipolare	228
8.5	L'oscillatore sinusoidale in quadratura	230
8.6	Circuiti limitatori negli oscillatori sinusoidali	232
8.7	Oscillatore a mezzo ponte di Wien	233
8.8	L'oscillatore a ponte di Wien	234
9	Il rumore nei circuiti elettronici	239
9.1	Introduzione	239
9.2	Processi stocastici stazionari	240
9.2.1	Descrizione nel dominio del tempo	240
9.2.2	Analisi nel dominio della frequenza	245
9.2.3	Determinazione sperimentale della densità spettrale	249
9.3	Rumore termico	249
9.3.1	Metodo di Nyquist	251
9.4	Il rumore di tipo <i>shot</i>	253
9.5	Rumore $1/f$	255
9.6	Circuiti equivalenti per il rumore	255
9.7	Rumore in un quadripolo	257
9.8	Dipendenza del rapporto segnale/rumore in un quadripolo dalla resi- stenza della sorgente	258
9.9	Cifra di rumore	260
9.10	Rumore nel caso di una catena di più amplificatori in cascata	261
9.11	Espressione analitica della cifra di rumore	262
9.12	Temperatura di rumore	264
9.13	Esempio: Transistor bipolare	265
9.14	Il rumore nei componenti elettronici	270

9.14.1	Introduzione	270
9.14.2	Il rumore nel transistor bipolare	270
9.14.3	Il rumore nei FET	273
9.15	Appendice A	275
9.16	Appendice B	277
9.17	Appendice C	279
10	Convertitori Digitale-Analogico ed Analogico-Digitale	281
10.1	Introduzione	281
10.2	Circuiti di Sample-and-Hold	282
10.3	Convertitori Digitale-Analogico	286
10.4	Convertitori Digitale-Analogico pilotati in corrente	292
10.5	Convertitori Analogico-Digitale (ADC)	294
10.5.1	ADC a contatore (Counting ADC)	294
10.5.2	ADC ad approssimazioni successive	295
10.5.3	Convertitore ADC a rampa singola	298
10.5.4	L'ADC a doppia rampa	299
10.5.5	Flash ADC	301
10.6	Caratteristiche dei DAC ed ADC commerciali	302
11	Il feedback negli amplificatori	305
11.1	Introduzione	305
11.2	Classificazione degli amplificatori	305
11.3	Il concetto di feedback	308
11.4	Tipi di feedback	308
11.5	Feedback: considerazioni generali	311
11.5.1	Proprietà della retroazione negativa	312
11.5.2	Funzione di sensibilità di un amplificatore con feedback	312
11.6	Effetto del feedback negativo sull'impedenza d'ingresso e su quella d'uscita degli amplificatori	313
11.6.1	Impedenze d'ingresso	313
11.6.2	Considerazioni generali	317
11.6.3	Impedenze d'uscita	318
11.6.4	Effetto del feedback sulle impedenze d'ingresso e d'uscita: som- mario	319
11.7	Individuazione del tipo di reazione	319
11.8	Analisi dettagliata dei circuiti con feedback	321
11.9	Risposta in frequenza di un amplificatore con feedback	329
12	Caratteristiche dei FET ed amplificatori a FET	333
12.1	Caratteristiche dei FET	333
12.2	Circuito equivalente del FET	335
12.3	Schemi di polarizzazione per il JFET	337
12.4	Amplificatori a FET	341
12.5	Inseguitore di source	344
12.6	Amplificatore a FET: struttura generale	346
12.7	Risposta in frequenza di un amplificatore a FET	349