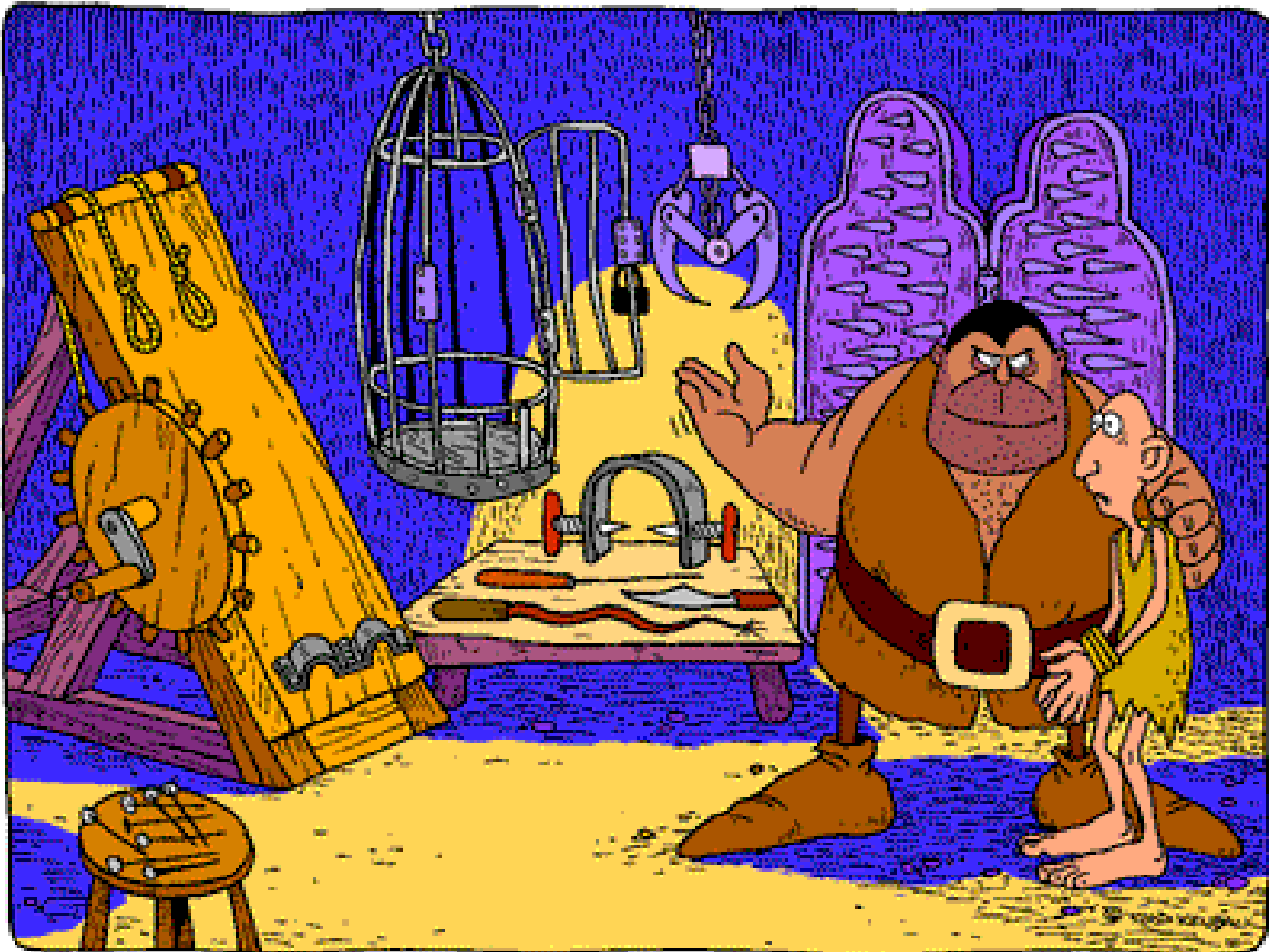


# Elettronica



## Le Applicazioni

### P. Altieri - Appunti per le Classi V

## La retroazione negli amplificatori elettronici

### Sommario argomenti trattati

La retroazione negli amplificatori elettronici .....	1
Introduzione storica .....	1
Generalità sulla retroazione .....	3
Guadagno di un sistema in retroazione.....	3
Andamento del guadagno in funzione del guadagno d'anello .....	4
Effetti della retroazione sulle caratteristiche di un amplificatore.....	5
Effetti sul guadagno .....	5
Effetti sulla distorsione.....	5
Effetti sulla banda passante .....	6
Effetti sui disturbi.....	7
Effetti sulla stabilità del guadagno .....	9
Analisi dell'amplificatore non invertente con op-amp utilizzando la retroazione negativa.....	9
Configurazioni fondamentali degli amplificatori retroazionati .....	11
Retroazione parallelo-serie.....	11
Retroazione serie-serie .....	12
Retroazione serie-parallelo.....	13
Retroazione parallelo-parallelo .....	13

### Introduzione storica

I primi amplificatori elettronici utilizzavano come dispositivo attivo il triodo (o valvola). A causa di problemi di natura tecnologica, connessi principalmente con la difficoltà di effettuare un vuoto sufficientemente spinto all'interno dell'involucro del dispositivo, i primi triodi consentivano di ottenere amplificazioni estremamente ridotte, perciò i primi ingegneri elettronici vollero i loro sforzi ad individuare soluzioni circuitali che consentissero di incrementare il più possibile l'amplificazione, senza dover ricorrere a troppi dispositivi.

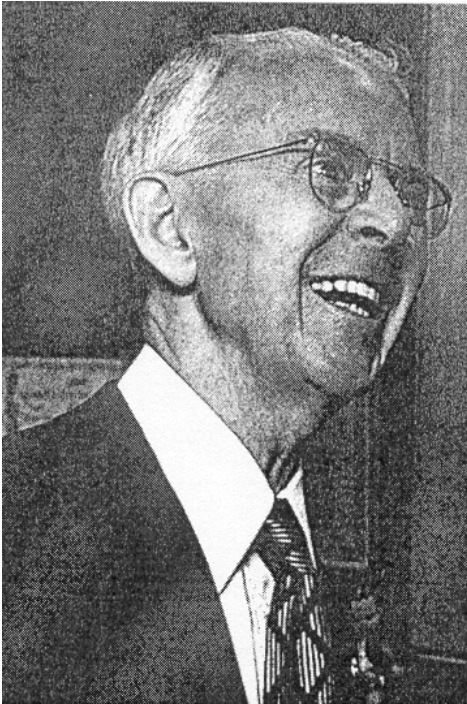
Il primo a trovare una soluzione fu Edwin Howard Armstrong, nell'inverno 1912-1913. Tale soluzione consisteva nel riportare in ingresso (griglia) parte della corrente di uscita (corrente anodica) e venne indicata con il termine di "circuito rigenerativo" e più tardi con il termine ora più comune di "retroazione positiva". Grazie a questa soluzione circuitale fu possibile realizzare radiorecettori molto sensibili, dando grande impulso alle radiocomunicazioni, non era però molto conveniente il suo utilizzo nelle comunicazioni telefoniche in quanto comportava un aumento della distorsione e rendeva più critico il comportamento del circuito.



**Fig. 1 E.H. Armstrong (New York 18/12/1890 – 31/01/1954)**

Intorno all'inizio degli anni venti, si confermò la possibilità di realizzare la trasmissione di più conversazioni telefoniche contemporanee utilizzando un'unica coppia di conduttori, facendo ricorso alla tecnica FDM (frequency division multiplex). In pratica ogni conversazione veniva trasmessa utilizzando un diverso intervallo di frequenza, cosicché le informazioni risultavano separabili mediante semplici filtri elettrici.

Per effetto della distorsione di non linearità introdotta dagli amplificatori presenti si generavano segnali armonici, producendo interferenze fastidiose fra le varie conversazioni (diafonia per intermodulazione) ed impedendo di utilizzare questa tecnica per un grande numero di conversazioni.



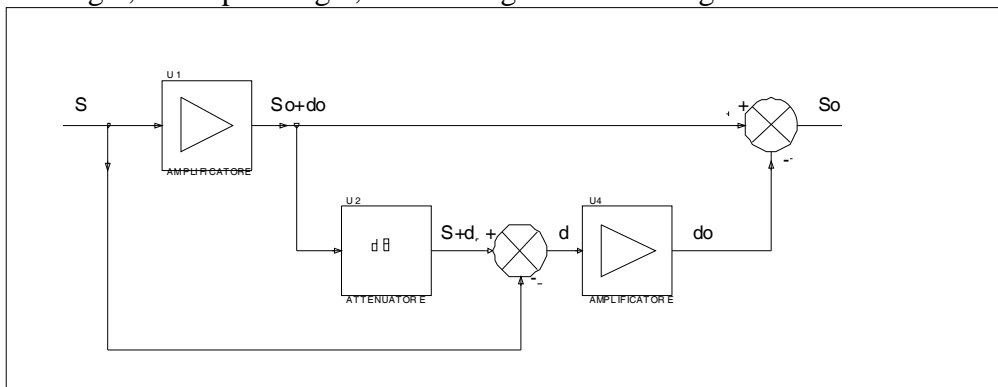
**Fig. 2 Harold Stephen Black (14/04/1898 – 1983)**

Per risolvere questo problema la Bell, società leader nel campo della telefonia, approntò un gruppo di ricerca. Nel 1921 venne chiamato a far parte del gruppo Harold Stephen Black.

Questi dapprima cercò di realizzare dei triodi a bassissima distorsione, senza però ottenere risultati accettabili, ebbe allora l'intuizione di riformulare i termini del problema: non più realizzare un triodo privo di distorsione ma determinare delle configurazioni circuitali che eliminassero la distorsione presente all'uscita dell'amplificatore. Sulla base di questo nuovo approccio, fu individuata e realizzata nel 1923, una prima soluzione nota come configurazione "feed-forward" o "reazione in avanti", il cui schema a blocchi funzionali è riportato in fig. 3. Le prestazioni ottenute non erano però ancora soddisfacenti, la distorsione non veniva ridotta sufficientemente e la realizzazione risultava notevolmente critica.

Black continuò a studiare il problema per altri anni, ma sempre con approcci matematici troppo complessi. Infine un'analisi matematica lo convinse che in pratica avrebbe potuto ottenere qualsiasi riduzione della distorsione a spese di una diminuzione di amplificazione, semplicemente riportando

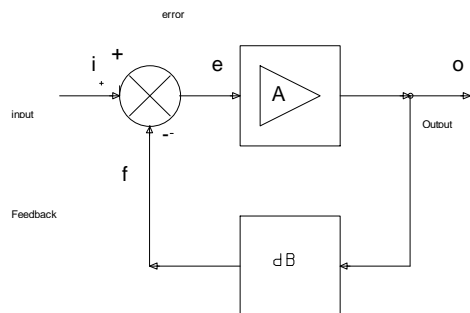
in controfase all'ingresso una parte del segnale di uscita, questa soluzione prese il nome di "negative feedback" o "retroazione negativa". In breve tempo si approntò un circuito che confermò i risultati teorici. Il 22 aprile del 1932 l'invenzione fu registrata a nome di Black. I fondamenti teorici furono diffusi con la pubblicazione dell'articolo "Stabilized feedback amplifiers" sul numero del gennaio 1934 di "Electrical Engineering". Dopo questa data la retroazione trovò numerose applicazioni industriali e militari, estendendosi anche a settori della biologia, della fisiologia, della psicologia, dell'etologia e dell'ecologia.



**Fig. 3 Schema a blocchi configurazione feed-forward**

### Generalità sulla retroazione

La retroazione è una tecnica utilizzata ampiamente anche al di fuori del campo elettronico, perciò ne effettueremo un'analisi che risulti il più possibile generale. In fig. 4 vediamo la struttura di sistema in retroazione



**Fig. 4 Schema a blocchi di un sistema in retroazione negativa**

La retroazione è di tipo **negativo** se i segnali d'ingresso  $i$  e di retroazione  $f$  si *sottraggono aritmeticamente*, dando luogo a un segnale errore e *più piccolo* del segnale d'ingresso  $i$ .

Se, invece, i segnali d'ingresso  $i$  e di retroazione  $f$  si *sommano aritmeticamente*, dando luogo a un segnale errore e *più grande* del segnale d'ingresso  $i$ , allora si ha retroazione **positiva**.

Nella realizzazione degli amplificatori elettronici attualmente si utilizza la retroazione negativa, mentre la retroazione positiva è utilizzata per realizzare generatori di segnali o circuiti a scatto.

### Guadagno di un sistema in retroazione

Supposto noti  $A$  e  $\beta$ , che nel caso generale assumono il significato di funzione di trasferimento dei rispettivi blocchi, determiniamo il guadagno complessivo  $A_f$  definito, come al solito, pari al rapporto tra uscita ed ingresso. Dall'analisi dello schema a blocchi si ha:

$$o = A e; \quad e = i - f; \quad f = \beta o$$

segue: sostituendo l'espressione di  $f$  nell'espressione di  $e$ :

$$e = i - \beta o$$

$$o = A e = A (i - \beta o) = A i - A \beta o$$

portiamo a primo membro tutti i termini con la  $o$  e si ha:

$$o (1 + A \beta) = A i; \text{ da cui si può ricavare } A_f:$$

$$\text{Eq. 1} \quad A_f = \frac{o}{i} = \frac{A}{1 + A\beta} \quad \text{Guadagno di un sistema in retroazione.}$$

La quantità  $A\beta$  viene chiamata *guadagno d'anello* e la quantità  $(1 + A\beta)$  *fattore di retroazione*.

Se risulta soddisfatta la relazione  $A\beta \gg 1$  detta **condizione di desensibilizzazione totale**, si ha:

$$\text{Eq. 2} \quad A_f = \frac{1}{\beta} \quad \text{Guadagno in condizioni di desensibilizzazione totale}$$

il guadagno del sistema in retroazione dipende esclusivamente dal blocco di retroazione e non dal blocco diretto, nel caso degli amplificatori elettronici ciò significa che il comportamento dell'intero

circuito è determinato solo dal quadripolo passivo di retroazione e non dipende dall'amplificatore. Un quadripolo passivo si può realizzare facilmente con bassissima distorsione, ottima precisione e stabilità nei confronti delle variazioni delle condizioni ambientali (temperatura, umidità, ecc. ) e dell'invecchiamento dei componenti, perciò utilizzando la retroazione negativa è possibile realizzare semplicemente ottimi amplificatori elettronici, basta soddisfare la condizione  $A\beta \gg 1$ , il che richiede solo di disporre di amplificatori ad alto guadagno.

### Andamento del guadagno in funzione del guadagno d'anello

Ricaviamo dapprima il valore del segnale errore in funzione del segnale d'ingresso:

$$e = i - \beta o = i - A \beta e$$

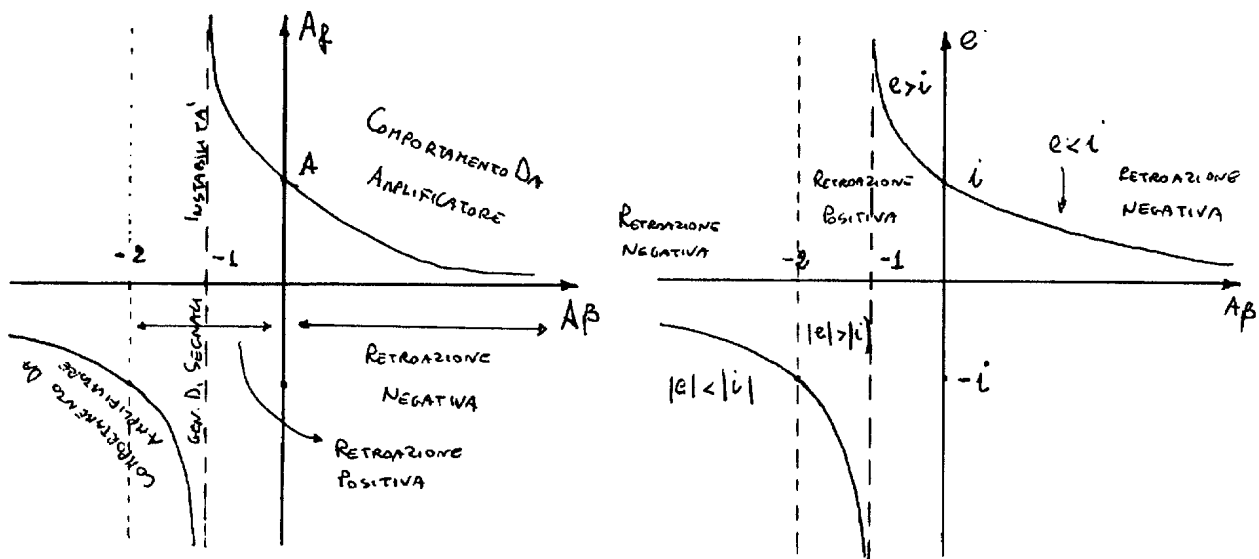
raccogliendo a primo membro i termini con il segnale errore

$$e + A \beta e = i$$

$$e (1 + A \beta) = i$$

Eq. 3 
$$e = \frac{i}{1 + A\beta}$$
 **Espressione del segnale errore in funzione del segnale d'ingresso.**

Possiamo tracciare l'andamento del guadagno del sistema in retroazione in funzione del guadagno d'anello e l'andamento del segnale errore in funzione del guadagno d'anello, così da poter stabilire a colpo d'occhio i vari tipi di retroazione.



**Fig. 5 Andamento del guadagno e del segnale errore in funzione del guadagno d'anello di un sistema in retroazione.**

Dal grafico di fig. 5 si può notare come per  $A\beta > 0$  il segnale errore è più piccolo del segnale d'ingresso, si ha perciò condizione di retroazione negativa, il guadagno con retroazione  $A_f$  diminuisce rispetto al guadagno senza retroazione  $A$ .

Per  $A\beta = 0$   $e = i$  siamo in condizioni di assenza di retroazione pertanto il guadagno è  $A$ .

Per  $A\beta$  compreso tra zero e  $-1$ , il segnale errore aumenta rispetto al segnale d'ingresso, siamo in condizioni di retroazione positiva, il guadagno con retroazione aumenta rispetto al guadagno senza retroazione.

Per  $A\beta \Rightarrow -1$  il guadagno tende a valori infinitamente grandi, in pratica il sistema non si comporta più da amplificatore ma diventa un generatore di segnali, nel linguaggio dell'Elettronica si dice che il sistema è instabile.

Le situazioni in cui  $A\beta < -1$ , non interessano in quanto corrispondono a situazioni scarsamente realistiche.

### Effetti della retroazione sulle caratteristiche di un amplificatore

Nella tabella seguente vengono riportati i principali effetti introdotti sulle caratteristiche di un amplificatore dai due tipi di retroazione.

Retroazione positiva	Retroazione negativa
Aumenta il guadagno	Diminuisce il guadagno
Diminuisce la stabilità del guadagno	Aumenta la stabilità del guadagno
Diminuisce la BW	Aumenta la BW
Aumenta la distorsione	Diminuisce la distorsione
Aumenta la sensibilità ai disturbi	Diminuisce la sensibilità ai disturbi

Per quanto riguarda la resistenza d'ingresso e la resistenza di uscita, non è possibile dare relazioni generali, è necessario analizzare la specifica situazione circuitale per stabilire se vi è un aumento o una diminuzione.

### Effetti sul guadagno

Nel caso di retroazione negativa  $A\beta > 0$ , allora  $(1 + A\beta) > 1$  segue  $A_f < A$ , il che dimostra che vi è una diminuzione di guadagno. Nella pratica questo non è un grande problema in quanto  $A$  è elevatissimo, per cui anche riducendolo si ottengono valori ugualmente notevoli.

Nel caso della retroazione positiva  $A\beta < 0$  e nel caso degli amplificatori elettronici è pure  $A\beta > -1$ , segue  $(1 + A\beta) < 1$ , allora  $A_f > A$ , il guadagno aumenta.

### Effetti sulla distorsione

La distorsione si può ritenere un segnale di origine esterna che si somma all'uscita dell'amplificatore, è chiaro che ciò è una schematizzazione per comodità di analisi, la distorsione nasce all'interno dell'amplificatore per effetto del comportamento non lineare dei componenti attivi.

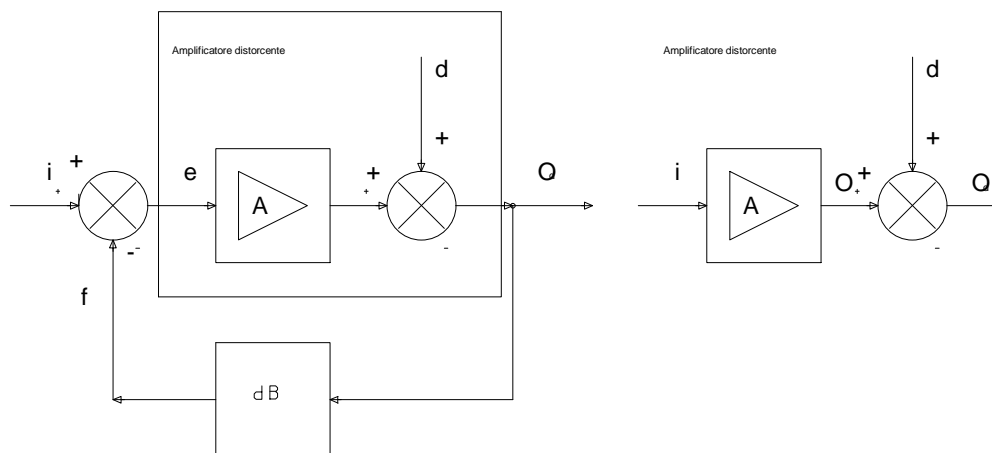


Fig. 6 Influenza della distorsione in un amplificatore con e senza retroazione.

Senza retroazione è:—

$$\text{Eq. 4} \quad o_d = o + d$$

Con retroazione si ha:  $o_d = o + d = A e + d$ , ma  $e = i - f = i - \beta o_d$ , sostituendo nell'espressione di  $o_d$

$$\begin{aligned} o_d &= A(i - \beta o_d) + d = A i - A \beta o_d + d \\ o_d(1 + A \beta) &= A i + d \quad \text{ricavo } o_d \end{aligned}$$

$$\text{Eq. 5} \quad o_d = \frac{A}{1 + A\beta} i + \frac{1}{1 + A\beta} d$$

da questa relazione noto che si ha sia una riduzione di distorsione che una riduzione di guadagno, sembrerebbe quindi che non si abbia alcun vantaggio, in realtà il confronto va effettuato a parità di tensione di uscita e non a parità di guadagno, in quanto la distorsione non lineare è legata all'ampiezza del segnale, per l'esattezza aumenta all'aumentare dell'ampiezza del segnale. Riscrivendo l'eq. 5 come segue:

$$\text{Eq. 6} \quad o_d = o + \frac{1}{1 + A\beta} d$$

da questa noto che la distorsione è ridotta di una quantità pari al fattore di retroazione, perciò se la retroazione è negativa  $(1 + A \beta) > 1$ , la distorsione è effettivamente ridotta, mentre se la retroazione è positiva  $(1 + A \beta) < 1$  la distorsione viene aumentata. Se consideriamo il parametro THD%, si può dimostrare che:

$$\text{Eq. 7} \quad (\text{THD} \%)_f = \frac{\text{THD} \%}{1 + A\beta} \quad \text{Distorsione armonica totale in presenza di retroazione.}$$

### Effetti sulla banda passante

Per determinare analiticamente questo effetto ipotizziamo che l'amplificatore abbia una risposta in frequenza del tipo di un filtro passa-basso RC (questo è un caso tipico per gli amplificatori operazionali), ossia del tipo:

$$\text{Eq. 8} \quad A(s) = \frac{A_0}{1 + s\tau}$$

con  $A_0$  guadagno in continua,  $\tau$  costante di tempo del circuito a cui corrisponde una frequenza di taglio:

$$\text{Eq. 9} \quad f_t = \frac{1}{2\pi\tau}$$

Determiniamo ora la frequenza di taglio in presenza di retroazione, ipotizziamo per semplicità  $\beta$  un numero reale, ossia il blocco di retroazione composto da soli resistori.

Per determinare la relazione richiesta, cercheremo, con opportune manipolazioni algebriche, di esprimere il guadagno con retroazione nella stessa forma della eq. 8

$$A_f = \frac{A}{1 + A\beta} = \frac{\frac{A_0}{1 + s\tau}}{1 + \frac{A_0}{1 + s\tau}\beta} = \frac{\frac{A_0}{1 + s\tau}}{\frac{1 + s\tau + A_0\beta}{1 + s\tau}} = \frac{A_0}{1 + s\tau + A_0\beta} = \frac{A_0}{(1 + A_0\beta)(1 + \frac{s\tau}{1 + A_0\beta})}$$

posto  $\tau_f = \frac{\tau}{1 + A_0\beta}$  e  $A_{f0} = \frac{A_0}{1 + A_0\beta}$  si ottiene:

**Eq. 10** 
$$A_f(s) = \frac{A_{f0}}{1 + s\tau_f}$$

a cui corrisponde una frequenza di taglio:  $f_{tf} = \frac{1}{2\pi\tau_f}$

se la confrontiamo con la frequenza di taglio senza retroazione, notiamo un incremento pari al fattore di retroazione, ossia:

**Eq. 11** 
$$f_{tf} = f_t (1 + A_0\beta)$$

Ancora se la retroazione è negativa si ha un incremento effettivo, mentre se è positiva si ha una diminuzione.

Nel caso di un amplificatore con risposta in ampiezza di tipo passa-banda, con due frequenze di taglio, una inferiore  $f_{ti}$  ed una superiore  $f_{ts}$ , è possibile dimostrare, con procedimenti esattamente analoghi a quello sopra riportato, che le frequenze di taglio con retroazione diventano:

**Eq. 12** 
$$f_{tif} = \frac{f_{ti}}{1 + A_0\beta}$$
 **Frequenza di taglio inferiore con retroazione**

**Eq. 13** 
$$f_{tsf} = f_{ts} (1 + A_0\beta)$$
 **Frequenza di taglio superiore con retroazione**

Con  $A_0$  guadagno dell'amplificatore alle medie frequenze o centrobanda.

Si può affermare che la retroazione negativa incrementa la frequenza di taglio superiore e diminuisce la frequenza di taglio inferiore, portando complessivamente ad un aumento della banda passante. L'esatto opposto si ha per la retroazione positiva.

### Effetti sui disturbi

Con il termine *disturbo* (o rumore o noise) si intende un segnale indesiderato che si somma al segnale utile presente nel circuito. I disturbi possono essere di origine esterna o di origine interna. I disturbi di origine esterna, sono segnali generati da sorgenti esterne che per vari fenomeni sono captati dal circuito in esame. Esempi di disturbo di origine esterna sono :

- il segnale a 50 Hz della rete di alimentazione ed eventuali sue armoniche (100 e 150 Hz);
- segnali generati da relè, contattori ed altri dispositivi elettromagnetici posti in prossimità del circuito (1-100MHz);
- segnali prodotti da trasmettitori radio (da 100kHz a 30 MHz);
- segnali prodotti da vibrazioni meccaniche dell'apparecchio (10-100Hz);
- segnali prodotti da vibrazioni dei cavi coassiali;
- segnali prodotti da circuiti stampati di scarsa qualità (0.01 a 10 Hz).



I disturbi di origine interna, sono costituiti da segnali che nascono all'interno dei componenti utilizzati per realizzare il circuito, a causa di fenomeni fisici. Tra questi ricordiamo il rumore bianco delle resistenze.

I disturbi sommandosi al segnale utile ne alterano l'informazione trasportata, se tale alterazione eccede certi limiti l'informazione potrebbe non essere più riconoscibile. Per avere un parametro quantitativo che mi definisca l'effetto del disturbo sul segnale utile, è stato definito il parametro **rapporto segnale/disturbo (S/N)**:

$$(S/N) = \frac{s_u}{n} \text{ con } s_u \text{ valore efficace del segnale utile e } n \text{ valore efficace del disturbo.}$$

Il rapporto S/N è pure espresso in dB, in modo analogo al guadagno di tensione.

Risulta evidente che maggiore è il rapporto S/N e minore è l'effetto del disturbo sul segnale utile.

Qualità dell'immagine	S/N (dB)
Ottima	58
Buona	43
Discreta	34
Scadente	22
Pessima	16

**Tab. 1 Valori di S/N per segnali video**

Qualità del suono	S/N (dB)
Ottimo	65
Buono	60
Discreto	55
Scadente	50
Pessimo	45

**Tab. 2 Valori di S/N per segnali audio ad alta fedeltà**

Valutiamo ora quali effetti comporta l'introduzione della retroazione. Se il segnale disturbante si sovrappone al segnale utile in ingresso all'amplificatore, è evidente che l'introduzione della retroazione non comporta alcun vantaggio, in quanto l'amplificatore provvederà ad amplificare delle stesse quantità sia il disturbo che il segnale utile, cosicché il loro rapporto rimane invariato.

Se, invece, il disturbo si sovrappone al segnale utile in uscita all'amplificatore, l'introduzione della retroazione può comportare dei miglioramenti. ~~La situazione è del tutto identica alla situazione con distorsione, con la sola differenza che al posto della distorsione d è ora presente il disturbo n. Valgono perciò le relazioni eq. 5 e eq. 6, dove al posto di d va posto n e che qui riportiamo per comodità.~~

**Eq. 14**  $o_d = o + n$  Uscita con disturbo e senza retroazione.

**Eq. 15**  $o_d = o + \frac{1}{1 + A\beta} n$  Uscita con disturbo e retroazione.

~~Se ragioniamo a parità di tensione di uscita, nel caso di presenza di retroazione il disturbo è variato del solito fattore di retroazione, cosicché è ridotto se si ha retroazione negativa  $[(1 + A\beta) > 1]$ , aumentato se si ha retroazione positiva  $[(1 + A\beta) < 1]$ .~~

Se consideriamo il parametro S/N, si può dimostrare che:

$$\text{Eq. 16 } (S/N)_f = (S/N) \cdot (1 + A\beta) \quad \text{Rapporto segnale disturbo in presenza di retroazione}$$

### Effetti sulla stabilità del guadagno

Con il termine “**stabilità del guadagno**” si intende l’insensibilità del valore del guadagno dalle condizioni ambientali (pressione, temperatura, umidità, ecc.), dalle tolleranze di fabbricazione dei componenti (indicata nel gergo elettronico con il termine “*dispersione delle caratteristiche*”), dall’invecchiamento dei componenti e da ogni altra causa di variazione.

La stabilità del guadagno può essere misurata tramite un parametro quantitativo chiamato **sensività del guadagno**  $S_A$  definita come rapporto fra la variazione di guadagno  $\Delta A$  e il valore nominale del guadagno  $A$ , ossia in formule:

$$\text{Eq. 17 } S_A = \frac{\Delta A}{A} \quad \text{Sensività del guadagno}$$

È chiaro che più è elevata la sensitività e minore è la stabilità del guadagno, ossia peggiore è l’amplificatore.

In un circuito elettronico gli elementi più sensibili agli effetti di cui si è accennato sono i componenti attivi, ossia i diodi ed i transistori, utilizzati prevalentemente nella realizzazione del blocco amplificatore A.

Il blocco di retroazione  $\beta$ , invece, è composto prevalentemente da componenti passivi, perciò presenta caratteristiche di elevata stabilità.

Effettuando l’analisi con l’ipotesi di  $\beta$  costante indipendente da ogni agente di variazione, A che subisce una variazione  $\Delta A$  ovvero una variazione relativa  $\Delta A/A$  (la sensitività del guadagno ed indicata con  $S_A$ ), si può dimostrare che a seguito dell’introduzione della retroazione la variazione relativa del guadagno dell’amplificatore diventa:

$$\text{Eq. 18 } \frac{\Delta A_f}{A_f} = \frac{\Delta A}{1 + A\beta} \quad \text{Sensività del guadagno in presenza di retroazione.}$$

Ancora la variazione relativa del valore del guadagno diminuisce del fattore di retroazione nel caso di retroazione negativa, aumenta nel caso di retroazione positiva.

### **Analisi dell’amplificatore non invertente con op-amp utilizzando la retroazione negativa**

La **fig. 7** mette in evidenza la struttura di circuito retroazionato dell’amplificatore non invertente con op-amp.

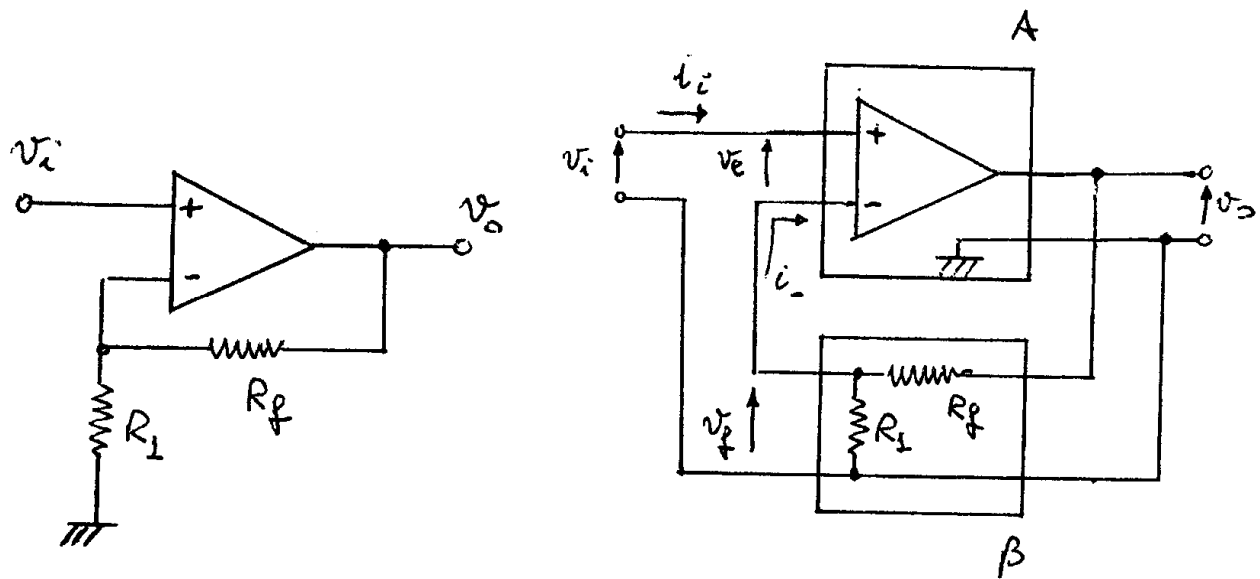


Fig. 7

Si nota che i due quadripoli A e  $\beta$ , sono collegati in serie in ingresso ed in parallelo in uscita, pertanto si parla di retroazione **serie-parallelo**.

Il blocco A è costituito dall'op-amp, il blocco di retroazione  $\beta$  dal partitore resistivo, il nodo sommatore dalla particolare connessione circuitale adottata in ingresso.

Le grandezze i, e, o ed f sono costituite, rispettivamente, dalle tensioni  $v_i$ ,  $v_e$ ,  $v_o$  e  $v_f$ .

In ingresso risulta:  $v_e = v_i - v_f$  a conferma della presenza di un nodo sommatore.

Determiniamo l'espressione del guadagno complessivo del sistema con retroazione, dobbiamo perciò determinare il valore di A e  $\beta$ .

Per quanto riguarda A, esso non è altro che il guadagno differenziale  $A_d$  dell'op-amp, mentre  $\beta$  coincide con il guadagno del partitore di tensione costituito da  $R_1$  e  $R_f$ . (posto di trascurare la corrente assorbita dall'ingresso invertente dell'op-amp, cosa del tutto lecita)

$\beta = \frac{v_f}{v_o}$  ma in base alla regola del partitore è:  $v_f = v_o \frac{R_1}{R_1 + R_f}$  sostituendo nell'espressione di  $\beta$  e semplificando il termine  $v_o$  presente sia a numeratore che a denominatore, si ottiene:

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_f}$$

posso così ricavare il guadagno di tensione con retroazione:

$$A_{vf} = \frac{A}{1 + A\beta} = \frac{A}{1 + A \frac{R_1}{R_1 + R_f}}$$

espressione del guadagno di un amplificatore non invertente con op-

amp, nell'ipotesi di op-amp con guadagno finito (op-amp reale).

Se consideriamo valida la condizione di desensibilizzazione totale  $A\beta \gg 1$ , allora risulta:

$$A_{vf} = \frac{1}{\beta} = \frac{R_1 + R_f}{R_1} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$$

solita relazione vista nello studio nell'ipotesi di op-amp ideale.

Valutiamo anche l'effetto della retroazione sulla resistenza d'ingresso, ed indichiamo con  $R_i$  la resistenza d'ingresso dell'op-amp, con  $R_{if}$  la resistenza d'ingresso dell'amplificatore non invertente con op-amp.

Per definizione di resistenza d'ingresso:

$R_{if} = \frac{v_i}{i_i}$  ovviamente  $i_i$  che coincide con  $i$  non va considerata zero.

$v_i = v_e + v_f = v_e + \beta v_o = v_e + A\beta v_e = v_e(1 + A\beta)$  da cui sostituendo nella definizione di  $R_{if}$ :

$R_{if} = \frac{v_e(1 + A\beta)}{i_i}$  ricordato che  $R_i = \frac{v_e}{i_i}$  si ottiene l'importante relazione finale:

**Eq. 19**  $R_{if} = R_i(1 + A\beta)$  **Resistenza d'ingresso di un amplificatore con retroazione serie-parallelo**

Questa relazione ci dice che l'introduzione della retroazione negativa aumenta la resistenza d'ingresso di una quantità pari al fattore di retroazione, cosicché la resistenza d'ingresso dell'op-amp già elevata diventa ancor più elevata, avvicinandosi ancor più alla situazione di amplificatore di tensione ideale.

Con un procedimento un poco più complesso e che qui omettiamo per brevità, si può valutare la resistenza di uscita in presenza di retroazione in funzione della resistenza di uscita senza retroazione (resistenza di uscita del solo op-amp) e si ottiene:

**Eq. 20**  $R_{of} = \frac{R_o}{1 + A\beta}$  **Resistenza di uscita di un amplificatore con retroazione serie-parallelo**

Questa relazione ci dice che l'introduzione della retroazione negativa diminuisce la resistenza d'uscita di una quantità pari al fattore di retroazione.

### **Configurazioni fondamentali degli amplificatori retroazionati**

Le configurazioni fondamentali sono quattro e si possono vedere nelle figure seguente i relativi schemi a blocchi.

#### **Retroazione parallelo-serie**

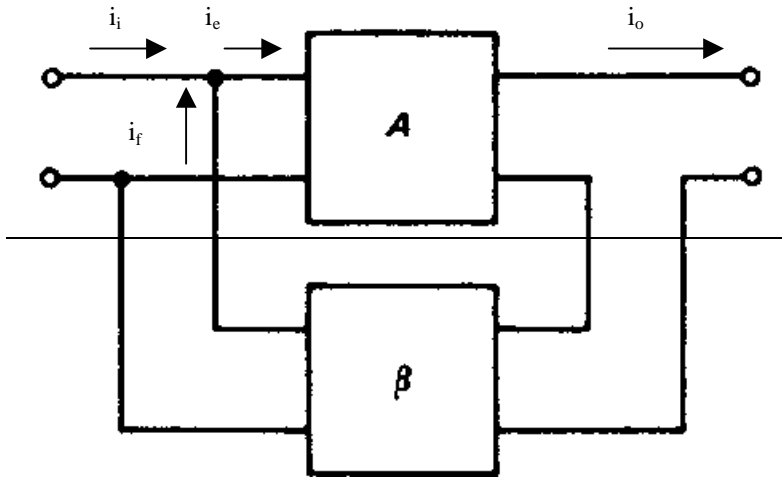
~~In uscita viene prelevata una corrente ed in ingresso si sommano delle correnti. In ingresso ed in uscita si hanno delle correnti, perciò  $A$ ,  $\beta$  e  $A_f$  sono guadagni di corrente, ossia numeri puri, continua a valere la relazione  $\therefore A_f = \frac{A}{1 + A\beta}$~~

~~Per quanto riguarda le resistenze d'ingresso e di uscita, si possono ricavare relazioni analoghe a quelle viste in precedenza, che qui ci limitiamo a riportare:~~

**Eq. 21**  $R_{if} = \frac{R_i}{(1 + A\beta)}$  **Resistenza d'ingresso di un amplificatore con retroazione parallelo-serie**

**Eq. 22**  $R_{of} = R_o(1 + A\beta)$  **Resistenza d'uscita di un amplificatore con retroazione parallelo-serie**

~~Questa configurazione è ottima per ottenere amplificatori di corrente.~~



**Fig. 8 Retroazione parallelo-serie**

**Retroazione serie-serie**

In uscita viene prelevata una corrente ed in ingresso si sommano delle tensioni. Le grandezze  $A$  e  $A_f$  sono ora dimensionalmente delle conduttanze e perciò sono dette transeconduttanze, viceversa  $\beta$  dimensionalmente è una resistenza e perciò è detta transresistenza, continua a valere la relazione:

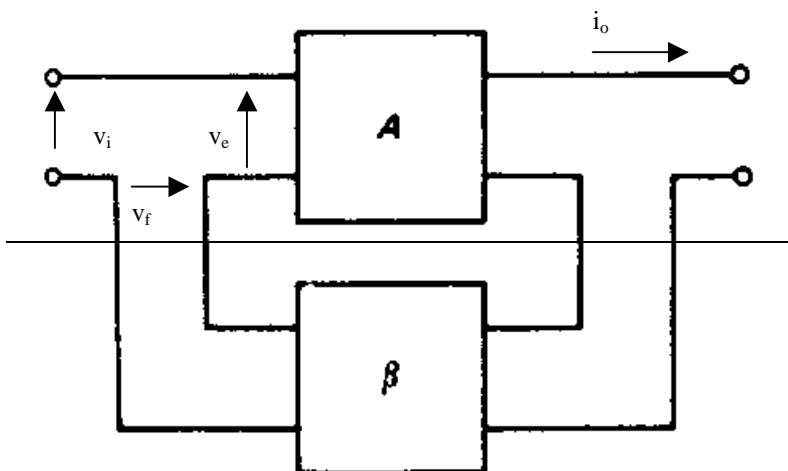
$$A_f = \frac{A}{1 + A\beta}$$

Per quanto riguarda le resistenze d'ingresso e di uscita, si possono ricavare relazioni analoghe a quelle viste in precedenza, che qui ci limitiamo a riportare:

**Eq. 23**  $R_{if} = R_i(1 + A\beta)$  **Resistenza d'ingresso di un amplificatore con retroazione serie-serie**

**Eq. 24**  $R_{of} = R_o(1 + A\beta)$  **Resistenza d'uscita di un amplificatore con retroazione serie-serie**

Questa configurazione è ottima per ottenere convertitori tensione/corrente.



**Fig. 9 Retroazione serie-serie**

### Retroazione serie-parallelo

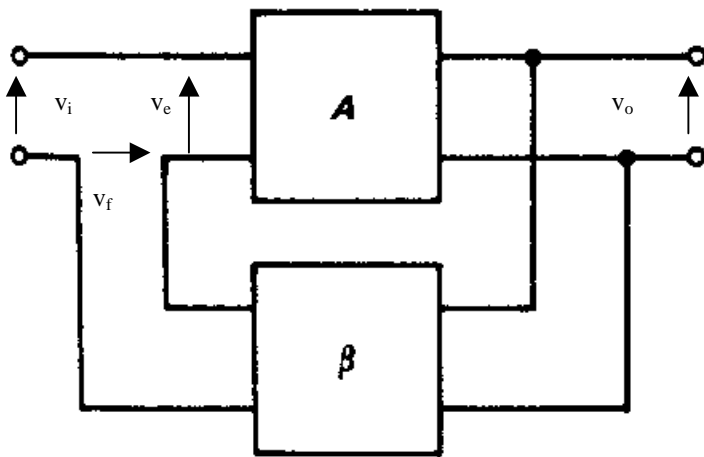
In uscita viene prelevata una tensione ed in ingresso si sommano delle tensioni. Le grandezze  $A$  e  $A_f$  sono ora dimensionalmente dei numeri puri, ossia dei guadagni di tensione, continua a valere la relazione:  $A_f = \frac{A}{1 + A\beta}$ .

Per quanto riguarda le resistenze d'ingresso e di uscita, si possono ricavare relazioni analoghe a quelle viste in precedenza, che qui ci limitiamo a riportare:

**Eq. 25**  $R_{if} = R_i(1 + A\beta)$  **Resistenza d'ingresso di un amplificatore con retroazione serie-parallelo**

**Eq. 26**  $R_{of} = \frac{R_o}{1 + A\beta}$  **Resistenza di uscita di un amplificatore con retroazione serie-parallelo**

Questa configurazione è ottima per ottenere amplificatori di tensione.



**Fig. 10** Retroazione serie-parallelo

### Retroazione parallelo-parallelo

~~In uscita viene prelevata una tensione ed in ingresso si sommano delle correnti. Le grandezze  $A$  e  $A_f$  sono ora dimensionalmente delle resistenze e perciò sono dette transresistenze, viceversa  $\beta$  dimensionalmente è una conduttanza e perciò è detta transconduttanza, continua a valere la~~

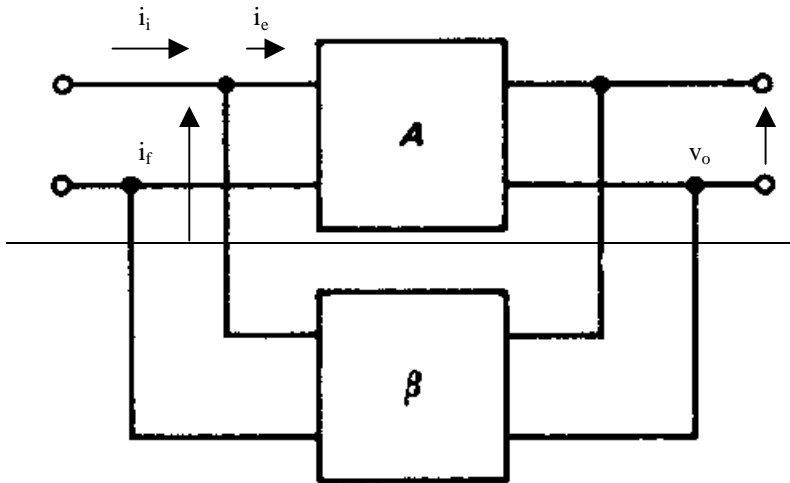
~~relazione:  $A_f = \frac{A}{1 + A\beta}$~~

~~Per quanto riguarda le resistenze d'ingresso e di uscita, si possono ricavare relazioni analoghe a quelle viste in precedenza, che qui ci limitiamo a riportare:~~

~~**Eq. 27**  $R_{if} = \frac{R_i}{(1 + A\beta)}$  **Resistenza d'ingresso di un amplificatore con retroazione parallelo-parallelo**~~

**Eq. 28**  $R_{of} = \frac{R_o}{(1 + A\beta)}$  **Resistenza d'uscita di un amplificatore con retroazione parallelo-parallelo**

Questa configurazione è ottima per ottenere convertitori corrente/tensione.



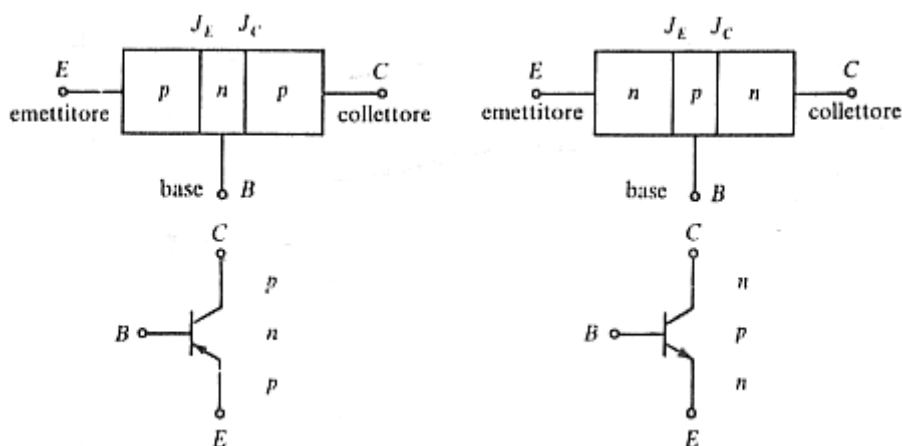
**Fig. 11** Retroazione parallelo-parallelo

## Richiami sui principali transistor

### Sommario argomenti trattati

Richiami sui principali transistor .....	1
Il BJT: richiami sul funzionamento .....	1
Il BJT: funzionamento on-off .....	3
La connessione Darlington .....	3
Il MOSFET: richiami sul funzionamento .....	<b>Errore. Il segnalibro non è definito.</b>

### Il BJT: richiami sul funzionamento



**Fig. 1** Struttura fisica e simbolo grafico dei transistori bipolari PNP e NPN

In estrema sintesi il BJT può operare in tre diverse regioni di funzionamento (N.B. i valori riportati fanno riferimento a BJT al silicio per piccoli segnali):

- Regione **attiva** o **lineare**, in cui il BJT si comporta da **amplificatore di corrente**, ossia in cui la corrente di uscita (la corrente di collettore) è proporzionale alla corrente d'ingresso (la corrente di base), per questa sua caratteristica il BJT è un dispositivo a **controllo di corrente**.

In tale regione risulta:

$$V_{BE} > V_{\gamma} \quad \text{si assume } V_{BE} \cong (0,6 - 0,7)V \quad \text{praticamente costante}$$

$V_{\gamma}$  è la tensione di soglia (0,5-0,6V per BJT al silicio)

$$I_C = h_{FE} I_B \quad \text{con } h_{FE} \text{ **guadagno statico di corrente** pari a circa 50-500}$$

$V_{CE}$  dipende dal circuito di polarizzazione

- Regione di **saturazione**, in cui il BJT si comporta come un **interruttore chiuso** i cui estremi sono collettore ed emettitore.

$$V_{BE} = V_{BEsat} \cong (0,75 - 0,8)V \quad \text{praticamente costante}$$

$$V_{CE} = V_{CEsat} \cong (0,1 - 0,2)V \quad \text{praticamente costante}$$

Le correnti di base e collettore **non sono più proporzionali** fra loro, non vale più la relazione

~~$$I_C = h_{FE} I_B \quad \text{normalmente risulta } I_C < h_{FE} I_B$$~~



- Regione di **interdizione**, in cui il BJT si comporta come un **interruttore aperto** i cui estremi sono collettore ed emettitore.

$V_{BE} < V_{\gamma}$  (spesso si prende nulla o negativa)

$I_C = I_B = I_E \cong 0$  le correnti sono nulle (c'è sempre una piccola corrente di perdita)

$V_{CE}$  dipende dal circuito di polarizzazione (è bene non sia troppo elevata per evitare la distruzione del dispositivo)

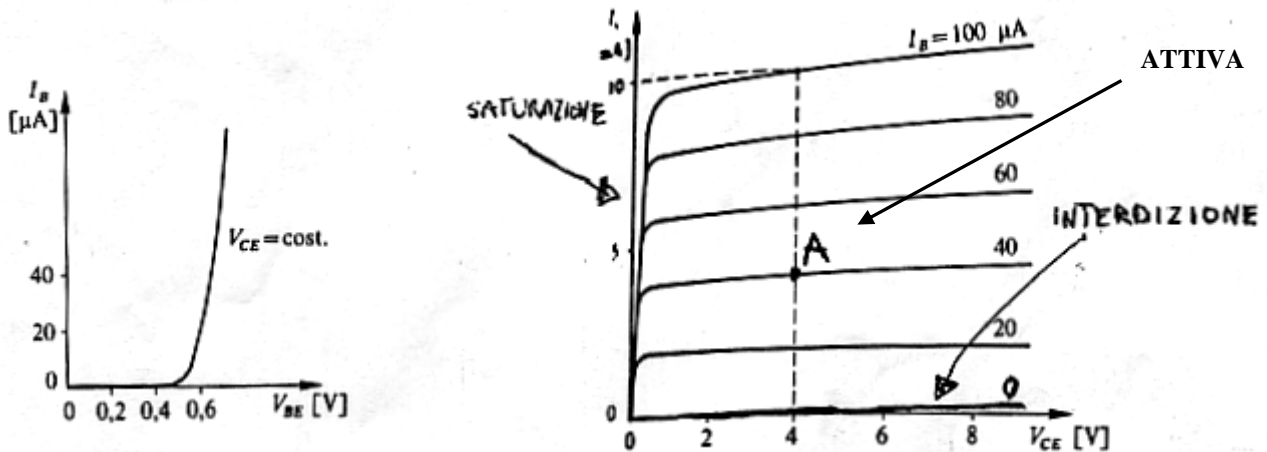


Fig. 2 Caratteristiche statiche del BJT (a sinistra quelle d'ingresso, a destra quelle di uscita)

Interdizione	Saturazione	Attiva
$I_B = I_C = I_E = 0$	$I_C < h_{FE} * I_B$	$I_C = h_{FE} * I_B$
$V_{BE} < V_{\gamma} = 0,5V - 0,6V$	$V_{BE} = 0,75V - 0,8V$	$V_{BE} = 0,6V - 0,7V$
$V_{CE}$ dipende dal circuito esterno $V_{CE} \approx V_{CC}$	$V_{CE} = 0,1V - 0,2V$	$V_{CE}$ dipende dal circuito esterno

Tab. 1 - Sintesi comportamento BJT

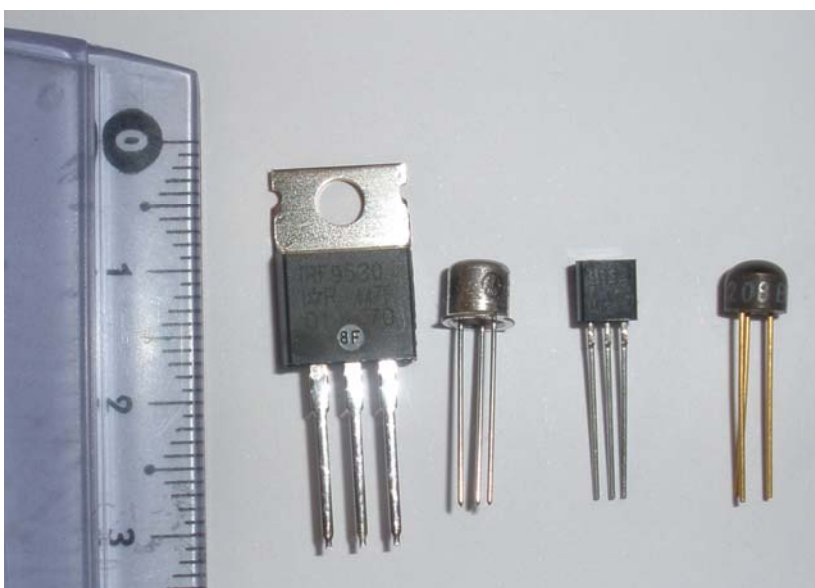


Fig. 3 - Alcuni esempi di contenitori di transistor in montaggio THT

## Il BJT: funzionamento on-off

Con riferimento al circuito di figura, determiniamo il valore della  $R_B$  necessario per far saturare il BJT. Sono noti:  $h_{FEMIN}=100$ ,  $R_C=1k\Omega$ ,  $V_{CC}=15V$ ,  $V_{BB}=5V$ ,

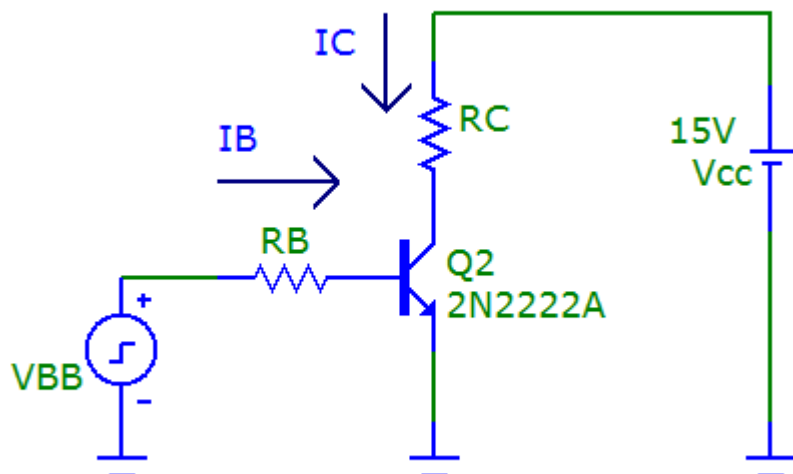


Fig. 4 - BJT in funzionamento ON-OFF

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{R_C} = \frac{15 - 0,2}{1000} = 14,8mA \text{ la } V_{CEsat} \text{ se non è assegnata la scelgo io pari a } 0,2V$$

$$I_{BMIN} = \frac{I_C}{h_{FEMIN}} = \frac{14,8 \cdot 10^{-3}}{100} = 148\mu A \text{ questa è la corrente di base minima per avere la saturazione}$$

del BJT, chiaramente bisogna prendere un po' di più per garantirsi dalle solite tolleranze di costruzione ed eventuali variazioni dovute alle condizioni ambientali.

è bene non esagerare con la  $I_B$  perché si può rallentare la commutazione del BJT da ON a OFF

$$I_B = (5 - 10)I_{BMIN} = 740\mu A \text{ assumiamo la } I_B \text{ 5 volte la } I_{BMIN}$$

$$R_B = \frac{V_{BB} - V_{BEsat}}{I_B} = \frac{5 - 0,75}{740 \cdot 10^{-6}} = 5,74k\Omega$$

valore che arrotondiamo al valore commerciale più vicino di  $5,60 k\Omega$ .

## La connessione Darlington

Un transistor Darlington (spesso chiamato anche coppia Darlington) è un transistor composto costituito da due transistor a giunzione bipolare in cascata.

La caratteristica principale di questa configurazione è l'elevatissimo guadagno in corrente (indicato con  $\beta$  o  $h_{FE}$ ), pari al prodotto dei guadagni in corrente dei singoli transistor.

I transistor Darlington possono essere realizzati mediante componenti discreti oppure integrati.

Molto spesso nelle applicazioni pratiche sono trattati come un unico transistor equivalente, le cui caratteristiche sono:

$$h_{FE} = h_{FE1} * h_{FE2}$$

$$V_{BE} = V_{BE1} + V_{BE2}$$

$$V_{CE} = V_{CE2} = V_{CE1} + V_{BE2}$$

Interdizione	Saturazione	Attiva
$I_B = I_C = I_E = 0$	$I_C < h_{FE} * I_B$	$I_C = h_{FE} * I_B$
$V_{BE} < 1-1,2V$	$V_{BE} = 1,5-1,6V$	$V_{BE} = 1,2-1,4V$
$V_{CE}$ dipende dal circuito esterno $V_{CE} \approx V_{CC}$	$V_{CE} = 0,85-0,90V$	$V_{CE}$ dipende dal circuito esterno

Tab. 2 Sintesi comportamento Darlington

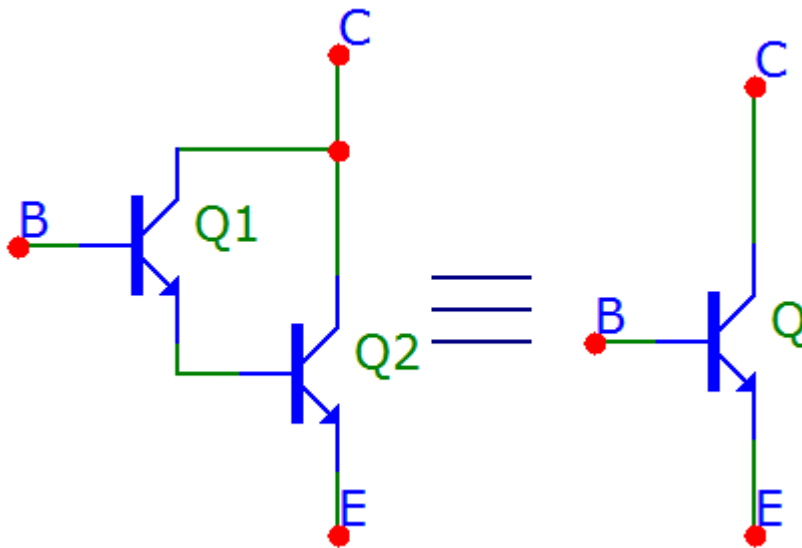


Fig. 5 - Connessione Darlington

## Amplificatori a BJT

### Sommario argomenti trattati

Amplificatori a BJT .....	1
Il BJT: cenni storici e richiami sul funzionamento .....	1
Amplificatore a BJT: generalità.....	3
Il circuito equivalente a parametri ibridi.....	5
Determinazione dei parametri caratteristici dell'amplificatore E.C. utilizzando il circuito equivalente semplificato .....	8
Studio statico .....	8
Studio dinamico .....	9
Guadagno di corrente parziale $A_{ip}$ .....	9
Resistenza d'ingresso .....	10
Guadagno di tensione .....	10
Resistenza di uscita.....	10
Determinazione dei parametri caratteristici dell'amplificatore E.C. utilizzando il circuito equivalente completo .....	12
Studio statico .....	12
Studio dinamico.....	12
Guadagno di corrente parziale $A_{ip}$ .....	13
Resistenza d'ingresso .....	14
Guadagno di tensione .....	14
Resistenza di uscita.....	14

In questo capitolo vogliamo affrontare lo studio degli amplificatori a transistor. Nel campo degli amplificatori i transistori stanno cedendo sempre più il passo ai componenti integrati ed in particolare gli op-amp, in virtù della maggiore semplicità di progettazione di questi ultimi. I transistori hanno ancora un certo spazio nelle applicazioni di potenza, alle alte frequenze, ed in altre applicazioni.

In questa breve analisi considereremo solo un tipo di transistor: il BJT.

### ***Il BJT: cenni storici e richiami sul funzionamento***

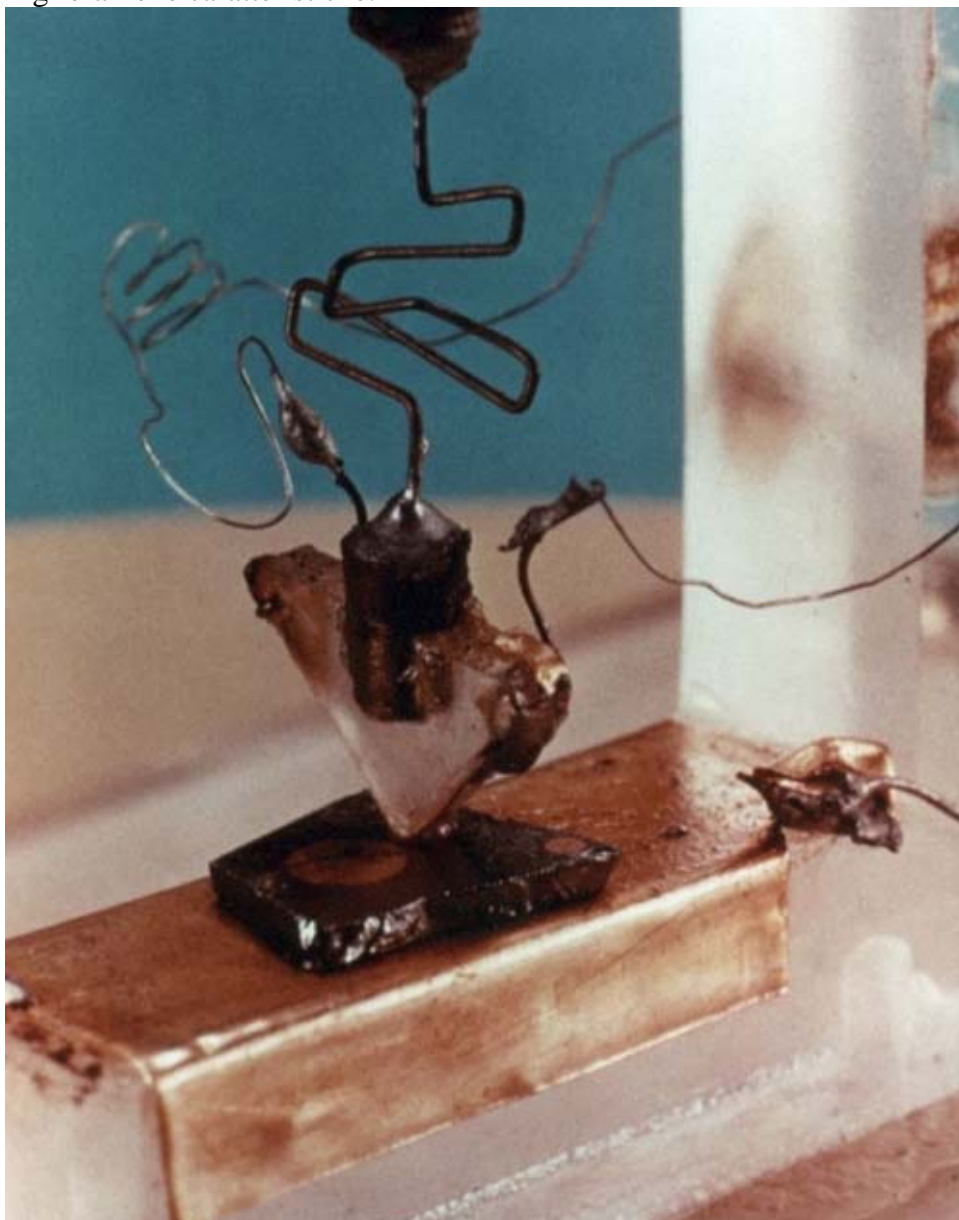
Il 23 di dicembre del 1947 John Bardeen e Walter H. Brattain illustrano ad un gruppo di dirigenti dei laboratori della Bell Telephone il primo prototipo sperimentale di un transistor a semiconduttore (germanio nel caso specifico) chiamato *transistore a punta di contatto*, in grado di garantire un guadagno di corrente di circa 40 ed un guadagno di tensione di circa 100. A seguito di questa scoperta John Bardeen, Walter H. Brattain, e William B. Shockley che aveva dato un forte



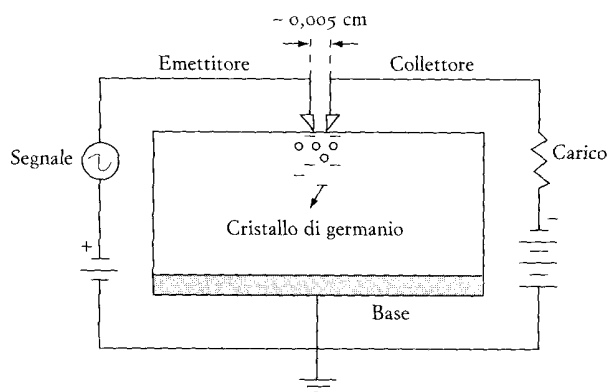
**Fig. 1 John Bardeen, Walter H. Brattain, William B. Shockley**

contributo teorico e sperimentale al successo della scoperta, ricevettero nel 1956 il premio Nobel per la Fisica .

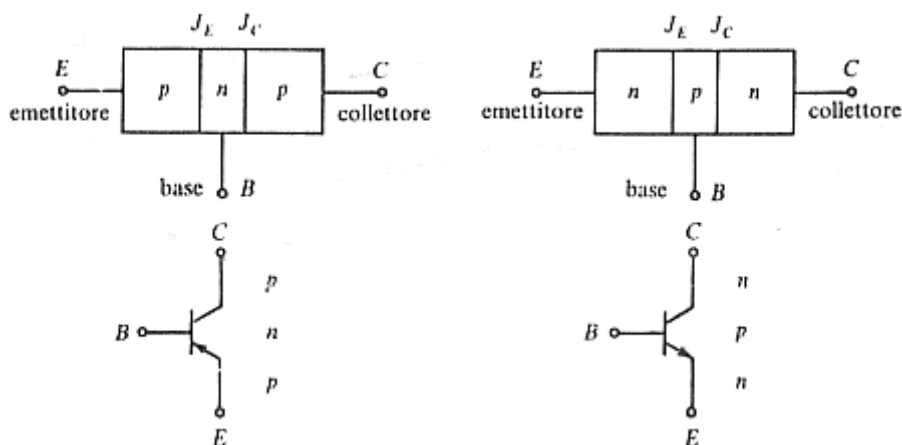
Nella figura che segue vediamo schematizzata la struttura del primo transistor "funzionante" inventato dai tre scienziati americani. Il dispositivo ha subito vari mutamenti tecnologici al fine di migliorarne le caratteristiche.



**Fig. 2 Il primo transistor realizzato da Bardeen, Brattain, Schokley**



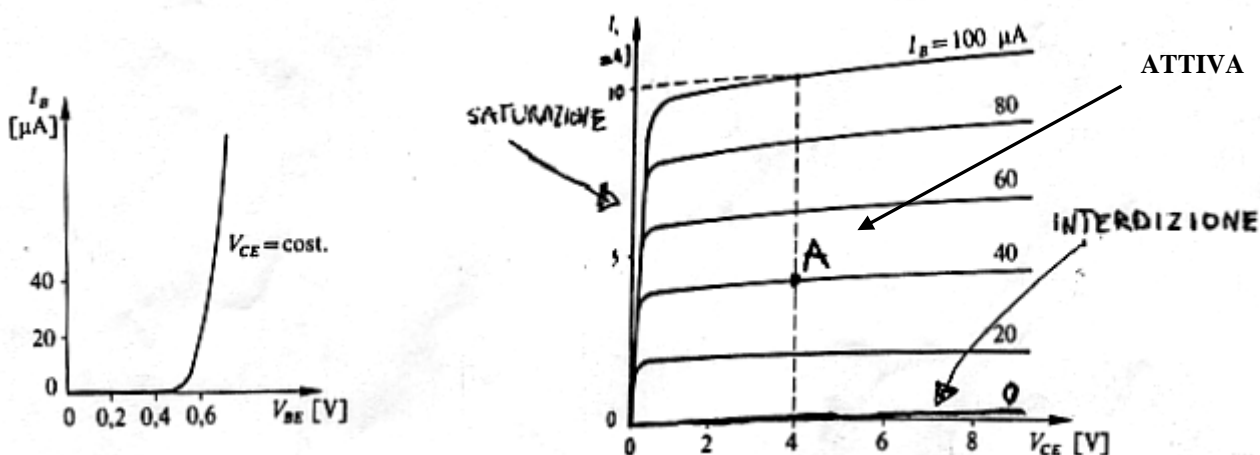
**Fig. 3 Struttura fisica del primo transistor**



**Fig. 4** Struttura fisica e simbolo grafico dei transistori bipolari PNP e NPN

In estrema sintesi il BJT può operare in tre diverse regioni di funzionamento:

- Regione attiva, in cui il BJT si comporta da amplificatore di corrente, ossia in cui la corrente di uscita (la corrente di collettore) è proporzionale alla corrente d'ingresso (la corrente di base), per questa sua caratteristica il BJT è un dispositivo a *controllo di corrente*.
- Regione di saturazione, in cui il BJT si comporta come un interruttore chiuso i cui estremi sono collettore ed emettitore.
- Regione di interdizione, in cui il BJT si comporta come un interruttore aperto i cui estremi sono collettore ed emettitore.



**Fig. 5** Caratteristiche statiche del BJT

### **Amplificatore a BJT: generalità**

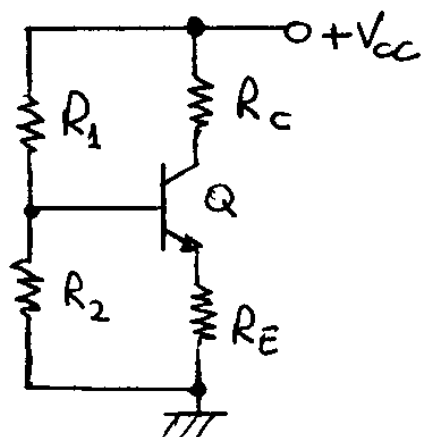
Interessandoci gli amplificatori è evidente che il BJT dovrà essere innanzitutto polarizzato in regione attiva e per far ciò sarà necessario ricorrere ad un opportuno circuito di polarizzazione.

Si dovrà anche garantire che il punto di lavoro del BJT rimanga il più possibile fisso nella posizione imposta dal progettista, per evitare che spostandosi si posizioni in una zona in cui il BJT non opera più da amplificatore.

In un BJT i fattori che influenzano il punto di lavoro o punto di quiet sono:

- Le condizioni ambientali e la temperatura in particolare;
- L'invecchiamento dei dispositivi;

- La forte dispersione delle caratteristiche, ovvero la forte variabilità delle caratteristiche da BJT a BJT, anche se nominalmente sono dello stesso tipo.



**Fig. 6 Circuito di polarizzazione automatica a partitore di tensione**

Tra i vari circuiti di polarizzazione adottati, il più usato nei circuiti a componenti discreti è il circuito di polarizzazione automatica a partitore di tensione, la cui struttura si può vedere in Fig. 6, ricordo che l'effetto di stabilizzazione del punto di lavoro è prevalentemente dovuto alla resistenza  $R_E$  presente sull'emettitore, ed è tanto più elevato quanto maggiore è la  $R_E$ .

Per la realizzazione di un amplificatore è necessario applicare in ingresso il segnale da amplificare ed in uscita il carico. Una prima soluzione che affrontiamo fa uso di capacità dette "di accoppiamento" in quanto per l'appunto collegano ("accoppiano") generatore d'ingresso ed amplificatore, amplificatore e carico.

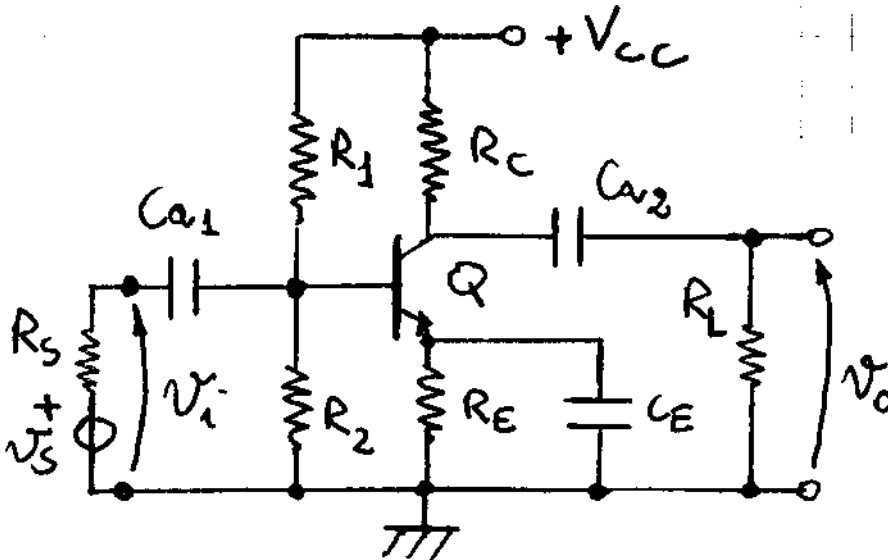
Queste capacità assolvono alle seguenti funzioni:

- Impedire alla corrente continua di arrivare su generatore e carico con possibilità di arrecare dei danni (si pensi ad un altoparlante o ad una puntina di giradischi);
- impedire che il collegamento del carico o del generatore d'ingresso possano cambiare il punto di lavoro del BJT;
- realizzare un filtro passa-alto in modo da eliminare le basse frequenze (es. amplificatore per uso musicale);

Come terminali di ingresso nel BJT si può utilizzare o la base o l'emettitore, mentre come uscita si utilizza o il collettore o l'emettitore.

Nel caso che si intende trattare l'ingresso è la base e l'uscita il collettore, inoltre al fine di ottenere particolari prestazioni, viene inserita una capacità tra emettitore e massa, detta **capacità di bypass**, il cui scopo è di collegare direttamente a massa l'emettitore almeno alle frequenze che si intendono amplificare, perciò tale capacità deve essere scelta di valore sufficientemente elevato così da risultare effettivamente un cortocircuito alle frequenze d'interesse.

Si ottiene così lo schema completo di **Fig. 7** noto sotto il nome di **amplificatore emettitore comune** (o semplicemente E.C.).

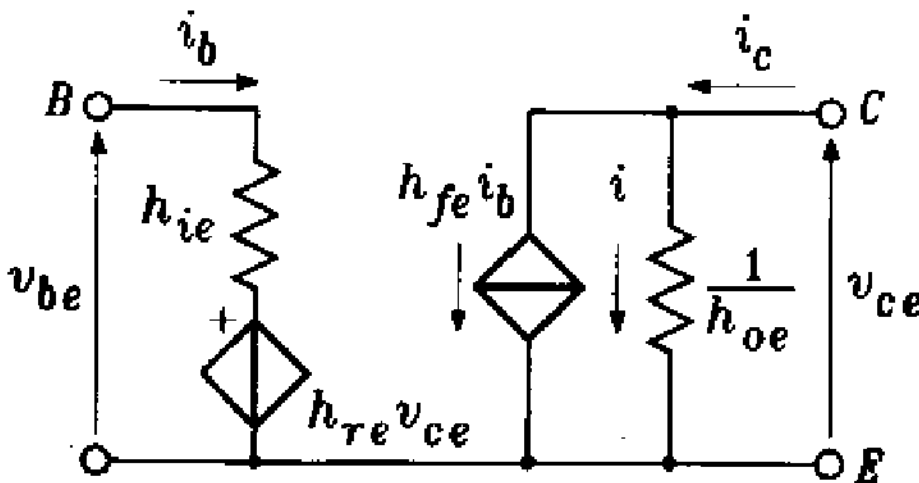


**Fig. 7 Amplificatore a BJT emettitore comune** ( $C_{a1}$  e  $C_{a2}$  sono le capacità di accoppiamento,  $C_E$  è la capacità di bypass).

### Il circuito equivalente a parametri ibridi

Per poter effettuare lo studio dell'amplificatore, come indicato nel capitolo precedente, è necessario poter rappresentare in modo approssimato il comportamento del transistor nei confronti dei piccoli segnali con un circuito lineare, comunemente chiamato **circuito equivalente per i piccoli segnali**.

Per i BJT esistono numerosi circuiti equivalenti, ciascuno particolarmente adatto a schematizzare il comportamento del BJT in varie situazioni (alte frequenze, audiofrequenze, etc.), in questi appunti ci si limiterà a considerarne il più utilizzato per le frequenze audio: il **circuito equivalente a parametri ibridi**, il cui schema è riportato in Fig. 8



**Fig. 8 Circuito equivalente a parametri ibridi completo**

Si noti la presenza di generatori "strani", a forma di rombo, questi sono dei generatori dipendenti, ossia che erogano una corrente o una tensione dipendente da un'altra grandezza elettrica.

I vari parametri del circuito equivalente sono così definiti:



<i>parametro</i>	<i>definizione</i>	<i>dimensioni campo valori</i>	<i>note</i>
$h_{ie}$ : hybrid-input emitter	$h_{ie} = \left. \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} \right _{V_{CE}=\text{cost.}}$	Resistenza 500 $\Omega$ ÷ 20 k $\Omega$	resistenza d'ingresso del BJT con uscita in cortocircuito
$h_{fe}$ : hybrid-forward emitter	$h_{fe} = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right _{V_{CE}=\text{cost.}}$	Guadagno di corrente 50 ÷ 500	guadagno di corrente del BJT con uscita in cortocircuito
$h_{oe}$ : hybrid-output emitter	$h_{oe} = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}} \right _{I_B=\text{cost.}}$	Conduztanza (S) (5 ÷ 60) $\mu$ S	conduttanza d'uscita del BJT con ingresso aperto
$h_{re}$ : hybrid-reverse emitter	$h_{re} = \left. \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}} \right _{I_B=\text{cost.}}$	Guadagno di tensione 10 <sup>-4</sup> ÷ 10 <sup>-5</sup>	reazione di tensione del BJT con ingresso aperto

I parametri sono dimensionalmente tutti diversi e perciò sono stati chiamati **ibridi** (in inglese *hybrid*).

I pedici hanno il seguente significato:

- l'"e", comune a tutti, ricorda che ci si riferisce alla connessione a emettitore comune;
- l'altro carattere del pedice specifica la funzione del parametro:
  - *i* = *input* (ingresso)
  - *o* = *output* (uscita)
  - *r* = *reverse* (inverso)
  - *f* = *forward* (diretto)

Normalmente i parametri  $h_{oe}$  e  $h_{re}$  sono molto piccoli, al punto che spesso, per semplicità, si considerano nulli, si ottiene così il circuito di Fig. 9

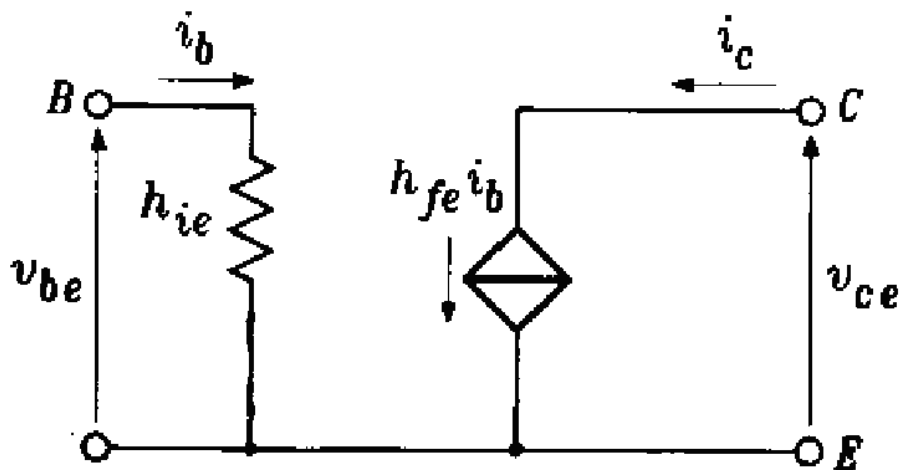


Fig. 9 Circuito equivalente a parametri ibridi semplificato (detto anche a due parametri)

La giustificazione intuitiva del circuito equivalente può essere la seguente:

- in ingresso il BJT si comporta grossolanamente come un diodo, componente che si può schematizzare in modo lineare con una resistenza, la resistenza  $h_{ie}$
- in uscita il BJT si comporta da generatore di corrente reale ossia da un generatore ideale ( $h_{fe}i_b$ ) con in parallelo la sua resistenza interna  $1/h_{oe}$
- il generatore d'ingresso  $h_{re}v_{ce}$  è presente per rappresentare la debole dipendenza della caratteristica d'ingresso dalla tensione  $v_{ce}$ , l'ingresso dipende quindi dall'uscita, ci troviamo di fronte ad una **retroazione**, chiamata nel gergo elettronico **retroazione interna**. Questa retroazione può essere fonte di inconvenienti soprattutto alle alte frequenze (si pensi se la retroazione diventa positiva e si verificano le condizioni di oscillazione!!).

Si ricorda, per l'ennesima volta, che il circuito equivalente a parametri ibridi mi descrive in **modo approssimato** il comportamento del BJT, solo ed **esclusivamente** per i **segnali** variabili<sup>1</sup> (quindi **non** è utilizzabile per la **continua**), l'errore commesso è tanto più piccolo quanto più piccoli sono i segnali.

---

<sup>1</sup> Il pignolo di turno potrebbe far notare che un segnale è per definizione collegato ad una variazione di una grandezza fisica e perciò il termine "variabili" è superfluo, ma di ciò non ci interessiamo.

**Determinazione dei parametri caratteristici dell'amplificatore E.C. utilizzando il circuito equivalente semplificato**

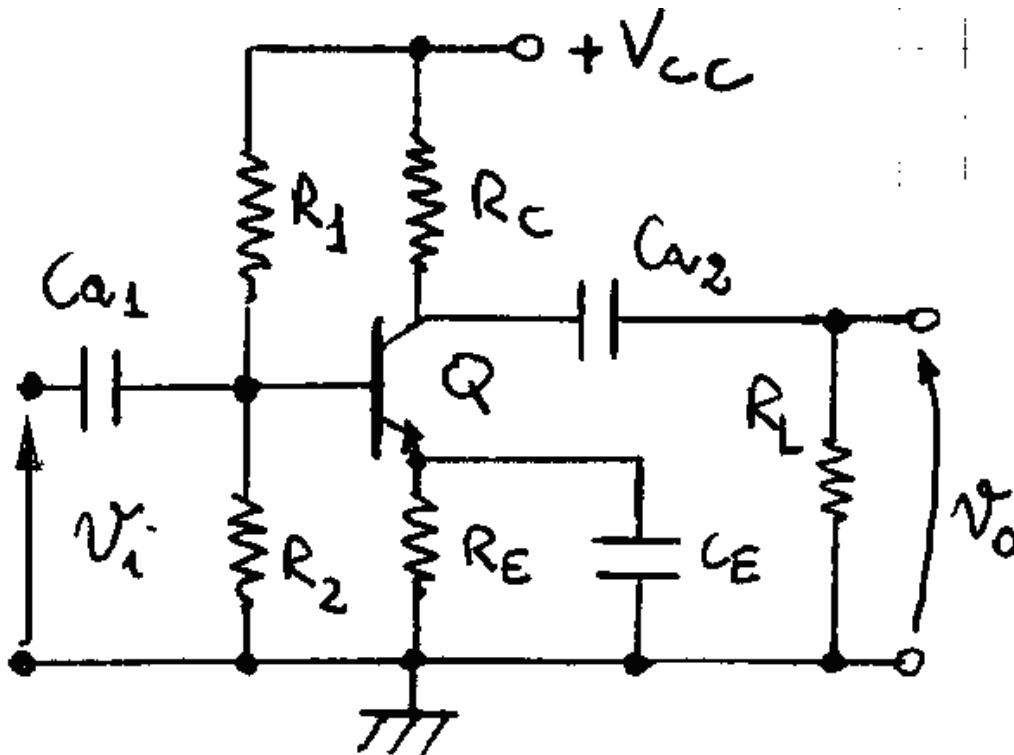


Fig. 10 Amplificatore a BJT emettitore comune.

Lo studio dell'amplificatore E.C. in cui sono presenti contemporaneamente tensioni continue e variabili (alternate), procede come segue:

**Studio statico**

Ipotizzo presenti le sole tensioni e correnti continue e determino per via grafica o con qualche altro metodo dell'elettrotecnica la tensioni e le correnti continue a cui é soggetto il componente elettronico, in pratica determino il punto di funzionamento a riposo o punto di lavoro Q. Questa fase del procedimento é indicata con il termine **studio statico** ed il circuito considerato **circuito statico**. Nel caso in questione, ricordato che le capacità in continua sono circuiti aperti, il circuito statico dell'amplificatore è quello di **Fig. 16**

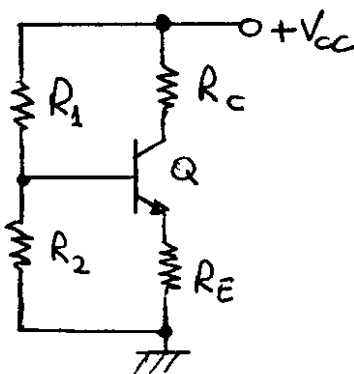


Fig. 11 Circuito statico amplificatore E.C.

### Studio dinamico

Ipotesizzo presenti i soli segnali alternati o variabili ed inoltre considero di operare a frequenze sufficientemente elevate (frequenze di centro banda o frequenze medie) da poter ritenere le capacità di accoppiamento e bypass cortocircuiti.

Devo quindi ridisegnare il circuito dell'amplificatore considerando:

- nulle le tensioni e correnti continue erogate dai generatori eventualmente presenti (in questo caso dovrò sostituire  $+V_{cc}$  con la massa, in quanto  $+V_{cc}=0$ );
- cortocircuiti  $C_{a1}$ ,  $C_{a2}$ ,  $C_E$ ;

si ottiene così il circuito di , detto **circuito dinamico**.

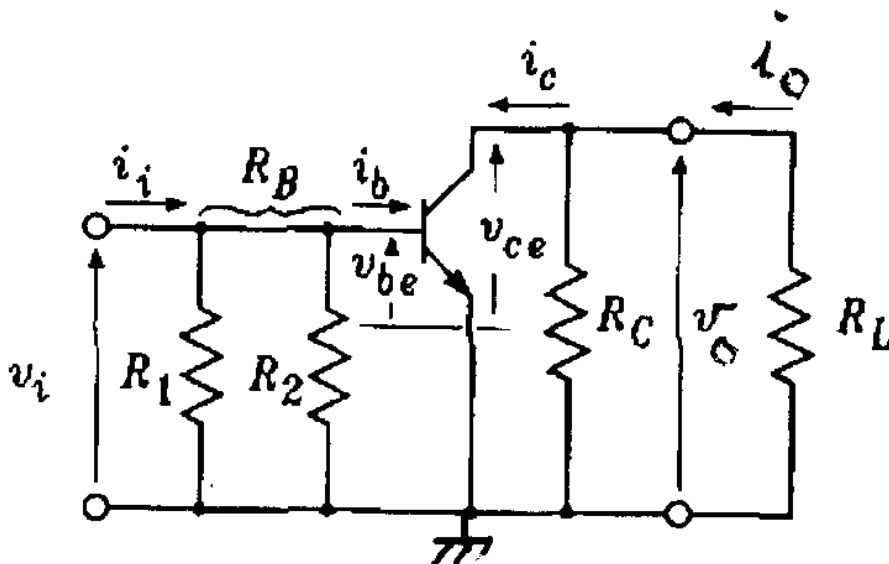


Fig. 12 Circuito dinamico amplificatore E.C.

Per determinare i parametri caratteristici dell'amplificatore, devo considerare il comportamento del BJT descritto dal corrispondente circuito equivalente a parametri ibridi, si ottiene così il circuito di , detto **circuito dinamico per i piccoli segnali**.

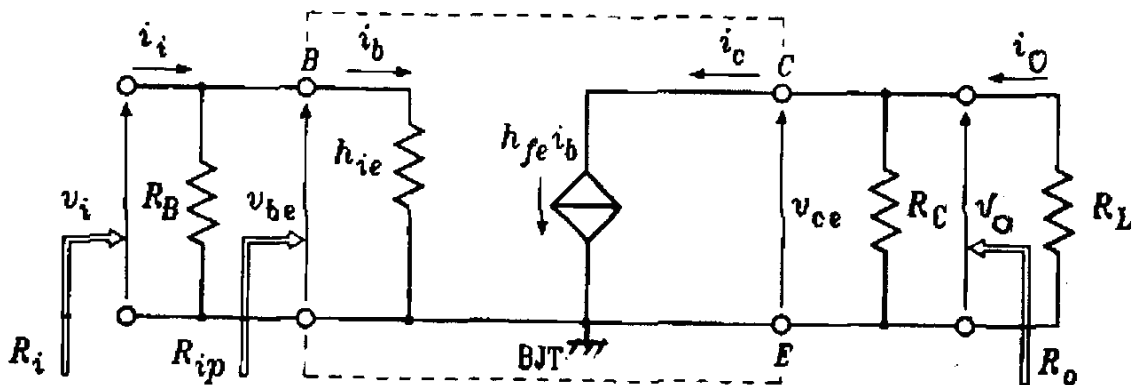


Fig. 13 Circuito dinamico per i piccoli segnali ( $R_B=R_1//R_2$ )

Possiamo ora procedere alla determinazione dei parametri caratteristici dell'amplificatore.

#### Guadagno di corrente parziale $A_{ip}$

- Si definisce guadagno di corrente parziale la quantità:  $A_{ip} = \frac{i_c}{i_b}$ ,

Dal circuito di Fig. 13 ricavo il legame fra corrente di collettore e corrente di base e sostituisco

nella definizione di guadagno di corrente:  $A_{ip} = \frac{i_c}{i_b} = \frac{h_{fe} i_b}{i_b}$

- eliminando la  $i_b$  ottengo la relazione cercata:

**Eq. 1 Guadagno di corrente parziale**  $A_{ip} = \frac{i_c}{i_b} = h_{fe}$

### Resistenza d'ingresso

Osservando il circuito d'ingresso si ha:

**Eq. 2 Resistenza d'ingresso**  $R_i = R_B // R_{ip}$

- con  $R_{ip}$  resistenza d'ingresso parziale (o del BJT) definita come:  $R_{ip} = \frac{v_{be}}{i_b} = h_{ie}$

### Guadagno di tensione

Per definizione:  $A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-R_p i_c}{R_{ip} i_b}$  ed infine ricordando la definizione di guadagno di corrente parziale:

**Eq. 3 Guadagno di tensione**  $A_v = -\frac{R_p}{R_{ip}} A_{ip}$

- sostituendo si ricava  $A_v = -\frac{h_{fe}}{h_{ie}} R_p$

Da questa relazione si deduce che l'amplificatore E.C. è un amplificatore **invertente** con guadagno abbastanza elevato (circa 50-500).

### Resistenza di uscita

Per definizione la resistenza di uscita  $R_o$  è la resistenza che si vede ai morsetti di uscita dell'amplificatore posto di aver annullato tutti i generatori indipendenti presenti, nel caso in questione l'unico generatore indipendente presente è il generatore d'ingresso  $v_s$ , annullandolo il circuito dinamico per i piccoli segnali diventa quello di Fig. 19, si noti che si è aggiunto il parametro  $h_{oe}$  per considerare anche la resistenza interna del generatore di corrente di uscita.

Dallo schema risulta evidente che la  $R_o$  coincide con il parallelo della  $R_c$ , e della resistenza interna del generatore dipendente ossia:

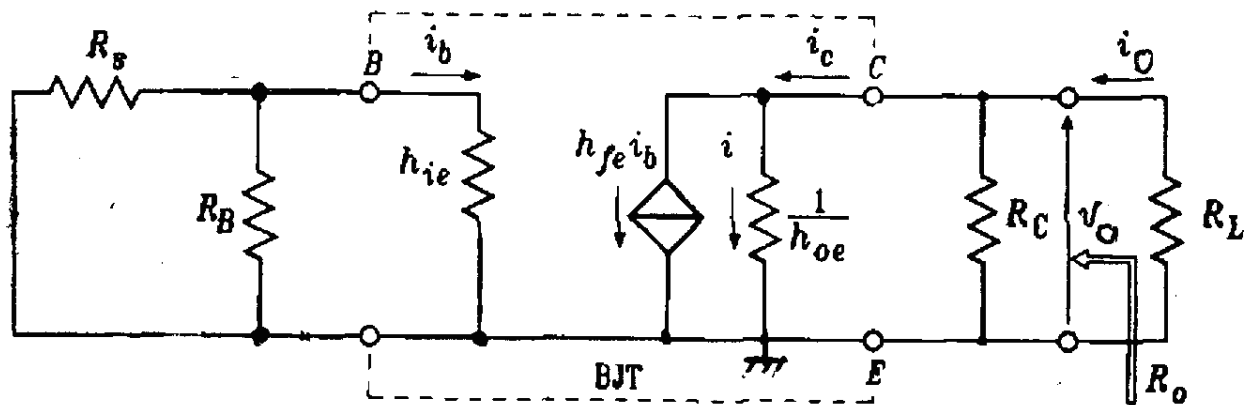


Fig. 14 Circuito dinamico per il calcolo della resistenza di uscita

Eq. 4 Resistenza di uscita amplificatore

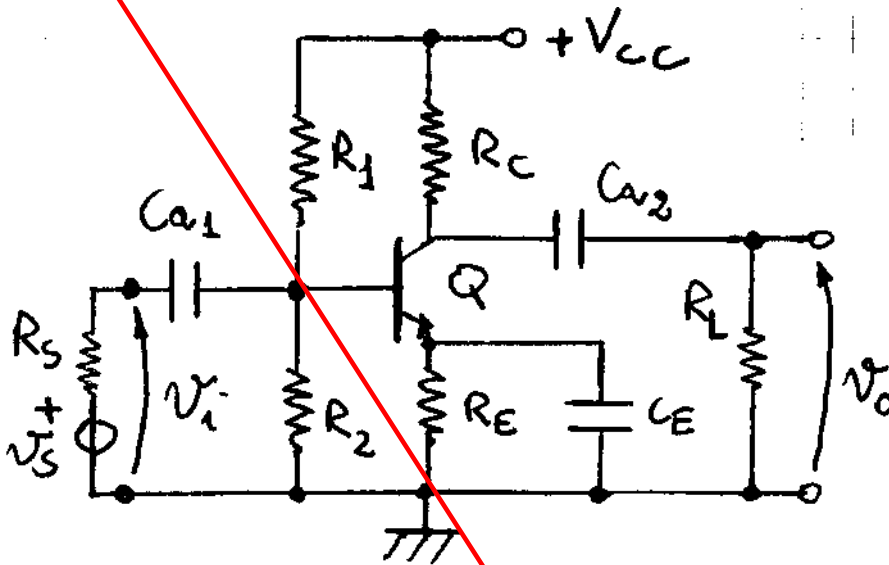
$$R_o = \frac{1}{\frac{1}{R_C} + h_{oe}}$$

Anche per la resistenza di uscita si può identificare una relazione approssimata:

- se  $h_{oe} \approx 0$  allora  $R_o \approx R_C$

relazione molto utile in sede di progetto.

**Determinazione dei parametri caratteristici dell'amplificatore E.C. utilizzando il circuito equivalente completo**

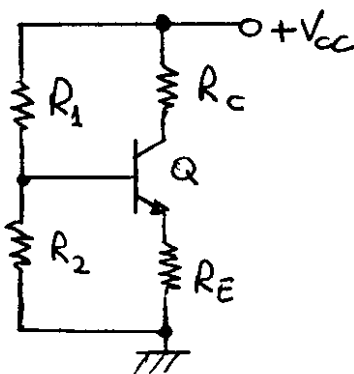


**Fig. 15 Amplificatore a BJT emettitore comune.**

Lo studio dell'amplificatore E.C. in cui sono presenti contemporaneamente tensioni continue e variabili (alternate), procede come segue:

**Studio statico**

Ipotizzo presenti le sole tensioni e correnti continue e determino per via grafica o con qualche altro metodo dell'elettrotecnica la tensioni e le correnti continue a cui é soggetto il componente elettronico, in pratica determino il punto di funzionamento a riposo o punto di lavoro Q. Questa fase del procedimento é indicata con il termine **studio statico**, ed il circuito considerato **circuito statico**. Nel caso in questione, ricordato che le capacità in continua sono circuiti aperti, il circuito statico dell'amplificatore è quello di **Fig. 16**



**Fig. 16 Circuito statico amplificatore E.C.**

**Studio dinamico**

Ipotizzo presenti i soli segnali alternati o variabili ed inoltre considero di operare a frequenze sufficientemente elevate (frequenze di centro banda o frequenze medie) da poter ritenere le capacità di accoppiamento e bypass cortocircuiti.

Devo quindi ridisegnare il circuito dell'amplificatore considerando:

- nulle le tensioni e correnti continue erogate dai generatori eventualmente presenti (in questo caso dovrò sostituire +Vcc con la massa, in quanto +Vcc=0);

- cortocircuiti  $C_{a1}$ ,  $C_{a2}$ ,  $C_E$ ;  
 si ottiene così il circuito di , detto **circuito dinamico**.

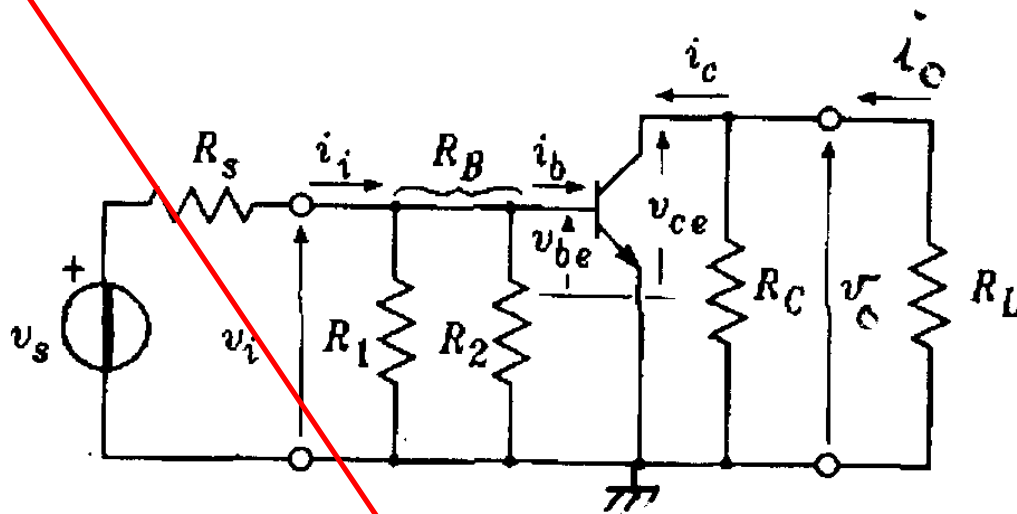


Fig. 17 Circuito dinamico amplificatore E.C.

Per determinare i parametri caratteristici dell'amplificatore, devo considerare il comportamento del BJT descritto dal corrispondente circuito equivalente a parametri ibridi, si ottiene così il circuito di , detto **circuito dinamico per i piccoli segnali**.

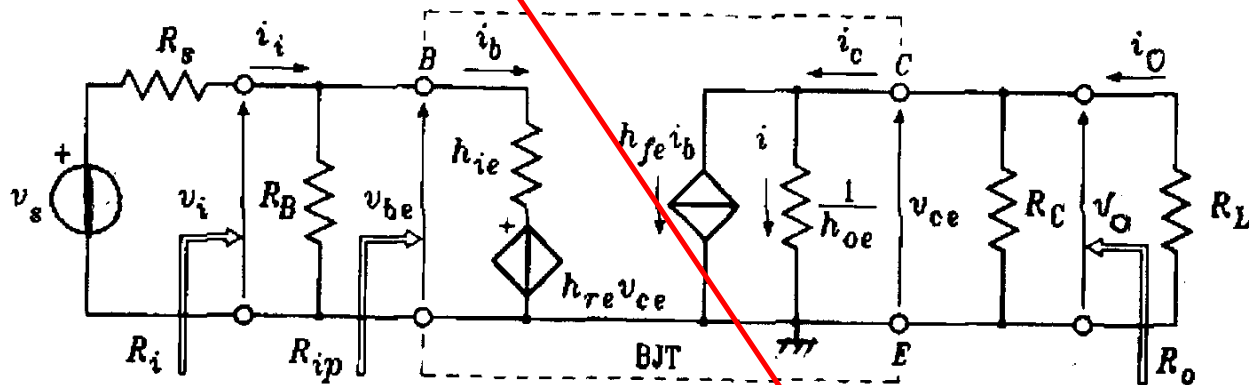


Fig. 18 Circuito dinamico per i piccoli segnali ( $R_B=R_1//R_2$ )

Possiamo ora procedere alla determinazione dei parametri caratteristici dell'amplificatore.

### Guadagno di corrente parziale $A_{ip}$

Si definisce guadagno di corrente parziale la quantità:  $A_{ip} = \frac{i_c}{i_b}$ , cerchiamo di determinare una espressione in funzione dei componenti del circuito amplificatore, perciò cerchiamo di esprimere la  $i_c$  in funzione della  $i_b$ :

- scriviamo l'equazione delle correnti al nodo sul collettore:  $i_c = h_{fe}i_b + i$
- la corrente  $i$  coincide con la corrente che circola sulla resistenza  $1/h_{oe}$ , perciò in base alla legge di Ohm:  $i = \frac{v_o}{1/h_{oe}} = h_{oe}v_o$
- la tensione di uscita coincide con la tensione ai capi del parallelo fra  $R_C$  e  $R_L$  che chiamiamo per comodità  $R_P$ , si ha  $v_o = -R_P i_c$



- sostituendo:  $i_c = h_{fe}i_b + h_{oe}v_o = h_{fe}i_b - h_{oe}R_p i_c$ ;
- risolvo al fine di ricavare la  $i_c$ :  $i_c + h_{oe}R_p i_c = h_{fe}i_b \Rightarrow i_c(1 + h_{oe}R_p) = h_{fe}i_b \Rightarrow i_c = \frac{h_{fe}i_b}{(1 + h_{oe}R_p)}$
- sostituisco nella definizione di guadagno di corrente:  $A_{ip} = \frac{i_c}{i_b} = \frac{h_{fe}i_b}{i_b(1 + h_{oe}R_p)}$
- eliminando la  $i_b$  ottengo la relazione cercata:

**Eq. 5 Guadagno di corrente parziale**  $A_{ip} = \frac{i_c}{i_b} = \frac{h_{fe}}{1 + h_{oe}R_p}$

- se  $h_{oe} \approx 0 \Rightarrow A_{ip} \approx h_{fe}$

### Resistenza d'ingresso

Osservando il circuito d'ingresso si ha:

**Eq. 6 Resistenza d'ingresso**  $R_i = R_B // R_{ip}$

con  $R_{ip}$  resistenza d'ingresso parziale (o del BJT) definita come:  $R_{ip} = \frac{v_{be}}{i_b}$ , procediamo come prima

e cerchiamo di esprimere la  $v_{be}$  in funzione della corrente di base:

- dal circuito applicando la legge di Ohm:  $v_{be} = v_i = h_{ie}i_b + h_{re}v_{ce}$
- ma  $v_{ce} = v_o = -R_p i_c = -R_p A_{ip} i_b$
- sostituendo:  $v_i = h_{ie}i_b - h_{re}R_p A_{ip} i_b = (h_{ie} - h_{re}R_p A_{ip})i_b$
- si ricava la:  $R_{ip} = \frac{v_{be}}{i_b} = \frac{(h_{ie} - h_{re}R_p A_{ip})i_b}{i_b} = h_{ie} - h_{re}R_p A_{ip}$
- se  $h_{re} \approx 0 \Rightarrow R_{ip} \approx h_{ie}$

### Guadagno di tensione

Per definizione:  $A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-R_p i_c}{R_{ip} i_b}$  ed infine ricordando la definizione di guadagno di corrente parziale:

**Eq. 7 Guadagno di tensione**  $A_v = -\frac{R_p}{R_{ip}} A_{ip}$

- se  $h_{re} \approx 0$  e  $h_{oe} \approx 0$  allora  $A_v = -\frac{h_{fe}}{h_{ie}} R_p$

Da questa relazione si deduce che l'amplificatore E.C. è un amplificatore **invertente** con guadagno abbastanza elevato (circa 50-500).

### Resistenza di uscita

Per definizione la resistenza di uscita  $R_o$  è la resistenza che si vede ai morsetti di uscita dell'amplificatore posto di aver annullato tutti i generatori indipendenti presenti, nel caso in questione l'unico generatore indipendente presente è il generatore d'ingresso  $v_s$ , annullandolo il circuito dinamico per i piccoli segnali diventa quello di Fig. 19

Dallo schema risulta evidente che la  $R_o$  coincide con il parallelo della  $R_c$ , della resistenza  $1/h_{oe}$  e della resistenza del generatore dipendente  $h_{fe}i_b$ , ossia:

$$R_o = R_c // (1/h_{oe}) // R_{hfe}$$

Cerchiamo di determinare la resistenza del generatore di corrente dipendente  $h_{fe}i_b$  che chiamiamo  $R_{hfe}$ , per definizione di resistenza risulta:

$R_{hfe} = \frac{v_{ce}}{h_{fe}i_b} = \frac{v_o}{h_{fe}i_b}$  cerco ora di esprimere la  $i_b$  in funzione della  $v_o$ , allo scopo considero il circuito d'ingresso.

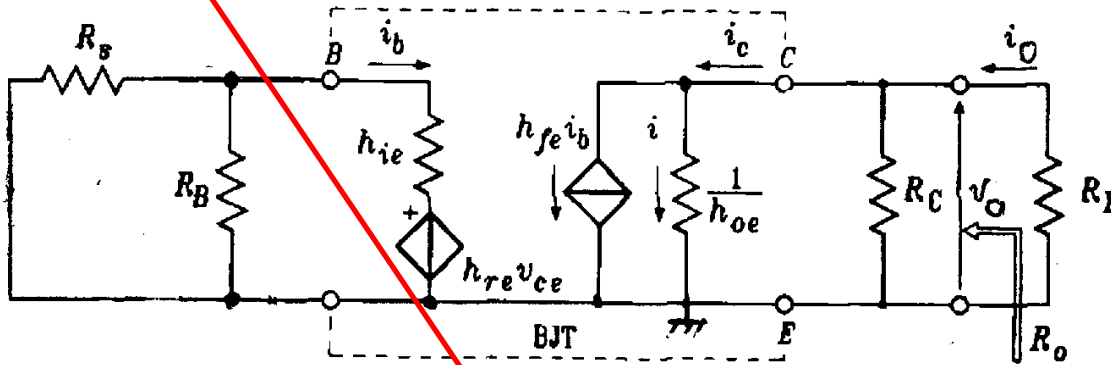


Fig. 19 Circuito dinamico per il calcolo della resistenza di uscita

In ingresso l'unico generatore presente è quello dipendente  $h_{re}v_{ce}$ , che alimenta una resistenza complessiva costituita dalla serie di  $h_{ie}$  e del parallelo di  $R_S$  e  $R_B$ , applicando la legge di Ohm si può ricavare la corrente:

$$i_b = -\frac{h_{re}v_{ce}}{h_{ie} + R'_S} \text{ dove } R'_S = R_B // R_S, \text{ sostituendo si ha:}$$

$$R_{hfe} = \frac{v_o}{h_{fe}i_b} = \frac{v_o}{-h_{fe} \frac{h_{re}v_o}{h_{ie} + R'_S}} = -\frac{1}{h_{fe}h_{re}} \text{ e quindi la relazione desiderata:}$$

$$\text{Eq. 8 } R_{hfe} = -\frac{h_{ie} + R'_S}{h_{fe}h_{re}}$$

Il risultato ottenuto merita è di particolare interesse: la resistenza del generatore di corrente dipendente  $h_{fe}i_b$  in questo particolare caso è **negativa**, ciò non è assurdo in quanto non ci si riferisce ad un resistore ohmico vero e proprio.

Determiniamo infine l'espressione complessiva della resistenza di uscita:

$$\text{Eq. 9 Resistenza di uscita amplificatore } R_o = \frac{1}{\frac{1}{R_c} + h_{oe} - \frac{h_{fe}h_{re}}{h_{ie} + R'_S}}$$

L'effetto di  $R_{hfe}$  sulla resistenza di uscita dell'amplificatore é quello di dar luogo ad un aumento della resistenza di uscita, effetto chiaramente indesiderato in un amplificatore di tensione in cui la resistenza di uscita deve essere la più piccola possibile.

Anche per la resistenza di uscita si può identificare una relazione approssimata:

- se  $h_{re} \approx 0$  e  $h_{oe} \approx 0$  allora  $R_o \approx R_c$

relazione molto utile in sede di progetto.

## Gli amplificatori di potenza

### Sommario argomenti trattati

Gli amplificatori di potenza .....	1
Introduzione.....	1
Parametri caratteristici dal punto di vista delle prestazioni .....	1
Parametri caratteristici dal punto di vista energetico.....	2
Classificazione degli amplificatori di potenza .....	3
Classe A.....	4
Caratteristiche principali.....	4
Determinazione $\eta_c$ amplificatori in classe A.....	5
Determinazione F amplificatori in classe A.....	6
Classe B .....	7
Principio di funzionamento.....	8
Caratteristiche principali.....	8
Classe AB .....	10
Caratteristiche principali.....	11
Curiosità.....	11
Classe C .....	12
Caratteristiche principali.....	13
Altre classi .....	14
Classe D (o anche Classe S) .....	14
Classe E .....	14
Classe G .....	14
Classe Z .....	16
La configurazione a ponte .....	17
Esempio di amplificatore integrato da 14 W .....	19
Esempio di stadio a ponte da 28 W .....	20
Esempio di amplificatore audio da 500 W.....	21
Approfondimenti per i più curiosi .....	23
A. 1 - MUSIC POWER CONCEPT .....	23
A.2 - INSTANTANEOUS POWER.....	23

### Introduzione

Affrontiamo ora lo studio degli **amplificatori di potenza**, ossia di amplificatori in grado di erogare "**rilevanti**" **potenze** al carico.

Nei testi universitari questi amplificatori sono detti anche *amplificatori per grandi segnali*, termine abbastanza ovvio, se si considera che per ottenere elevate potenze sono necessari elevate tensioni e correnti, utilizzato più che altro per distinguere il regime di funzionamento di questi circuiti da quello degli amplificatori per "piccoli segnali", considerati nelle precedenti lezioni.

### Parametri caratteristici dal punto di vista delle prestazioni

Il parametro più importante è certamente la *potenza utile* erogata al carico, espressa in termini di **potenza efficace o RMS** e indicata con  $P_{L(a.c.)}$ , seguono poi la *larghezza di banda BW*, individuata come ampiezza dell'intervallo di frequenze in cui il guadagno è costante, e la *distorsione da non linearità*.

In particolare la distorsione da non linearità è dovuta al comportamento non lineare dei componenti lo stadio amplificatore ed in particolare dell'elemento attivo, ossia del transistor. Tale distorsione viene quantificata mediante il parametro *distorsione armonica totale* (*total harmonic distortion* o semplicemente THD), ottenuta applicando al circuito in esame un segnale perfettamente sinusoidale

(di frequenza 1kHz in campo audio) e determinando l'entità delle varie armoniche componenti il segnale di uscita, dopodiché si sfrutta la seguente relazione:

$$THD_{\%} = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots}}{V_1} \cdot 100 \text{ con } V_1, V_2, V_3, \text{ valore efficace della prima, seconda, terza, ...}$$

armonica.

Per definire l'entità della distorsione da non linearità in modo più prossimo alle reali condizioni di funzionamento normale di un amplificatore, si ricorre ad altri parametri misurati in condizioni più complesse di quella esaminata.

### **Parametri caratteristici dal punto di vista energetico**

Un amplificatore è un sistema che riceve e fornisce energia all'ambiente esterno.

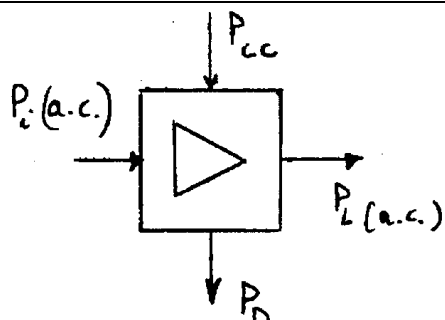
In particolare riceve la maggior parte dell'energia dall'alimentazione continua ( $P_{CC}$ ), energia indispensabile per consentire il funzionamento; una parte molto ridotta gli è pure fornita dal generatore che alimenta il suo ingresso ( $P_{i(a.c.)}$ ).

L'energia assorbita in parte va come energia utile al carico ( $P_{L(a.c.)}$ ) ed in parte viene dissipata sottoforma di calore ( $P_D$ ), la illustra gli scambi di energia. appena illustrati.

I parametri utilizzati per caratterizzare questi scambi energetici sono:

- Il **rendimento di conversione**  $\eta_c$ , definito come rapporto fra potenza utile al carico e potenza assorbita dall'alimentazione continua:

$$\eta_c = \frac{P_{L(a.c.)}}{P_{CC}} \leq 1$$



**Fig. 1 Scambi di energia in un amplificatore**

Il rendimento al massimo vale uno, situazione del tutto ideale in quanto indicherebbe assenza di potenza persa in varie forme.

- La **figura di merito F** definita come rapporto fra potenza dissipata da ogni singolo transistor e potenza utile al carico:

$$F = \frac{P_D}{P_{L(a.c.)}} \geq 0$$

più la figura di merito è piccola e migliore è l'amplificatore dal punto di vista energetico (assenza di potenza dissipata sui transistori).

### Classificazione degli amplificatori di potenza

Gli amplificatori di potenza possono essere distinti in diverse **classi di funzionamento**, in relazione alle **condizioni di polarizzazione** dei transistori componenti lo stadio finale, ossia lo stadio amplificatore che pilota il carico.

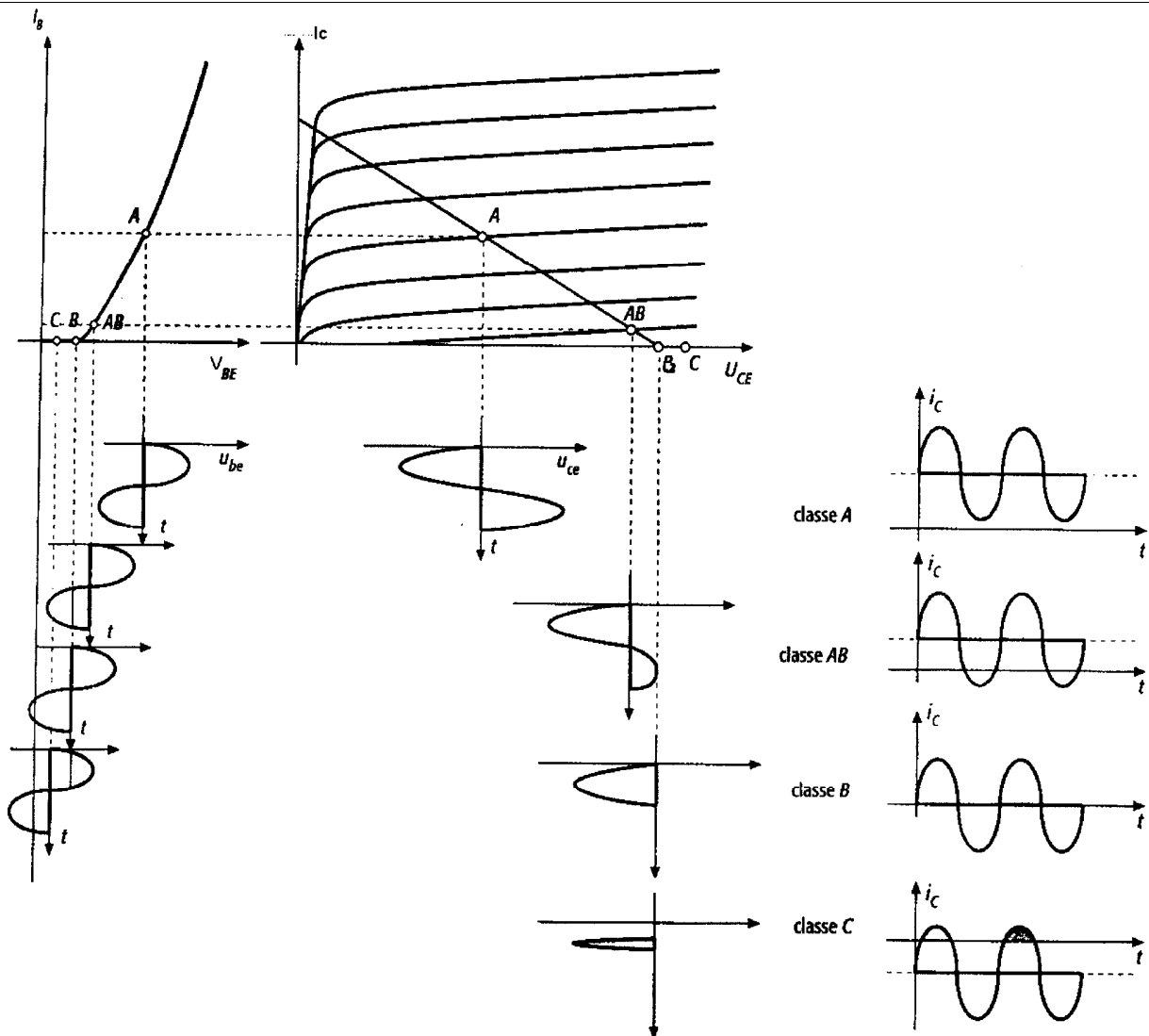


Fig. 2 Classificazione amplificatori di potenza

## Classe A

I transistori componenti lo stadio finale sono polarizzati al centro della regione attiva, cosicché in presenza di segnale sinusoidale attraverso il dispositivo vi è sempre circolazione di corrente o, in altre parole, la corrente circola attraverso il dispositivo per un intero periodo del segnale d'ingresso o ancora l'angolo di circolazione della corrente è di 360 gradi.

Questa categoria comprende tutti gli amplificatori per piccoli segnali (EC, BC, CC).

### Caratteristiche principali

Dal punto di vista tecnico le sue caratteristiche principali sono:

- Bassissima distorsione, perciò questa classe è molto utilizzata in amplificatori ad altissima fedeltà.
- Ridotto rendimento di conversione, infatti il rendimento teorico massimo è  $\eta_c=25\%$ , il che vuol dire che solo un quarto della potenza assorbita si trasforma in potenza utile.

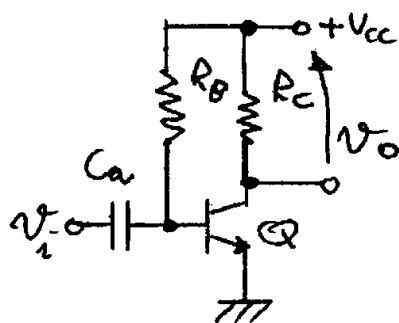


Fig. 3 Amplificatore di potenza in classe A

- Elevata figura di merito, infatti risulta  $F=2$ , ovvero il transistor si trova a dissipare il doppio della potenza utile erogata al carico.
- Altra caratteristica particolare è che la potenza massima dissipata dai transistori si ha in assenza di segnale applicato in ingresso.

La classe A è **ottima** dal punto di vista delle **prestazioni** ma **molto scadente** dal punto di vista **energetico**, cosicché il suo utilizzo è limitato ad applicazioni a bassa potenza o particolarmente sofisticate e costose (altissima fedeltà).

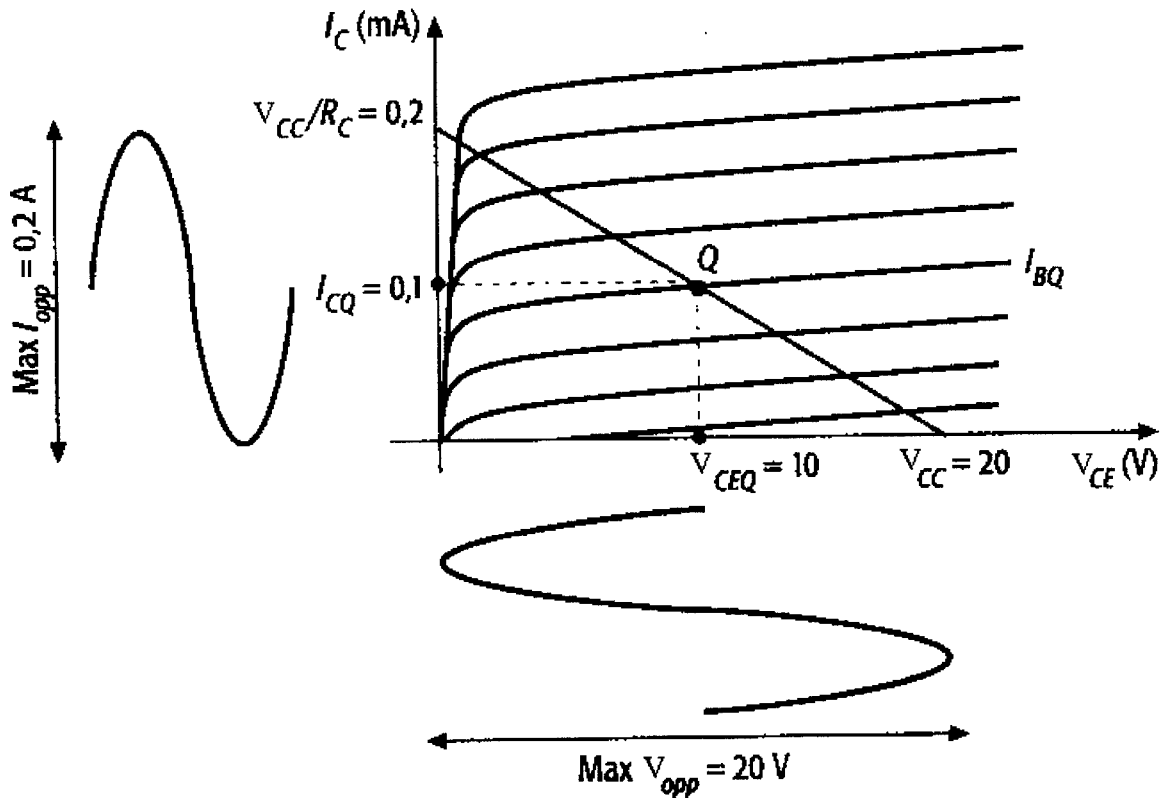


Fig. 4 Amplificatore in classe A: polarizzazione e forme d'onda principali.

#### Determinazione $\eta_c$ amplificatori in classe A

Con riferimento allo schema di e alle forme d'onda di Fig. 4, considerando segnali sinusoidali, determiniamo le grandezze che definiscono i parametri che ci interessano:

$$\text{Eq. 1 } P_{L(a.c.)} = V_{Leff} I_{Leff} = \frac{V_{Lp}}{\sqrt{2}} \frac{I_{Lp}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{Lp} I_{Lp}}{2}$$

la potenza sul carico conviene esprimerla in termini di valori di picco in quanto il valore di picco è più facilmente valutabile con l'oscilloscopio, piuttosto che il valore efficace.

La potenza sul carico può essere espressa anche in funzione della resistenza di carico secondo la seguente relazione:

$$\text{Eq. 2 } P_{L(a.c.)} = \frac{V_{Leff}^2}{R_L} = \frac{V_{Lp}^2}{2R_L}$$

La potenza assorbita dall'alimentazione vale:  $P_{CC} = V_{CC} I_{CCmedia}$  dove  $I_{CCmedia}$  è la corrente media assorbita dall'alimentazione, data dalla somma delle correnti medie di base e di collettore del BJT, ma la corrente di base è normalmente trascurabile rispetto a quella di collettore, allora si ha  $I_{CCmedia} \approx I_{Cmedia}$  e

$$\text{Eq. 3 } P_{CC} \approx V_{CC} I_{Cmedia}$$

Dalla Fig. 4 si deduce che  $I_{CC\text{media}} = I_{CQ}$  e  $V_{LP} \cong V_{CEQ} = \frac{V_{CC}}{2}$ ,  $I_{LP} = I_{CQ}$ , ne segue:

$$P_{CC} = V_{CC} I_{CQ} \text{ e } P_{L(a.c.)} = \frac{V_{LP} I_{LP}}{2} = \frac{\frac{V_{CC}}{2} I_{CQ}}{2} = \frac{V_{CC} I_{CQ}}{4}$$

il rendimento di conversione risulta:

$$\eta_c = \frac{P_{L(a.c.)}}{P_{CC}} = \frac{\frac{V_{CC} I_{CQ}}{4}}{V_{CC} I_{CQ}} = \frac{1}{4} = 0.25 = 25\%$$

### Determinazione F amplificatori in classe A

Per determinare F è necessario determinare la potenza massima dissipata dal BJT, questa si può esprimere come segue:

$$P_D = P_{CC} - P_L$$

Dove  $P_L$  è la potenza totale assorbita dal carico, costituita da una parte in a.c. (potenza utile) e da una parte in corrente continua (potenza non utile per amplificatori audio). La potenza dissipata diventa:

$$P_D = P_{CC} - (P_{L(a.c.)} + P_{L(d.c.)}) = V_{CC} I_{CQ} - \left( \frac{V_{LP}^2}{2R_L} + V_{CEQ} I_{CQ} \right)$$

La potenza dissipata viene a dipendere dall'ampiezza del segnale di uscita, ossia  $P_D$  è una funzione di  $V_{LP}$ , di cui vogliamo trovare il massimo. Per trovare il massimo di una funzione l'analisi matematica ci insegna che è necessario procedere come segue:

1. ricavare la derivata prima della funzione  $f(x)$ ;
2. uguagliare a zero la funzione trovata  $f(x)$ ;
3. risolvere l'equazione, determinando così i valori della  $x_M$  che rendono massima o minima la  $f(x)$ ;
4. ricavare la derivata seconda della funzione  $f(x)$ ;
5. se la derivata seconda in  $x_M$  è maggiore di zero, allora in  $x_M$  vi è effettivamente un massimo.

Applichiamo al nostro caso il metodo, tenendo presente che la  $x$  è la  $V_{LP}$  e tutte le altre grandezze sono da considerare costanti:

◆ calcolo la derivata:

$$\frac{\partial P_D}{\partial V_{LP}} = \frac{\partial}{\partial V_{LP}} \left( V_{CC} I_{CQ} - \frac{V_{LP}^2}{2R_L} - V_{CEQ} I_{CQ} \right) = 0 - \frac{2V_{LP}}{2R_L} - 0 = -\frac{V_{LP}}{R_L}$$

◆ uguaglio a zero:

$$\frac{\partial P_D}{\partial V_{LP}} = 0 \rightarrow -\frac{V_{LP}}{R_L} = 0 \rightarrow V_{LP} = 0$$

◆ perciò la **potenza dissipata massima si ha in assenza di segnale** e vale:



$$P_D = V_{CC} I_{CQ} - 0 = V_{CEQ} I_{CQ} = V_{CC} I_{CQ} - \frac{V_{CC}}{2} I_{CQ} = \frac{V_{CC} I_{CQ}}{2}$$

$$F = \frac{P_D}{P_{L(a.c.)}} = \frac{\frac{V_{CC} I_{CQ}}{2}}{\frac{V_{CC} I_{CQ}}{4}} = 2$$

come volevasi dimostrare.

### Classe B

**I transistori componenti lo stadio finale sono polarizzati al limite fra regione attiva e regione di interdizione, cosicché in presenza di segnale sinusoidale attraverso il dispositivo vi è circolazione di corrente per un solo semiperiodo del segnale d'ingresso** o ancora l'angolo di circolazione della corrente è di 180 gradi.

È ovvio che per riprodurre l'intero segnale sinusoidale sono necessari due dispositivi, uno che riproduce la semionda positiva ed uno quella negativa, allo scopo si utilizzano specifiche configurazioni circuitali, tra le quali la più utilizzata è la configurazione **push-pull a simmetria complementare**.

Questa configurazione fa uso di due transistori BJT **complementari**, ossia un BJT NPN ed un BJT PNP con identiche caratteristiche elettriche (identico  $h_{FE}$ , identici parametri ibridi, identiche caratteristiche statiche, etc..), connessi come in Fig. 5

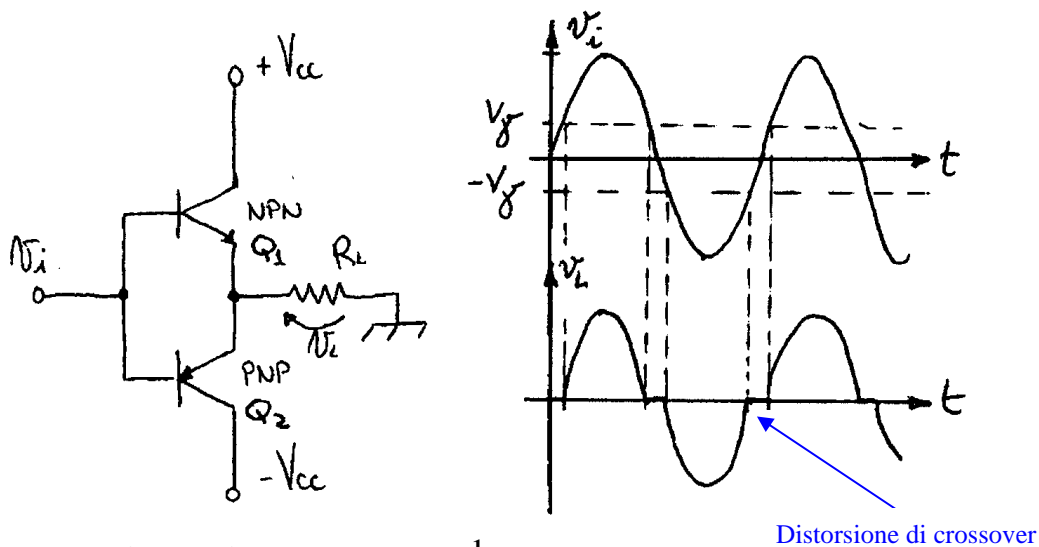


Fig. 5 Push-pull a simmetria complementare<sup>1</sup>

<sup>1</sup> I pignoli potrebbero far notare che il circuito a stretto rigore lavora in classe C e non in classe B in quanto i BJT sono polarizzati con  $V_{BE}=0$  e non con  $V_{BE}=V_{\gamma}$ , la cosa è vera ma nella pratica si considera ancora la classe B.

I super pignoli potrebbero pure far notare che se  $V_{BE}=V_{\gamma}$ , allora la distorsione di crossover scomparirebbe, a costoro ricordo che in prossimità di  $V_{BE}=V_{\gamma}$  la caratteristica d'ingresso del BJT ha una zona di ginocchio e quindi il crossover c'è, si vede e, soprattutto, si sente!

## Principio di funzionamento

A riposo, ossia in assenza di segnale  $v_i = 0$  i due BJT sono interdetti (il circuito che comprende le rispettive basi ed emettitore non presenta differenza di potenziale), sul carico non circola corrente, la tensione di uscita in continua è zero (cosa buona in quanto evitiamo le capacità di accoppiamento).

Si noti che mancando passaggio di corrente in continua, sia il rendimento che la figura di merito non potranno che averne benefici.

In presenza di segnale sinusoidale lo studio va suddiviso per le due semionde:

- **semionda positiva:** sulle basi dei due BJT vi è una polarità positiva rispetto alla massa, la giunzione BE del BJT NPN è polarizzata direttamente, mentre la giunzione BE del BJT PNP è polarizzata inversamente e quindi  $Q_2$  non può condurre mentre  $Q_1$  può condurre, ma questo succede solo quando la tensione d'ingresso supera la tensione di soglia  $V_\gamma$ . In uscita viene riprodotta solo la parte di semionda positiva di ampiezza eccedente la  $V_\gamma$ .
- **semionda negativa:** sulle basi dei due BJT vi è una polarità negativa rispetto alla massa, la giunzione BE del BJT NPN è polarizzata inversamente, mentre la giunzione BE del BJT PNP è polarizzata direttamente e quindi  $Q_2$  può condurre mentre  $Q_1$  non può condurre, ma questo succede solo quando la tensione d'ingresso supera la tensione di soglia  $V_\gamma$ . In uscita viene riprodotta solo la parte di semionda negativa di ampiezza eccedente la  $V_\gamma$ .

In uscita complessivamente il segnale d'ingresso è riprodotto quasi integralmente, infatti manca la parte compresa nella fascia  $\pm V_\gamma$ , vi è ancora una distorsione che viene chiamata **distorsione d'incrocio** o **distorsione di crossover**, la cui entità è ancora notevole ( $THD > 1\%$ ) e particolarmente fastidiosa soprattutto in campo audio.

Nonostante questo la configurazione, così come è stata illustrata viene utilizzata per applicazioni, quali il pilotaggio di motori o dispositivo elettromeccanici, dove la presenza della distorsione non è affatto importante.

## Caratteristiche principali

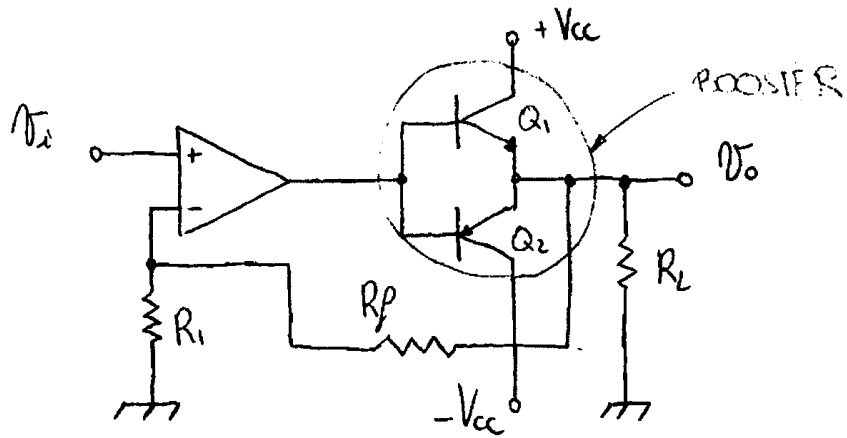
Dal punto di vista tecnico le sue caratteristiche principali sono:

- **Elevata distorsione**, per la presenza del crossover.
- **Elevato rendimento di conversione**, infatti il rendimento teorico massimo è  $\eta_c = 78,5\%$ .
- **Piccola figura di merito**, infatti risulta  $F = 0,2$

Per ridurre la distorsione e rendere utilizzabile in campo audio questa configurazione le soluzioni sono due:

- Introdurre una retroazione negativa.
- Passare alla classe AB.

Un esempio di utilizzo della retroazione per abbassare la distorsione si ha nel circuito di Fig. 6, dove lo stadio push-pull a simmetria complementare serve per aumentare la potenza di uscita dell'op-amp, funzione che nel linguaggio dell'elettronica è indicata con il termine di "booster".



**Fig. 6** Amplificatore in classe B con retroazione negativa per ridurre la distorsione.

## Classe AB

I transistori componenti lo stadio finale sono polarizzati in lieve conduzione, cosicché in presenza di segnale sinusoidale attraverso il dispositivo vi è circolazione di corrente per più di un semiperiodo del segnale d'ingresso, l'angolo di circolazione della corrente è compreso fra 180 e 360 gradi.

È ovvio che per riprodurre l'intero segnale sinusoidale sono necessari ancora due dispositivi, uno che riproduce la semionda positiva ed uno quella negativa, allo scopo si utilizza ancora la configurazione **push-pull a simmetria complementare**, modificata come in figura:

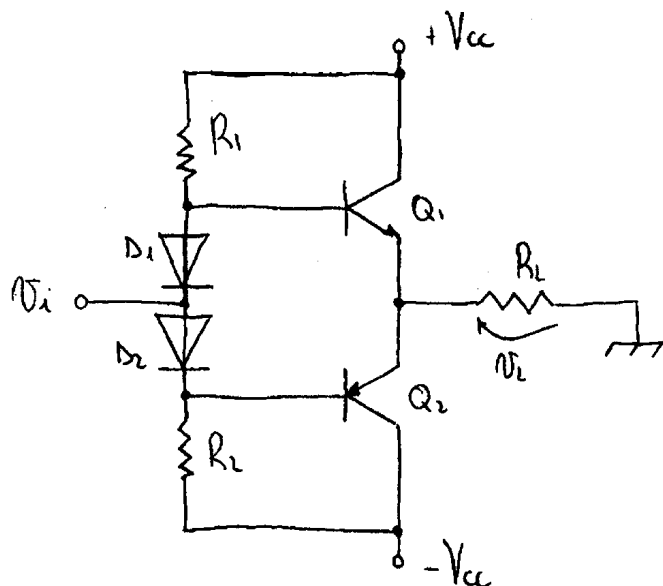


Fig. 7 Stadio push-pull a simmetria complementare in classe AB

Grazie alla presenza dei due diodi i BJT sono in lieve conduzione anche in assenza di segnale, per cui appena viene applicato un segnale comunque piccolo, questi viene riprodotto completamente in uscita, la distorsione di crossover è scomparsa.

Normalmente è presente un trimmer al posto o in aggiunta alle due resistenze di base presenti, il cui scopo è quello di consentire di variare la corrente attraverso i diodi, quindi la tensione ai loro capi e di conseguenza la polarizzazione dei due BJT, esiste infatti una condizione di polarizzazione ottima in cui la distorsione di crossover è la minima possibile.

I due diodi svolgono pure un'importante funzione di stabilizzazione del punto di lavoro dei due dispositivi al variare della temperatura.

Negli amplificatori di potenza i transistori possono subire variazioni di temperatura notevoli, si può passare dalla temperatura ambiente con amplificatore a basso volume, a temperature di 150°C con amplificatore a piena potenza, queste escursioni di temperatura causano un forte cambiamento delle caratteristiche dei dispositivi ed in particolare della  $V_{BE}$ .

La  $V_{BE}$  diminuisce all'aumentare della temperatura, per cui se la tensione di polarizzazione fra le due basi dei BJT non diminuisce anch'essa, si può avere un incremento della corrente di base e della corrente di collettore che se va bene cambia solo il punto di lavoro e lo sposta dalla posizione ottima, se va male si innesca un processo di continuo aumento delle correnti che può portare alla distruzione dei BJT (il fenomeno è noto con il nome di *breakdown termico*).

Se sono presenti i diodi e questi sono posti a stretto contatto termico con i due BJT, all'aumentare della temperatura anch'essi diminuiscono la tensione ai loro capi, quindi la tensione di polarizzazione dei BJT con il risultato di far rimanere invariata la corrente attraverso i BJT.

### Caratteristiche principali

La classe AB presenta una **distorsione più contenuta del classe B**, a prezzo però di un **minore rendimento di conversione** ( $\eta_c = 50-60\%$ ), la **figura di merito** resta **pressoché invariata**.

Questa classe è la più utilizzata in campo audio.

### Curiosità

Nel campo degli amplificatori a valvole si distinguono due tipi di classi AB:

**Classe AB1:** Termine che viene impiegato negli amplificatori a valvole in classe AB per indicare che non c'è passaggio di corrente di griglia.

**Classe AB2:** Termine che viene impiegato negli amplificatori a valvole in classe AB per indicare il passaggio di corrente di griglia, cioè la griglia lavora anche per tensioni positive (rispetto al catodo).

## Classe C

I transistori componenti lo stadio finale sono polarizzati in piena regione di interdizione, cosicché in presenza di segnale sinusoidale attraverso il dispositivo vi è circolazione di corrente per meno di un semiperiodo del segnale d'ingresso o ancora l'angolo di circolazione della corrente è minore di 180 gradi.

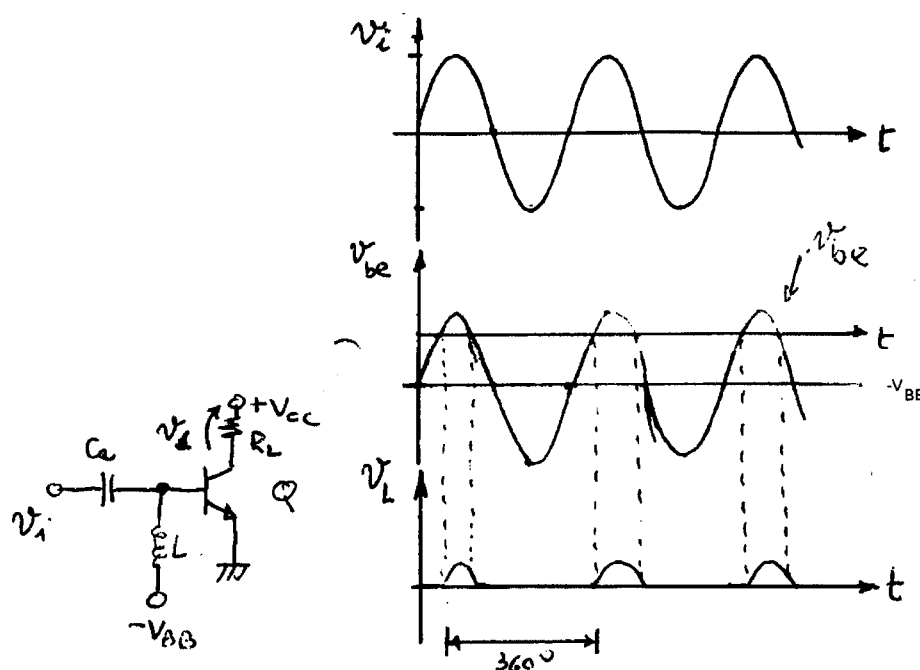


Fig. 8 Amplificatore in classe C: schema e forme d'onda principali

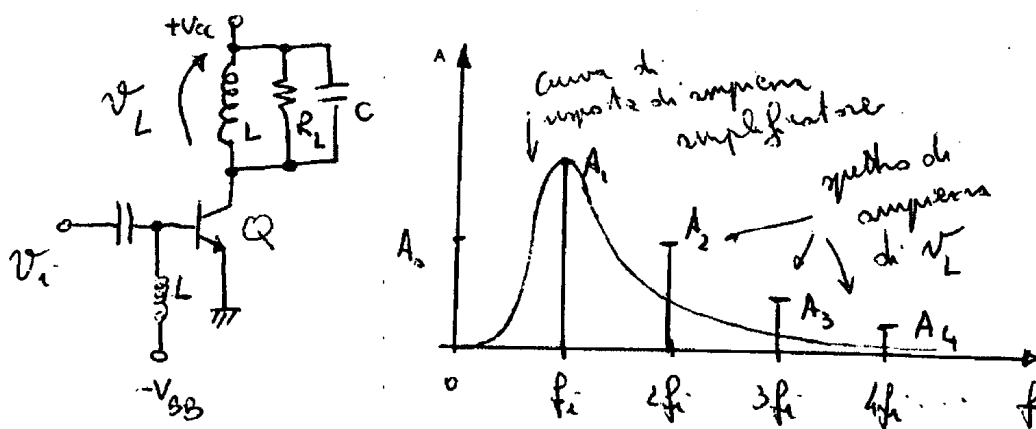
Per evidenziare alcuni problemi consideriamo il circuito di Fig. 8. A prima vista sembra un normale amplificatore EC con capacità di accoppiamento d'ingresso ma, guardando più attentamente, si nota una tensione negativa collegata alla base. Tale tensione mantiene  $Q$  in regione di interdizione quindi con  $I_B = I_C = I_E = 0$  e  $V_{BE} = -V_{BB} < V_{\gamma}$ .

In presenza di segnale sinusoidale in ingresso la  $v_{be}$ , varia con legge pure sinusoidale.

Se l'ampiezza di  $v_i$  è sufficientemente elevata, si può avere la conduzione di  $Q$  per brevi intervalli di tempo. La tensione ai capi del carico risulta quella di Fig. 8.

È evidente la fortissima distorsione introdotta, si pone perciò il problema di rimediare a questa in qualche modo. La tensione di uscita è periodica non sinusoidale, perciò esprimibile come somma di armoniche, di cui la fondamentale è sinusoidale e con identico periodo del segnale d'ingresso, in altri termini la fondamentale è il segnale d'ingresso amplificato in potenza e non distorto, ossia proprio ciò che desideriamo ottenere in uscita. Si devono, perciò eliminare le armoniche indesiderate e ciò è facilmente possibile ricorrendo ad un circuito risonante o ad un qualunque altro circuito selettivo.

Possiamo così disegnare un possibile schema di amplificatore in classe C (vedi Fig. 9)



**Fig. 9 Amplificatore in classe C: schema con filtro e spettro dei segnale di uscita**

In parallelo al carico è posto un gruppo LC che costituisce un circuito risonante parallelo con frequenza di risonanza coincidente con la frequenza del segnale periodico  $v_i$  da amplificare. La selettività  $Q$  del circuito risonante deve garantire una buona attenuazione delle varie armoniche ed in particolare della seconda, per garantire una bassa distorsione.

Nonostante questi accorgimenti la distorsione introdotta è decisamente superiore a quella introdotta dagli amplificatori in classe A, AB e B, in compenso il rendimento di conversione è molto elevato e dipende sostanzialmente dall'intervallo di conduzione, più è piccolo e più il rendimento è elevato.

Questi amplificatori sono usati particolarmente in alta frequenza nei trasmettitori FM ed in tutte quelle applicazioni in cui l'ampiezza del segnale è costante e la BW richiesta è piccola. Non è adatto per amplificatori di segnali AM, SSB o comunque ad ampiezza variabile in modo sensibile, infatti in questo caso viene a mancare la relazione di proporzionalità diretta fra segnale d'ingresso e armonica fondamentale del segnale di uscita, in pratica nasce una nuova distorsione non eliminabile con gli accorgimenti visti.

### Caratteristiche principali

Dal punto di vista tecnico le sue caratteristiche principali sono:

- ◆ Elevata distorsione.
- ◆ Elevato rendimento di conversione, infatti il rendimento in pratica varia dal 60% all'85%
- ◆ Piccola figura di merito, infatti risulta  $F=0,2$ .
- ◆ É utilizzata in particolare per radiofrequenze (amplificatori di segnali FM o portanti sinusoidali)

### **Altre classi**

Nel campo degli amplificatori di potenza sono stati introdotti vari accorgimenti per migliorare il comportamento in termini energetici, alcuni di questi sono stati identificati con un nuovo tipo di classe anche se così non si potrebbero definire per come è stata definita la classificazione.

Si riporta per curiosità una rassegna delle più diffuse.

N.B. il materiale è stato tratto dalla voce “Amplificatori (Elettronica)” da Wikipedia

### **Classe D (o anche Classe S)**

Amplificatori a commutazione che amplificano un segnale digitale. l'efficienza teorica è del 100%. Data la massima efficienza il loro uso è nell'elettronica di alta potenza. Spesso sono usati come amplificatori audio ma hanno bisogno di un modulatore d'ingresso PWM e di un circuito integratore d'uscita che ne limita la banda passante superiore.

### **Classe E**

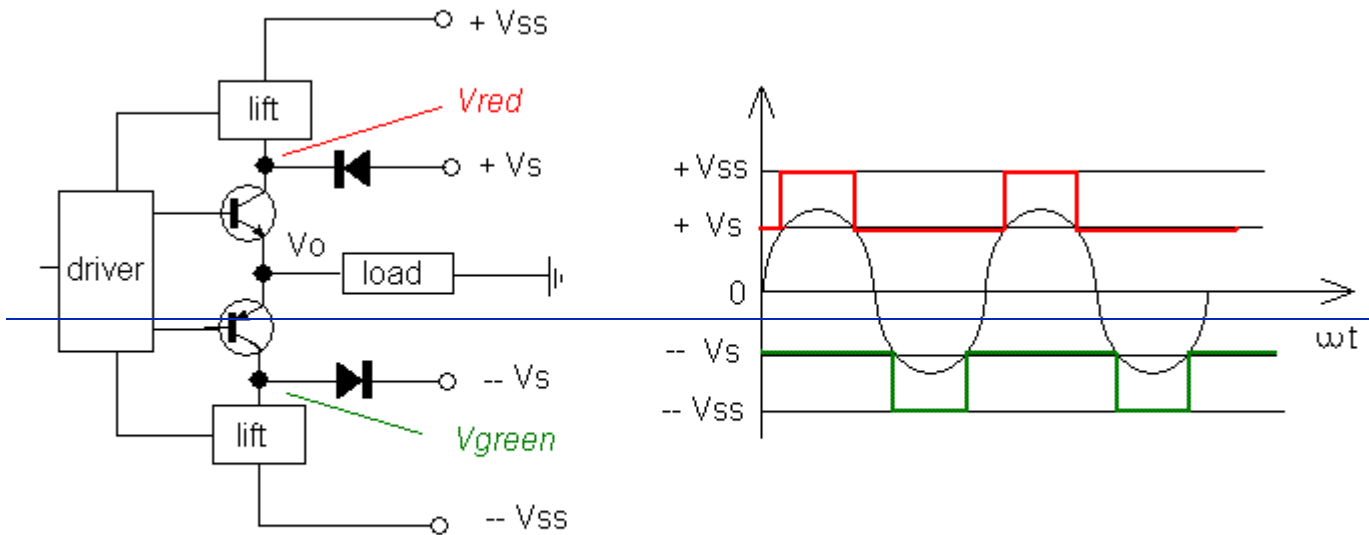
~~Amplificatore switching ad alta efficienza per radio frequenza, brevettato nel 1976.~~

~~Un unico transistor agisce da interruttore, collegato attraverso un'induttanza all'alimentazione e attraverso una rete LC al carico. La rete di carico modula le forme d'onda di corrente e tensione al fine di evitare un'elevata dissipazione di potenza nel transistor. In pratica, in qualsiasi istante almeno una tra tensione e corrente ha valore basso, e il prodotto delle due è minimizzato. Una grossa capacità posta in parallelo al transistor evita che il segnale RF si diffonda all'alimentazione. A parità di transistor, frequenza e potenza d'uscita è più efficiente di un classe B o di un classe C. Il contenuto armonico è simile a quello di un classe B.~~

### **Classe G**

~~Amplificatori in classe AB a cui è stato aggiunto un commutatore della tensione di alimentazione sugli stadi finali. Il passaggio fra alimentazione a bassa tensione e alimentazione a tensione più elevata è dato dall'ampiezza del segnale d'ingresso. La massima efficienza teorica è del 85,9%~~



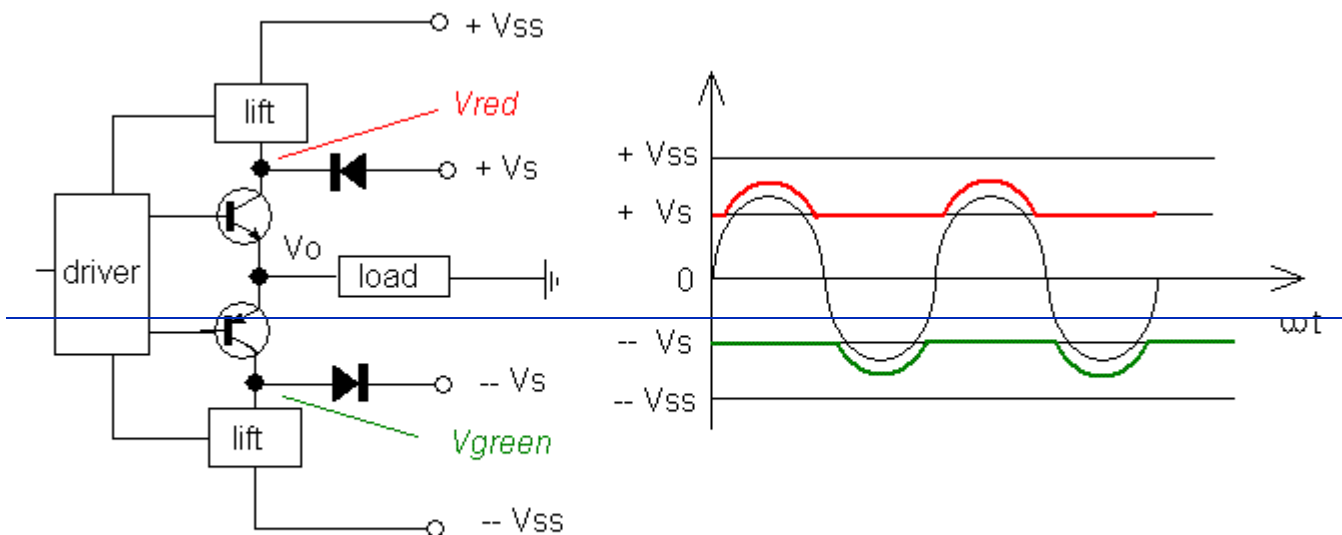


### Amplificatore in Classe G

#### Classe H

Amplificatore in classe AB con tensione di alimentazione variabile con continuità a partire da un minimo fisso. La variazione della tensione è determinata dal segnale d'ingresso. La massima efficienza è maggiore dell' 85.9 % ma minore del 100%.

Inizialmente la classe H era realizzata aggiungendo alla Classe G più commutatori di tensione, per approssimare l'involuppo della sinusoide.



### Amplificatore in Classe H

#### Classe T

Marchio registrato da ~~TriPath Company~~.

~~È un amplificatore in classe D dove il modulatore PWM segue un algoritmo proprietario che riduce la distorsione.~~

### **Classe Z**

Marchio registrato da ~~Zetex Company~~.

~~È un amplificatore digitale con un circuito di controreazione digitale~~

## La configurazione a ponte

La potenza di uscita di un amplificatore di potenza è in stretta relazione con la tensione di alimentazione adottata ed il valore della resistenza di carico, nella pratica vi sono numerose applicazioni dove sia la tensione di alimentazione che la resistenza di carico sono fissati a valori ben precisi si pone per questi casi la necessità di escogitare configurazioni che consentano di aumentare la potenza erogata.

Un esempio classico è dato dagli amplificatori per autoradio, per i quali la tensione di alimentazione è fissata a 13.2 V, pari alla tensione di batteria con motore dell'automobile in moto, mentre la resistenza di carico è di 4  $\Omega$ , impedenza tipica di tutti gli altoparlanti per auto.

In questo caso la potenza massima erogabile risulta:

$$P_{L(a.c.)} = \frac{V_{LP}^2}{2R_L} = \frac{\left(\frac{V_{CC}}{2}\right)^2}{2R_L} = \frac{(13.2/2)^2}{2 \cdot 4} = 5.45W \text{ potenza ritenuta abbastanza modesta.}$$

Per incrementare la potenza di uscita si può ricorrere alla configurazione a ponte illustrata schematicamente nella Fig. 10. I due blocchi A1 e A2 sono costituiti da due amplificatori di potenza uguali, mentre A3 è un amplificatore invertente con guadagno unitario.

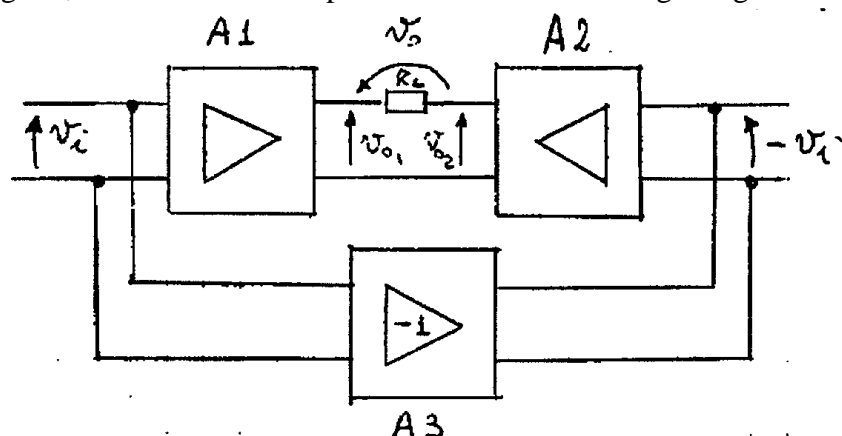


Fig. 10 Configurazione a ponte

La tensione ai capi del carico in queste condizioni vale:

$$v_o = v_{o1} - v_{o2} = v_{o1} - (-v_{o1}) = 2v_{o1}$$

in pratica con questa configurazione, senza variare la tensione di alimentazione, si riesce a raddoppiare la tensione ai capi del carico, ossia a quadruplicare la potenza ai capi del carico. Con riferimento al caso dell'amplificatore per autoradio la potenza di uscita massima passa da 5.45 W a 21.8 W valore decisamente più elevato.

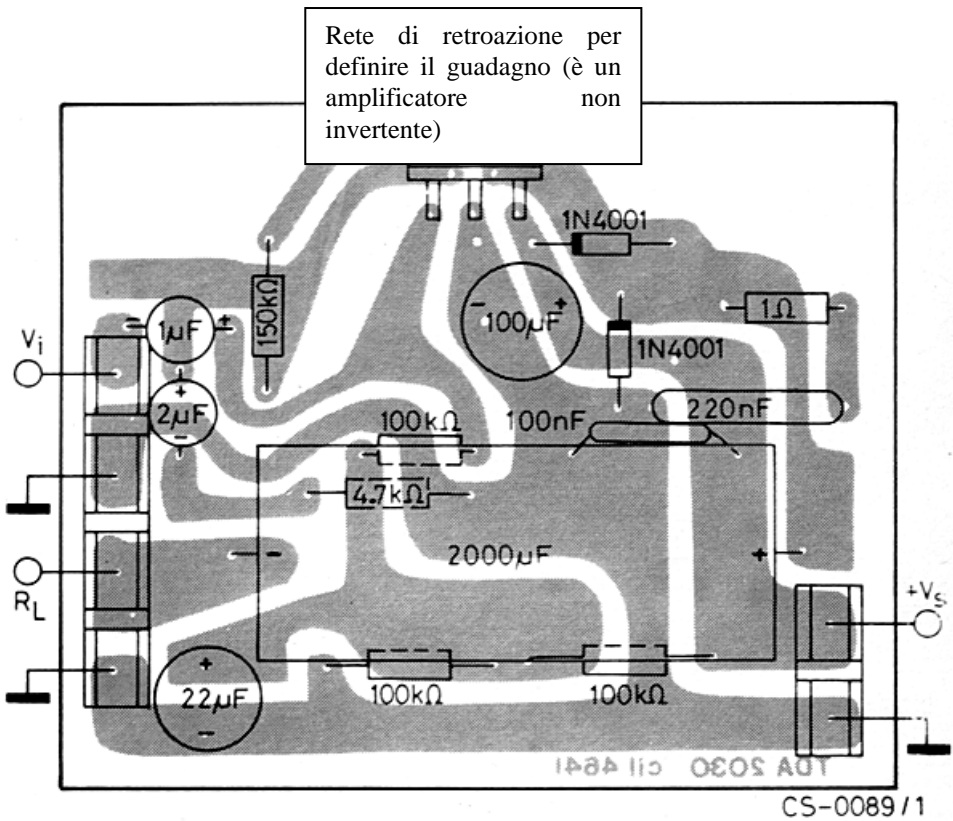
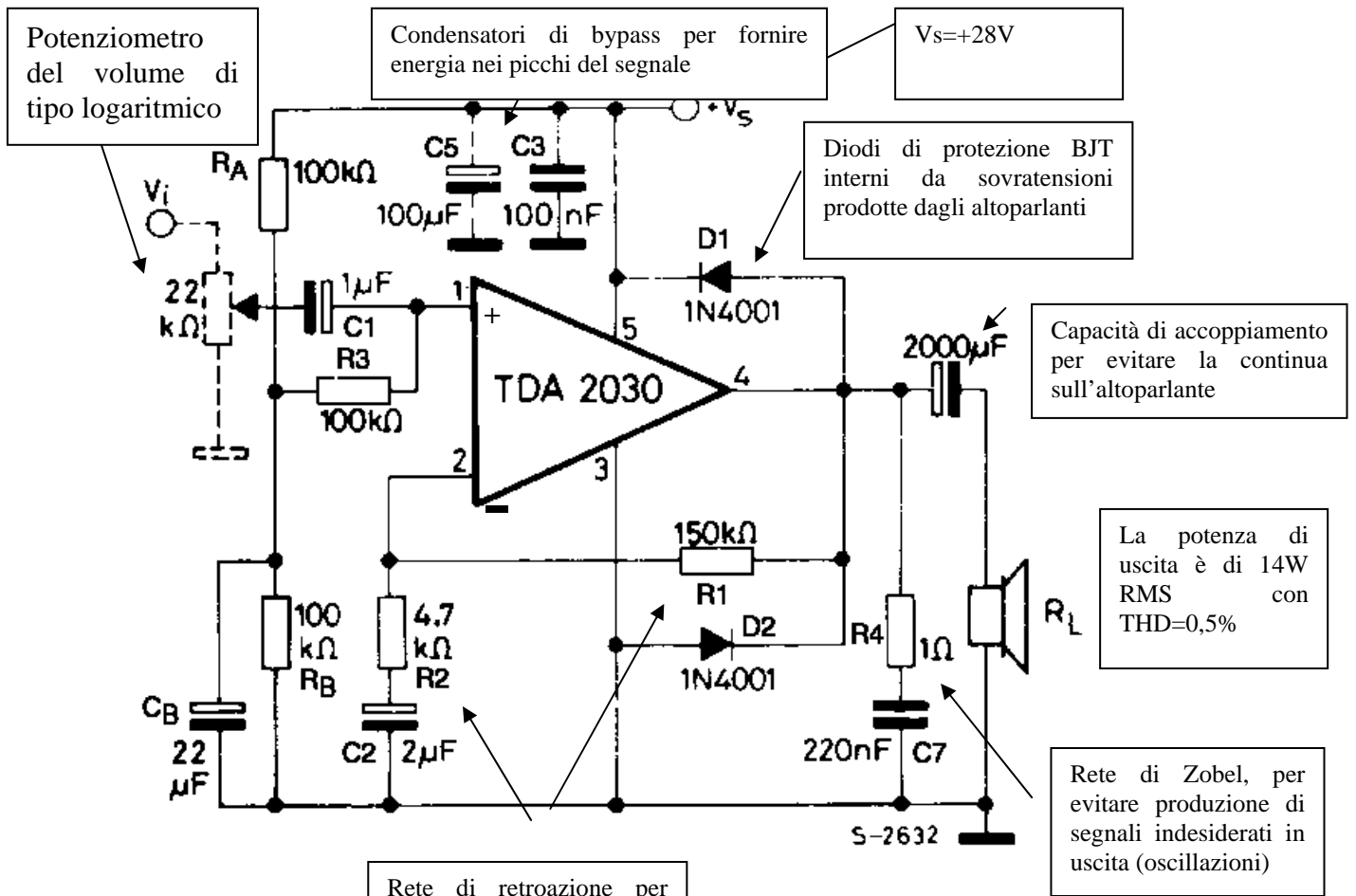
L'aumento di potenza è stato ottenuto a prezzo di una complicazione circuitale, sono infatti necessari due amplificatori di potenza invece che uno.

Si noti, ciascun amplificatore deve essere in grado di erogare singolarmente almeno metà della potenza fornita al carico, in altre parole se dispongo di due amplificatori di uguale potenza P, collegandoli a ponte riesco ad ottenere in uscita una potenza solamente doppia.

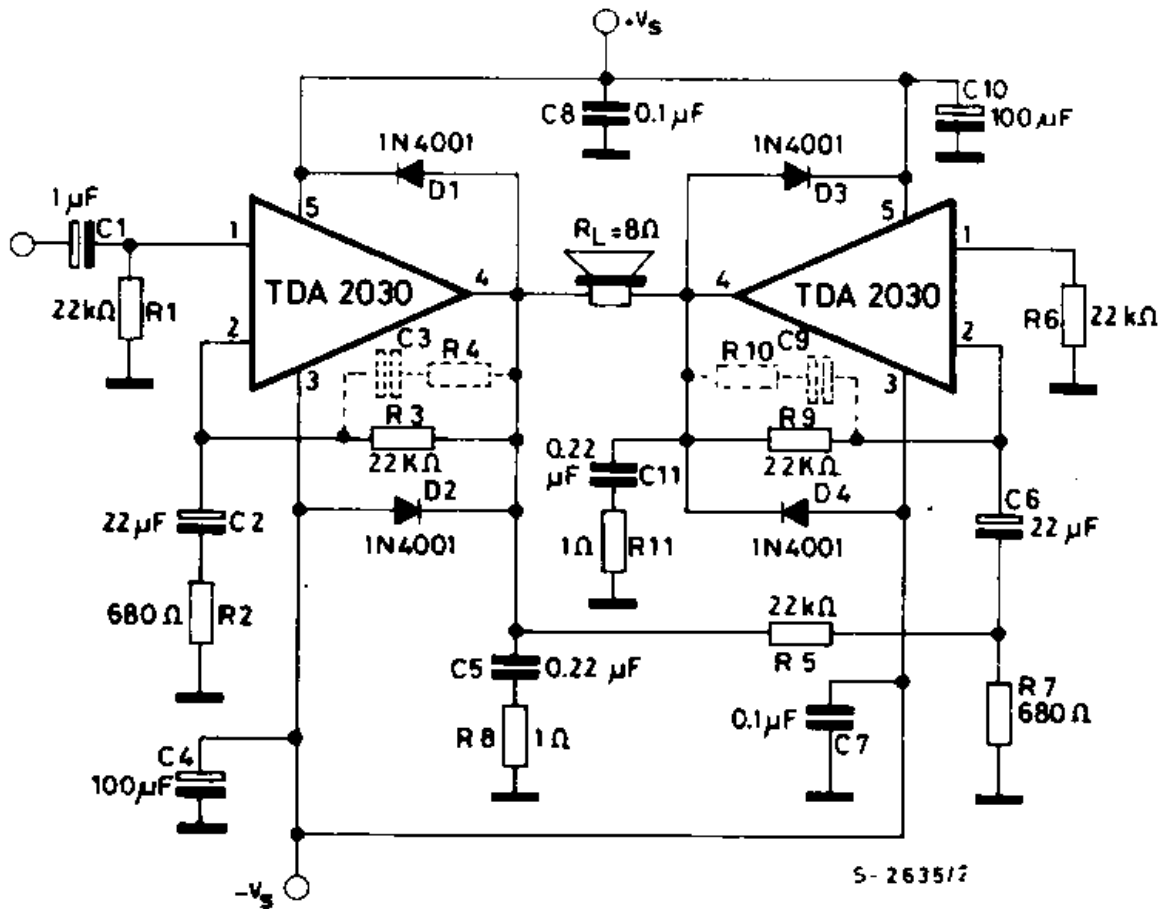
La configurazione a ponte è molto utilizzata per amplificatori per audiofrequenze e per amplificatori per il pilotaggio di motori o altri dispositivo elettromeccanici.



**Esempio di amplificatore integrato da 14 W**



### Esempio di stadio a ponte da 28 W



L'alimentazione è di  $\pm 14\text{V}$  continui, si noti che la potenza erogata è semplicemente il doppio della potenza erogata da ciascun amplificatore e non il quadruplo come sarebbe consentito dalla configurazione a ponte.

### ***Esempio di amplificatore audio da 500 W***

In Fig. 11 è rappresentato lo schema di un amplificatore per audiofrequenze con potenza di uscita di 500 W RMS, con stadio di uscita push pull a simmetria complementare in classe AB, che utilizza transistori MOSFET invece che BJT.

Descriviamo brevemente lo schema: innanzitutto tutto il circuito è a simmetria complementare, nel senso che c'è un gruppo di transistori, costituito da T1, T2, T7, T8, T11, T12, T13 che amplifica la semionda positiva ed un altro gruppo di transistori, costituito dai rimanenti tranne T5 e T6, che amplifica la semionda negativa, analizziamo il comportamento di un gruppo, quello dell'altro è esattamente analogo.

Partiamo dall'ingresso:

—— Il gruppo C1, R1 e R2, C2 costituiscono un filtro passa banda d'ingresso con il compito di limitare la banda dei segnali che arrivano all'amplificatore.

—— T1 e T2 costituiscono la coppia differenziale d'ingresso, con polarizzazione d'emettitore a generatore di corrente a BJT costituito da T6, le piccole resistenze di emettitore introducono una lieve retroazione negativa che riduce la distorsione introdotta dallo stadio in questione.

—— T7 e T8, costituiscono un amplificatore doppio carico seguito da un base comune (configurazione nel complesso chiamata *cascade*) che nel complesso costituiscono quello che viene chiamato *pilota (o driver)* dello stadio finale di potenza.

—— T11, T12, T13 costituiscono lo stadio di potenza in classe AB, i transistori sono collegati in parallelo per incrementare la corrente in uscita e quindi la potenza, si noti la presenza sul source (l'analogo dell'emettitore) di ogni Mosfet di una resistenza di piccolo valore, il cui compito è quello di garantire che la corrente si divida equamente tra i vari dispositivi e di stabilizzare il punto di lavoro. La resistenza è realizzata con quattro resistori per poter utilizzare componenti a bassa induttanza parassita, che purtroppo sono disponibili solo con piccola potenza.

—— La polarizzazione in classe AB è ottenuta grazie ai quattro diodi D3, D4, D5 e D6, due dei quali sono degli zener, in quanto la tensione di soglia dei Mosfet è molto più elevata che nei BJT (in pratica è dell'ordine di qualche Volt)

—— In uscita è presente la classica rete di Zobel costituita dal gruppo R59, C20, con lo scopo di ridurre la possibilità di autoscillazioni del circuito.

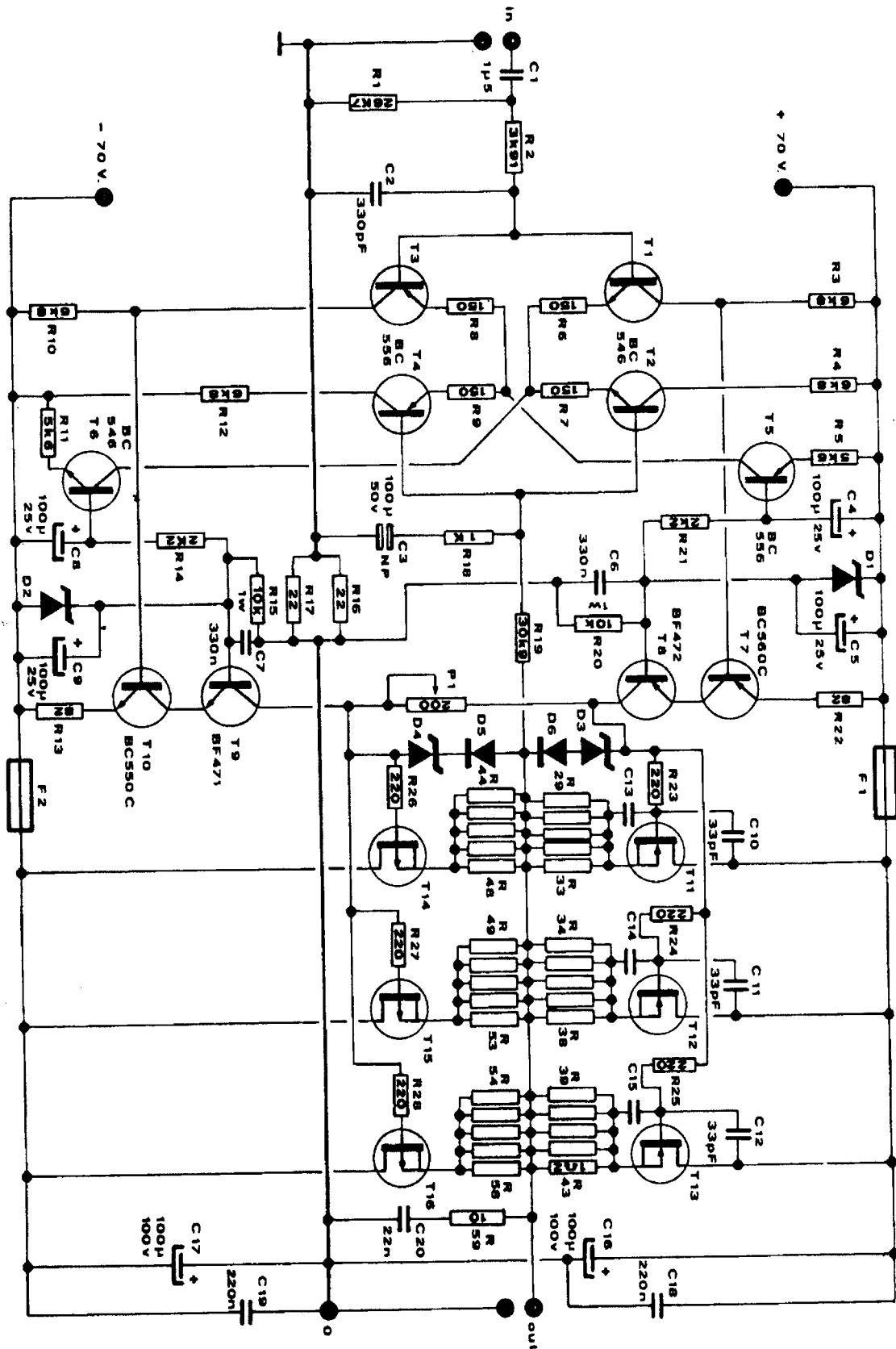


Fig. 11 Amplificatore di potenza a Mosfet da 500W



### ***Approfondimenti per i più curiosi***

Si riportano di seguito le definizioni di potenza musicale e potenza istantanea secondo le norme internazionali IEC.

#### **A.1 - MUSIC POWER CONCEPT**

~~MUSIC POWER is (according to the IEC clauses n.268-3 of Jan 83) the maximum power which the amplifier is capable of producing across the rated load resistance (regardless of non linearity) 1 sec after the application of a sinusoidal input signal of frequency 1 KHz.~~

~~According to this definition our method of measurement comprises the following steps:~~

- ~~-Set the voltage supply at the maximum operating value;~~
- ~~-Apply a input signal in the form of a 1 KHz tone burst of 1 sec duration: the repetition period of the signal pulses is 60 sec;~~
- ~~-The output voltage is measured 1 sec from the start of the pulse;~~
- ~~-Increase the input voltage until the output signal shows a THD= 1 0%;~~
- ~~-The music power is then  $V_{out}^2 / R_L$ , where  $V_{out}$  is the output voltage measured in the condition of point 4 and  $R_L$  is the rated load impedance;~~

~~The target of this method is to avoid excessive dissipation in the amplifier.~~

#### **A.2 - INSTANTANEOUS POWER**

~~Another power measurement (MAXIMUM INSTANTANEOUS OUTPUT POWER) was proposed by IEC in 1988 (IEC publication 268-3 sub clause 19.A).~~

~~We give here only a brief extract of the concept, and a circuit useful for the measurement.~~

~~The supply voltage is set at the maximum operating value. The test signal consists of a sinusoidal signal whose frequency is 20 Hz, to which are added alternate positive and negative pulses of 50 ms duration and 500 Hz repetition rate. The amplitude of the 20 Hz signal is chosen to drive the amplifier to its voltage clipping limits, while the amplitude of the pulses takes the amplifier alternately into its current overload limits.~~

## I comparatori

### Sommario argomenti trattati

I comparatori .....	1
Comparatore non invertente con op-amp .....	1
Comparatore invertente con op-amp .....	2
Il comparatore con isteresi invertente o trigger di Schmitt invertente .....	4
<del>Il comparatore con isteresi non invertente o trigger di Schmitt non invertente .....</del>	<del>5</del>
Il comparatore con isteresi e senza isteresi in presenza di rumore .....	7
I comparatori con uscita a collettore aperto .....	7
Caratteristiche Comparatori Integrati .....	9

Un **comparatore** è un circuito che confronta due segnali applicati in ingresso e fornisce in uscita un segnale a due livelli, detti alto e basso (*High and Low*), dipendentemente dall'esito del confronto.

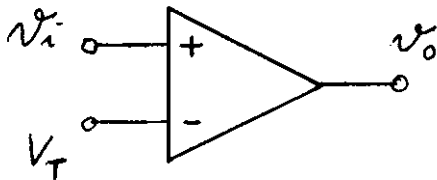
Il comparatore, dunque, è un circuito a ponte fra il mondo analogico e digitale, infatti riceve in ingresso segnali di tipo analogico e fornisce in uscita un segnale di tipo digitale.

In molte applicazioni, una delle tensioni applicate in ingresso è costante o lentamente variabile e viene indicata con il termine **tensione di soglia** (*threshold voltage*) o **tensione di scatto** (*trigger voltage*) o tensione di confronto.

Un modo semplice per ottenere un comparatore è quello di utilizzare un op-amp, vediamo un esempio.

### Comparatore non invertente con op-amp

Con riferimento al circuito di figura, nell'ipotesi di op-amp ideale, si ha:



**Fig. 1 Comparatore non invertente**

Se  $v_i > V_T$  allora  $v_o = A_d(v_+ - v_-) = A_d(v_i - V_T) > 0$ , nell'ipotesi di op-amp ideale, il guadagno  $A_d$  è infinito, allora la tensione di uscita tende ad assumere un valore positivo idealmente infinito, in pratica il valore positivo massimo possibile per l'op-amp, ossia la tensione di saturazione positiva  $V_{omax}$  (normalmente  $+V_{cc}$ ), valore che in questa situazione preferiamo indicare con  $V_{OH}$ .

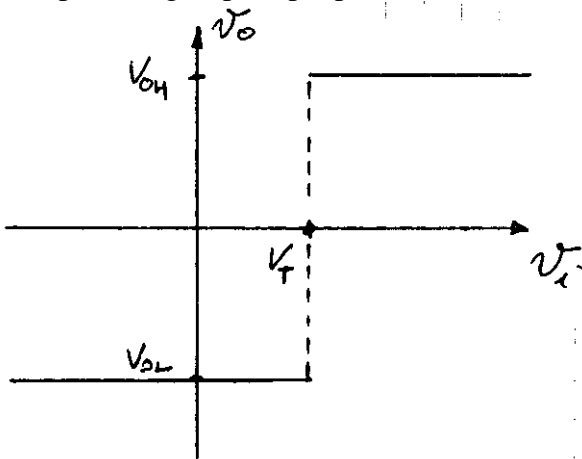
Se  $v_i < V_T$  allora  $v_o = A_d(v_+ - v_-) = A_d(v_i - V_T) < 0$ , nell'ipotesi di op-amp ideale, il guadagno  $A_d$  è infinito, allora la tensione di uscita tende ad assumere un valore negativo idealmente infinito, in pratica il valore negativo massimo possibile per l'op-amp, ossia la tensione di saturazione negativa  $V_{omin}$  (normalmente  $-V_{cc}$ ), valore che in questa situazione preferiamo indicare con  $V_{OL}$ .

Queste due semplici considerazioni ci permettono di affermare che **il circuito è un comparatore**.

Esiste, però una terza situazione da considerare:

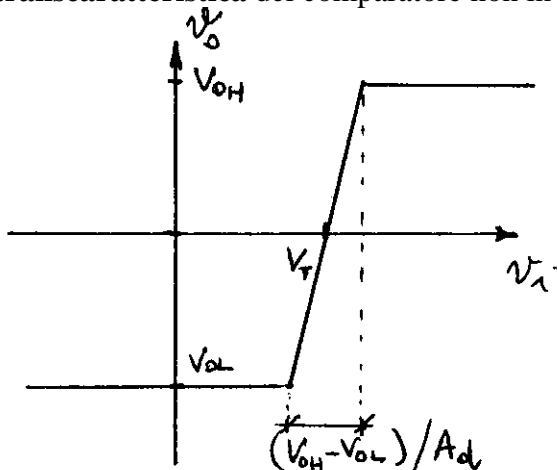
Se  $v_i = V_T$  allora  $v_o = A_d(v_+ - v_-) = A_d(v_i - V_T) = 0$ , si ha un terzo livello in uscita né alto né basso, il che non è accettabile se il segnale di uscita deve essere digitale (il segnale non sarebbe correttamente interpretato dal circuito digitale). Questa situazione in molti casi non è un grosso problema, in quanto

la condizione di uguaglianza si verifica assai di rado e per tempi molto brevi se confrontati con i tempi di risposta degli op-amp e pertanto nella successiva analisi non ne terremo conto.



**Fig. 2** Transcaratteristica comparatore non invertente con op-amp ideale.

La relazione fra tensione d'ingresso e d'uscita può essere rappresentata su un grafico detto **transcaratteristica** del comparatore non invertente (vedi figura).



**Fig. 3** Transcaratteristica comparatore non invertente con op-amp reale.

Nel caso l'op-amp si consideri reale, ossia con guadagno finito, la transcaratteristica si modifica come in figura, con la nascita di un intervallo di valori della tensione di ingresso per cui la relazione fra ingresso ed uscita è lineare. In pratica vi è un intervallo di valori della tensione d'ingresso per cui il circuito si comporta da amplificatore e non più da comparatore, il che può essere fonte di malfunzionamenti, soprattutto in presenza di segnali lentamente variabili.

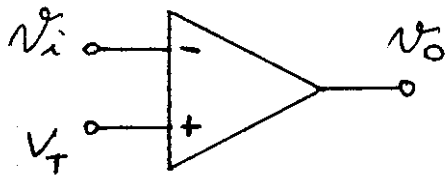
Fortunatamente l'intervallo di valori per cui si ha il comportamento da amplificatore è normalmente molto ridotto, per esempio nel caso di un classico 741 con  $A_d=100.000$ ,  $V_{OH}= 15V$  e  $V_{OL}= -15V$ , l'ampiezza dell'intervallo è di :  $(V_{OH} - V_{OL}) / A_d = 300\mu V$ .

#### **Nota**

Quando l'op-amp opera da comparatore, **non è valido il principio del corto circuito virtuale**, in quanto l'op-amp non lavora nella zona lineare, in cui si comporta da amplificatore, ma nelle regioni di saturazione positiva e negativa.

#### **Comparatore invertente con op-amp**

Con riferimento al circuito di figura, nell'ipotesi di op-amp ideale, si ha:



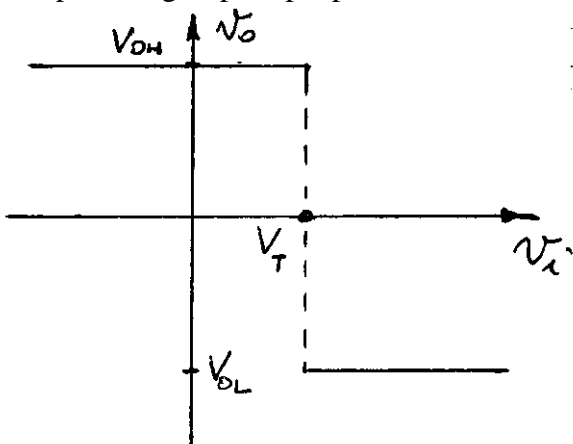
**Fig. 4 Comparatore invertente.**

Se  $v_i < V_T$  allora  $v_o = A_d(v_+ - v_-) = A_d(V_T - v_i) > 0$ , nell'ipotesi di op-amp ideale, il guadagno  $A_d$  è infinito, allora la tensione di uscita tende ad assumere un valore positivo idealmente infinito, in pratica il valore positivo massimo possibile per l'op-amp, ossia la tensione di saturazione positiva  $V_{omax}$  (normalmente  $+V_{cc}$ ), valore che in questa situazione preferiamo indicare con  $V_{OH}$ .

Se  $v_i > V_T$  allora  $v_o = A_d(v_+ - v_-) = A_d(V_T - v_i) < 0$ , nell'ipotesi di op-amp ideale, il guadagno  $A_d$  è infinito, allora la tensione di uscita tende ad assumere un valore negativo idealmente infinito, in pratica il valore negativo massimo possibile per l'op-amp, ossia la tensione di saturazione negativa  $V_{omin}$  (normalmente  $-V_{cc}$ ), valore che in questa situazione preferiamo indicare con  $V_{OL}$ .

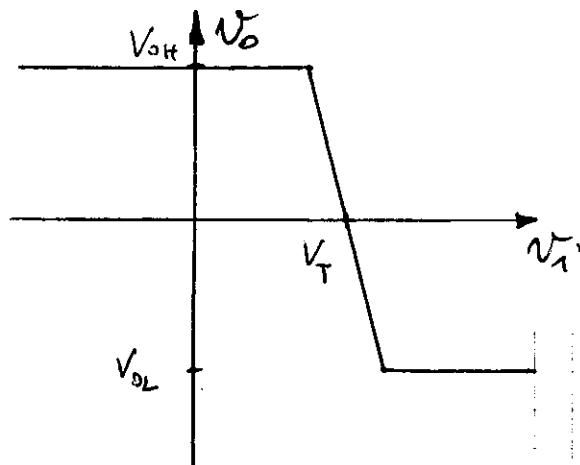
Queste due semplici considerazioni ci permettono di affermare che il circuito è un comparatore, anche in questo caso c'è una terza situazione da considerare:

Se  $v_i = V_T$  allora  $v_o = A_d(v_+ - v_-) = A_d(v_i - V_T) = 0$ , si ha un terzo livello in uscita né alto né basso, il che non è accettabile, se il segnale di uscita deve essere digitale (il segnale non sarebbe correttamente interpretato dal circuito digitale). Questa situazione in molti casi non è un grosso problema, in quanto la condizione di uguaglianza si verifica assai di rado e per tempi molto brevi se confrontati con i tempi di risposta degli op-amp e pertanto nella successiva analisi non ne terremo conto.



**Fig. 5 Transcaratteristica comparatore invertente con op-amp ideale.**

La relazione fra tensione d'ingresso e d'uscita può essere rappresentata su un grafico detto **transcaratteristica** del comparatore invertente (vedi figura).



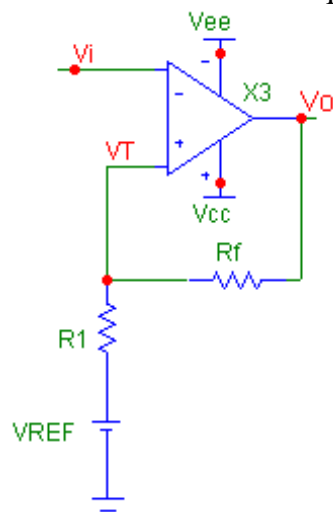
**Fig. 6** Transcaratteristica comparatore invertente con op-amp reale.

Nel caso l'op-amp si consideri reale, ossia con guadagno finito, la transcaratteristica si modifica come in figura, con la nascita di un intervallo di valori della tensione di ingresso per cui la relazione fra ingresso ed uscita è lineare, la situazione è perfettamente identica a quella vista per il comparatore non invertente, per cui valgono le stesse considerazioni precedentemente effettuate.

**Il comparatore con isteresi invertente o trigger di Schmitt invertente**

Per migliorare il comportamento del comparatore a singolo op-amp si è pensato di ricorrere alla retroazione positiva, infatti la retroazione positiva aumenta il guadagno, con conseguente riduzione della zona dove il circuito si comporta da amplificatore.

Uno schema che sfrutta questa idea si può vedere in figura



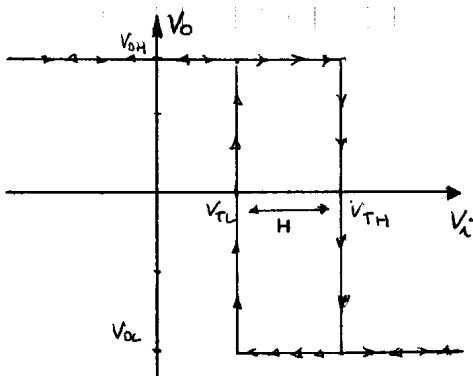
**Fig. 7** Trigger di Schmitt invertente

Per determinarne il comportamento consideriamo il circuito come un comparatore a semplice op-amp, in cui la tensione di trigger  $V_T$  dipende da una tensione esterna e dalla tensione di uscita  $V_o$ .

L'espressione della  $V_T$  si può ricavare con il teorema di Millman:

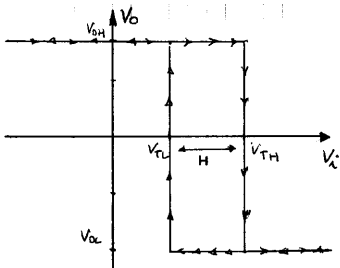
$$V_T = \frac{\frac{V_{REF}}{R_1} + \frac{V_o}{R_f}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_f}} = \frac{\frac{V_{REF}R_f + V_oR_1}{R_1R_f}}{\frac{R_f + R_1}{R_1R_f}} = \frac{V_{REF}R_f + V_oR_1}{R_f + R_1} \Rightarrow V_T = \frac{V_{REF}R_f}{R_f + R_1} + \frac{V_oR_1}{R_f + R_1}$$

ricordato che  $V_o$  può assumere solo i valori  $V_{OH}$  e  $V_{OL}$  si ottengono due valori per la tensione di trigger  $V_{TH}$  e  $V_{TL}$ , così definiti:



$$V_{TH} = \frac{V_{REF} R_f}{R_f + R_1} + \frac{V_{OH} R_1}{R_f + R_1}$$

$$V_{TL} = \frac{V_{REF} R_f}{R_f + R_1} + \frac{V_{OL} R_1}{R_f + R_1}$$



**Fig. 8** Transcaratteristica trigger di Schmitt

La transcaratteristica assume la forma di **Fig. 8** che è quella di un ciclo di isteresi e perciò il comparatore è detto con isteresi. Da notare la scomparsa della zona con comportamento da amplificatore e quindi superamento dei problemi del comparatore a semplice op-amp.

Nella figura è evidenziata la quantità  $H = V_{TH} - V_{TL}$  detta **isteresi** del comparatore e che vedremo mi quantifica l'immunità al rumore del comparatore (vedi più avanti).

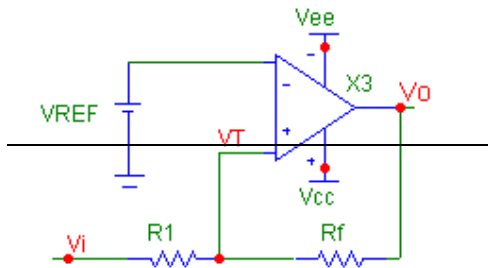
Ai fini del progetto è opportuno disporre di relazioni che mi definiscano i valori dei componenti, in funzione dei valori di tensione di trigger desiderati, tali relazioni si possono facilmente ricavare dalle relazioni precedenti ottenendo:

$$1 + \frac{R_f}{R_1} = \frac{(V_{OH} - V_{OL})}{H}$$

$$V_{REF} = \frac{V_{TH} + V_{TL}}{(V_{OH} - V_{OL}) - H} V_{OH} \approx \frac{V_{TH} - V_{TL}}{2} \text{ se } H \ll (V_{OH} - V_{OL}) \text{ come spesso risulta}$$

**Il comparatore con isteresi non invertente o trigger di Schmitt non invertente**

La versione non invertente del trigger di Schmitt si può vedere in figura, proviamo a determinare le tensioni di trigger, anche in questo caso pensiamo di considerare l'op-amp come un comparatore senza isteresi che riceve in ingresso due tensioni da confrontare:  $V_{REF}$  e  $V_{+}$ , con  $V_{REF}$  che svolge il ruolo di tensione di trigger e  $V_{+}$  che svolge il ruolo di tensione d'ingresso.



**Fig. 9 Trigger di Schmitt non invertente**

A noi interessa però determinare i valori di  $V_i$  che provocano la commutazione dell'uscita, valori che costituiranno le tensioni di trigger del comparatore con isteresi complessivo. Se si ricorda il comportamento di un comparatore senza isteresi, si può affermare che la condizione che mi individua la condizione di commutazione della tensione di uscita è:

$$V_{REF} = V_+$$

Esplicitiamo la  $V_+$  in termini della  $V_i$  e della  $V_o$  ricorrendo al solito teorema di Millman:

$$V_+ = \frac{\frac{V_i}{R_1} + \frac{V_o}{R_f}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_f}} = \frac{V_i R_f + V_o R_1}{R_f + R_1} = V_{REF}$$

Dalla relazione scritta esplicitiamo  $V_i$ :

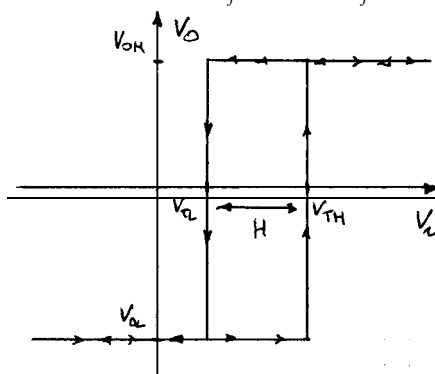
$$V_i R_f + V_o R_1 = V_{REF} (R_f + R_1)$$

$$V_i = V_{REF} \frac{(R_f + R_1)}{R_f} - V_o \frac{R_1}{R_f}$$

ricordato che  $V_o$  può assumere solo i valori  $V_{OH}$  e  $V_{OL}$  si ottengono due valori per la tensione  $V_i$  che costituiscono le due tensioni di trigger  $V_{TH}$  e  $V_{TL}$ , così definite:

$$V_{TL} = V_{REF} \left(1 + \frac{R_1}{R_f}\right) - V_{OH} \frac{R_1}{R_f}$$

$$V_{TH} = V_{REF} \left(1 + \frac{R_1}{R_f}\right) - V_{OL} \frac{R_1}{R_f}$$



**Fig. 10 Transcaratteristica trigger di Schmitt non invertente**

Dove con  $V_{TH}$  si è indicata la tensione di trigger più elevata e  $V_{TL}$  la tensione di trigger più piccola (N.B. nessuna relazione sussiste il comparire nelle espressioni di  $V_{OH}$  o  $V_{OL}$ ).

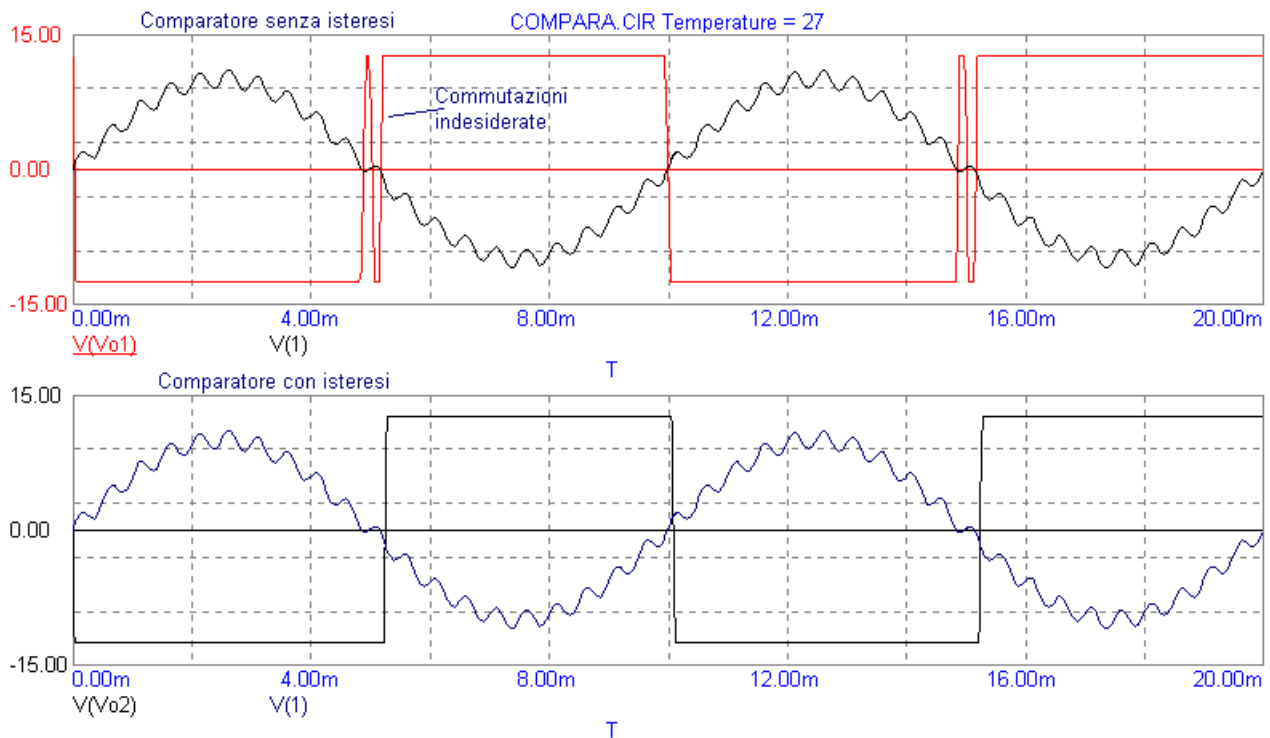
Ai fini del progetto è opportuno disporre di relazioni che mi definiscano i valori dei componenti, in funzione dei valori di tensione di trigger desiderati, tali relazioni si possono facilmente ricavare dalle relazioni precedenti ottenendo:

$$\frac{R_f}{R_1} = \frac{(V_{OH} - V_{OL})}{H}$$

$$V_{REF} = \frac{V_{TH} + V_{TL}}{(V_{OH} - V_{OL}) + H} V_{OH} \approx \frac{V_{TH} - V_{TL}}{2} \text{ se } H \ll (V_{OH} - V_{OL}) \text{ come spesso risulta}$$

### Il comparatore con isteresi e senza isteresi in presenza di rumore

Il comparatore con isteresi è meno sensibile al rumore del comparatore senza isteresi. Per evidenziare questa differenza consideriamo il comparatore utilizzato per squadrare segnali sinusoidali (circuito squadratore o anche **formatore di impulsi** in inglese *pulse shaper*).



**Fig. 11 Comparatore con e senza isteresi in presenza di rumore**

Applichiamo a due comparatori invertenti, uno con isteresi ed uno senza isteresi con tensione di trigger nulla, un segnale sinusoidale a cui è sovrapposto un segnale disturbante.

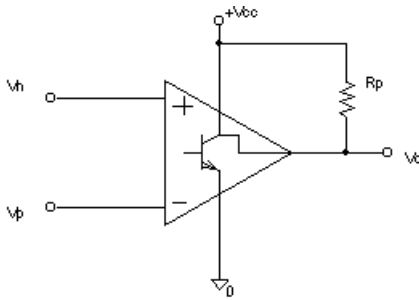
Nel caso di un comparatore senza isteresi si nota la presenza di commutazioni indesiderate in prossimità del passaggio del segnale d'ingresso per il valore della tensione di trigger, queste commutazioni possono essere causa di malfunzionamenti in numerose applicazioni (si pensi per esempio ad un contatore di impulsi).

Nel caso del comparatore con isteresi le commutazioni indesiderate scompaiono, a patto che il disturbo non abbia ampiezza picco-picco maggiore dell'isteresi  $H$  del comparatore, ma rimane comunque un effetto sul segnale di uscita consistente in un'alterazione indotta dal disturbo dell'istante in cui avvengono le commutazioni del segnale di uscita.

### I comparatori con uscita a collettore aperto

Al fine di consentire un più facile interfacciamento con i circuiti digitali sono disponibili comparatori che come stadio di pilotaggio della tensione di uscita utilizzano un semplice transistor con il collettore direttamente collegato all'uscita.





Quando il comparatore deve fornire uscita bassa, il transistore di uscita viene mandato in saturazione, così si comporta come un cortocircuito tra collettore ed emettitore e la  $V_o$  è collegata direttamente a massa.

Quando il comparatore deve fornire uscita alta, il transistore di uscita viene mandato in interdizione, così si comporta come un circuito aperto tra collettore ed emettitore, per portare la  $V_o$  a  $+V_{cc}$  è necessario un circuito esterno costituito dalla resistenza  $R_p$

chiamata “resistenza di pull-up”.

Il valore di questa resistenza è scelto in funzione della famiglia logica che si deve pilotare e ha valori compresi fra  $1\text{k}\Omega$  e  $10\text{k}\Omega$ .

**Caratteristiche Comparatori Integrati**

<b>Sigla</b>	<b>Uscita a collettore aperto.</b>	<b>Vcc(V) Min-Max</b>	<b>Vos (mV)</b>	<b>Ib (<math>\mu</math>A)</b>	<b>Ios (<math>\mu</math>A)</b>	<b><math>\tau_s</math>(<math>\mu</math>s)</b>	<b>Num. Comp.</b>	<b>Single supply</b>	<b>Icc (mA)</b>	<b>Io (mA)</b>
<b><math>\mu</math>A111/<math>\mu</math>A311 LM111/LM211</b>	si	$\pm 15$	1	0.1	0.04	1.2	1	Si	+5.1/- 4.1	
<b>LF111/LF211/LF311</b>	si	$\pm 15$	4	50nA	0.02nA	0.2	1	Si	5.1/- 4.1	5.1
<b><math>\mu</math>A710/LM710</b>	no	-7+14	0.6	20	3	0.04	1	no	-	-
<b>LM106/LM206/LM306</b>	si	$\pm 12$	2	20	3	0.04	1	no	+5.5/- 1.5	-
<b>LM119/LM219/LM319</b>	si	$\pm 15$	4	0.5	0.1	0.08	2	si	+8/-3	-
<b>LM139/LM239/LM339 <math>\mu</math>A139/<math>\mu</math>A239/<math>\mu</math>A339</b>	si	$\pm 18$	2	0.2	0.05	1.3	4	si	-	20
<b>LM193/LM293/LM393</b>	si	$\pm 18$	1	0.1	0.02	1.3	2	si	-	20
<b><math>\mu</math>A711/LM711</b>	no	-7+14	3	50	10	0.04	2	no	+8.6/- 3.9	-
<b>LP165/LP365</b>	si	$\pm 18$	3	0.1	0.05	4	4	si	-	-

## Generatore d'onde quadre

### Sommario argomenti trattati

Generatore d'onde quadre .....	1
Ipotesi di analisi .....	1
Analisi qualitativa .....	1
Analisi quantitativa .....	2
Progetto .....	3
Variazione della frequenza .....	3
Variazione del duty cycle .....	3
Variazione dell'offset e dell'ampiezza .....	4
Problemi .....	5
Appendice: calcolo durate dei singoli semiperiodi .....	5

Si tratta di un circuito elettronico che fornisce in uscita un segnale ad onda quadra o rettangolare. In queste note ci limiteremo ad analizzare solo un circuito con op-amp noto anche con il nome di **oscillatore astabile** o **multivibratore astabile** o semplicemente **astabile**, riportato in Fig. 1 e costituito da un comparatore con isteresi invertente retroazionato negativamente tramite un quadripolo RC.

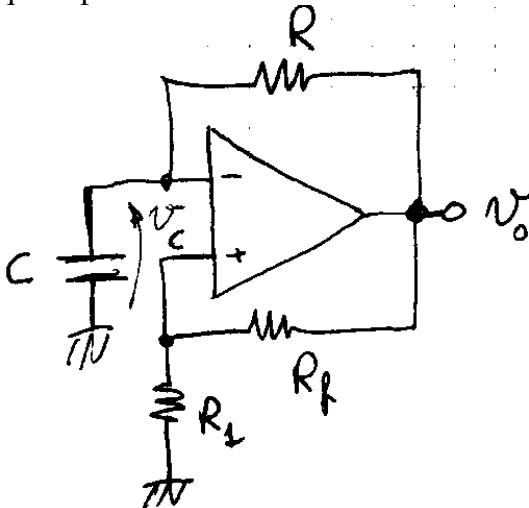


Fig. 1 Astabile con op-amp

### Ipotesi di analisi

1. Tensioni di saturazione dell'op-amp perfettamente simmetriche ossia:

$$V_{OH} = |V_{OL}|;$$

2. C scarico all'istante  $t=0$  (istante iniziale di accensione);
3.  $V_O = V_{OH}$  all'istante  $t=0$ .

Dalla prima ipotesi discende immediatamente che pure le tensioni di trigger sono perfettamente simmetriche, ossia  $V_{TH} = |V_{TL}|$ .

### Analisi qualitativa

Se l'uscita del comparatore è alta, C si carica attraverso R alla tensione  $V_{OH}$ , la tensione ai suoi capi ha un andamento esponenziale crescente. Nel frattempo la tensione di trigger è  $V_{TH}$ .

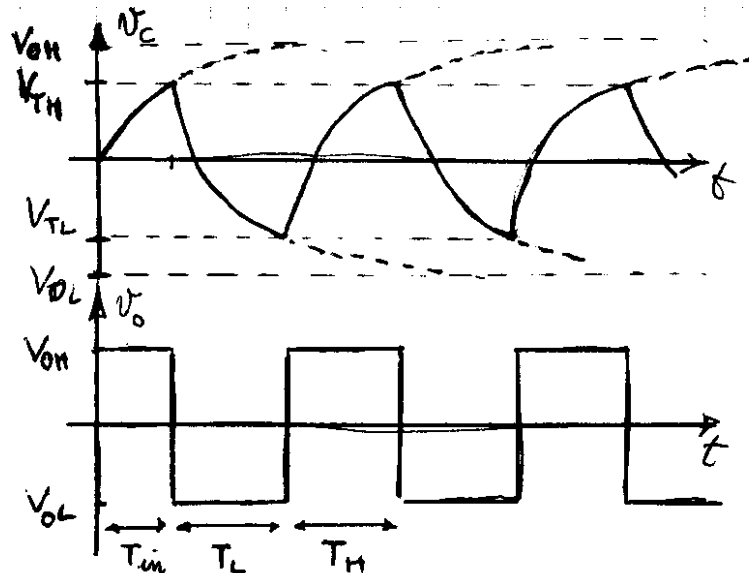
Non appena la tensione ai capi di C supera il valore di trigger  $V_{TH}$ , il comparatore invertente commuta portando l'uscita a livello basso. C tende a caricarsi al nuovo valore  $V_{OL}$  con andamento

della tensione a i suoi capi ancora di tipo esponenziale ma decrescente. Nel frattempo la tensione di trigger è  $V_{TL}$ .

Non appena la tensione ai capi di C scende sotto il valore di trigger  $V_{TL}$ , il comparatore invertente commuta portando l'uscita a livello alto. C tende a caricarsi al nuovo valore  $V_{OH}$  con andamento della tensione a i suoi capi ancora di tipo esponenziale ma crescente. Nel frattempo la tensione di trigger è ridiventata  $V_{TH}$ .

Il processo a questo punto si ripete indefinitamente.

Le forme d'onda della tensione ai capi di C e della tensione di uscita si possono vedere nella Fig. 2



**Fig. 2** Forme d'onda principali astabile

Il periodo della forma d'onda generata dipende dalla durata dei transitori di carica e scarica della capacità C, durata che dipende dai seguenti fattori:

1. costante di tempo di carica e scarica di C;
2. variazione complessiva della tensione ai capi di C nelle fasi di carica o di scarica.

Nel caso specifico le costanti di tempo nelle fasi di carica e scarica sono uguali e valgono  $\tau = RC$ , così pure la variazione complessiva della tensione ai capi di C che vale:  $\Delta V = V_{TH} - V_{TL}$  ossia l'isteresi del comparatore.

Si ottiene così che  $T_H = T_L$ , e l'onda quadra generata ha duty cycle del 50%.

### Analisi quantitativa

La durata dei singoli semiperiodi della forma d'onda generata, è calcolata in appendice alle seguenti note, per ora ci limitiamo a riportare le relazioni conclusive.

**Eq. 1**  $T_{in} = RC \ln \left( 1 + \frac{R_1}{R_f} \right)$  **durata dell'impulso iniziale**

**Eq. 2**  $T_H = T_L = RC \ln \left( 1 + 2 \frac{R_1}{R_f} \right)$  **durate dei semiperiodi della forma d'onda generata**

**Eq. 3**  $T = 2RC \ln \left( 1 + 2 \frac{R_1}{R_f} \right)$  **durate del periodo della forma d'onda generata**

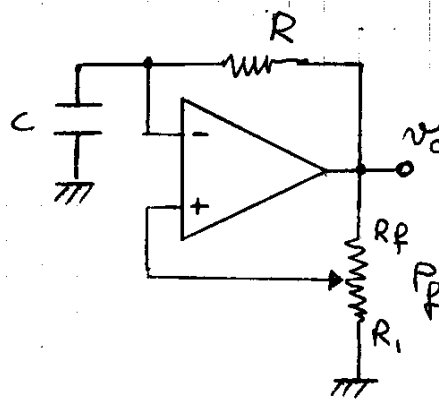
## Progetto

1. Si impone il rapporto  $\frac{R_1}{R_f} = 1$  oppure a scelta  $\frac{R_1}{R_f} = \frac{1}{2}$
2. Si fissa una delle due resistenze  $R_1$  o  $R_f$  pari ad un valore commercialmente disponibile (normalmente nel range  $1k\Omega$ - $1M\Omega$ ), per esempio  $10 k\Omega$ .
3. Si fissa  $C$  ad un valore commercialmente disponibile (normalmente nel range  $10\mu F$ ,  $100pF$ )
4. Si calcola  $R$  in base al periodo desiderato.

## Variazione della frequenza

La variazione della frequenza del segnale generato si può ottenere nei seguenti modi:

1. Sostituendo  $R$  con un resistore variabile (potenziometro) ed è la soluzione più usata, nonostante il legame fra variazione di  $R$  e variazione di  $f$  non sia lineare.
2. Sostituendo  $C$  con un condensatore variabile ed è la soluzione meno usata causa l'ingombro del condensatore variabile e dei piccoli valori di  $C$  disponibili.
3. Sostituendo  $R_1$  e  $R_f$  con un potenziometro (vedi Fig. 3), in modo da variare le tensioni di trigger.

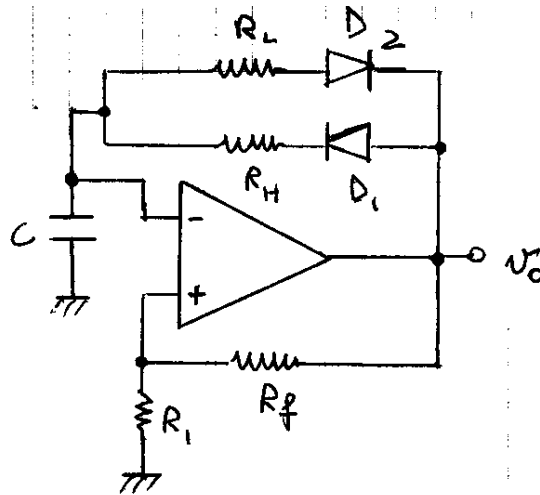


**Fig. 3 Circuito per la variazione della frequenza agendo sulle tensioni di trigger**

Negli strumenti si agisce sia su  $R$  che su  $C$ ,  $C$  viene fatto variare a scatti in modo da modificare la  $f$  generata di almeno una decade,  $R$  viene fatto variare in modo continuo (potenziometro) in modo da ottenere tutte le frequenze comprese all'interno di una decade.

## Variazione del duty cycle

Per ottenere due semiperiodi diversi è necessario che risultino diverse le durate delle fasi di carica e di scarica, per ottenere questo è necessario avere due diverse costanti di tempo, ciò si può avere utilizzando il circuito di Fig. 4.



**Fig. 4 Generatore di onde rettangolari con duty cycle impostabile a piacere**

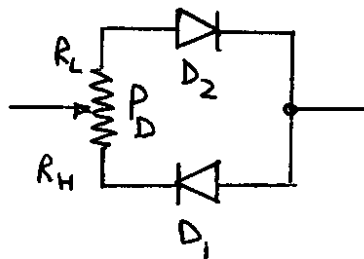
Quando avviene la carica di C, D<sub>1</sub> è in conduzione, D<sub>2</sub> è spento, la carica avviene attraverso R<sub>H</sub>, viceversa durante la scarica, D<sub>2</sub> è in conduzione, D<sub>1</sub> è spento, la carica avviene attraverso R<sub>L</sub>. I due semiperiodi hanno dunque durata:

$$T_H = R_H C \ln \left( 1 + 2 \frac{R_1}{R_f} \right)$$

$$T_L = R_L C \ln \left( 1 + 2 \frac{R_1}{R_f} \right)$$

Per ottenere una variazione continua del duty cycle come negli strumenti ci sono due possibilità:

1. Sostituire R<sub>H</sub> o R<sub>L</sub> con un resistore variabile, in questo modo si varia la durata di un solo semiperiodo tenendo costante l'altro. Questo sistema ha l'inconveniente di produrre una variazione di frequenza quando si varia il duty cycle.
2. Sostituire R<sub>H</sub> e R<sub>L</sub> con un resistore variabile come in Fig. 5, in modo che quando si aumenta R<sub>H</sub> si diminuisce automaticamente R<sub>L</sub>, la frequenza del segnale generato non varia quando si varia il duty cycle.



**Fig. 5 Bipolo per la variazione continua del duty cycle a periodo costante**

Quando si utilizza il circuito per la variazione del duty-cycle, per variare la frequenza si interviene sulle tensioni di trigger utilizzando il circuito di Fig. 3, così da avere una regolazione indipendente dei due parametri della forma d'onda.

#### Variation dell'offset e dell'ampiezza

Per aggiungere un offset al segnale generato si ricorre ad un semplice mixer invertente che somma una tensione continua al segnale prodotto dal circuito.

La variazione dell'ampiezza della forma d'onda generata si ottiene mediante un semplice partitore variabile costituito da un potenziometro.

Un possibile circuito che contempla entrambe le regolazioni si può vedere in Fig. 6.

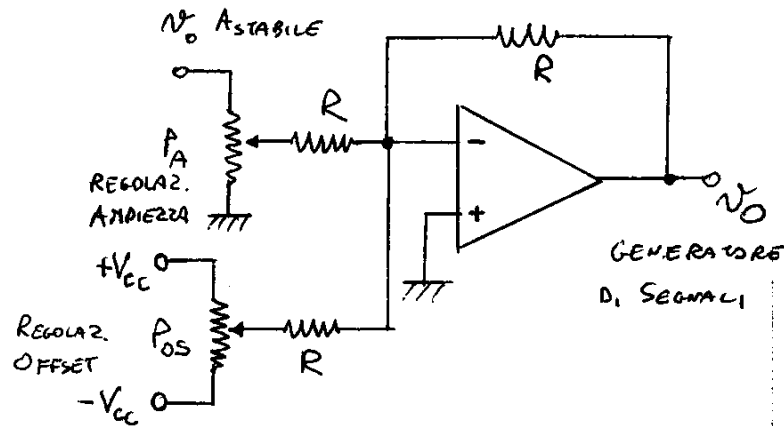


Fig. 6 Circuito per la variazione dell'offset e dell'ampiezza

**Problemi**

- La frequenza del segnale generato ha un limite massimo, a causa dello slew rate finito dell'op-amp.
- La frequenza generata dipende dall'op-amp utilizzato, in quanto dipende dai valori delle tensioni saturazione dell'op-amp, ed anche dalle tensioni di alimentazione (+/- Vcc). Quest'ultimo problema può essere risolto inserendo un limitatore in uscita all'op-amp, in modo da definire in modo più preciso  $V_{OH}$  e  $V_{OL}$ .

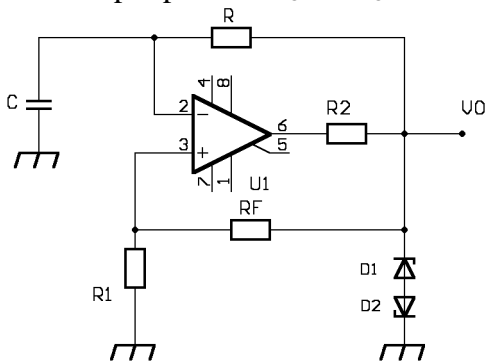


Fig. 7 Astabile con limitatore in uscita

**Appendice: calcolo durate dei singoli semiperiodi**

Determiniamo la durata dell'impulso iniziale, ossia il valore di  $T_{in}$ :

si sfrutta la relazione  $\Delta t = \tau \ln\left(\frac{V_0 - V_\infty}{V_{FIN} - V_\infty}\right)$  ricavata nello studio del transitorio del circuito RC,

dove:

$\tau = RC$  costante di tempo di carica di C;

$V_0 = 0$  tensione di inizio carica C;

$V_\infty = V_{OH}$  tensione del generatore equivalente che carica C (in questo caso l'uscita dell'op-amp)

$V_{FIN} = V_{TH} = V_{OH} \frac{R_1}{R_1 + R_f}$  tensione a cui termina il processo di carica di C;

si ha così:

$$T_{in} = RC \ln \left( \frac{0 - V_{OH}}{V_{TH} - V_{OH}} \right) = RC \ln \left( \frac{-V_{OH}}{V_{OH} \frac{R_1}{R_1 + R_f} - V_{OH}} \right) = RC \ln \left( \frac{-V_{OH}}{V_{OH} \left( \frac{R_1}{R_1 + R_f} - 1 \right)} \right)$$

$$T_{in} = RC \ln \left( \frac{-V_{OH}}{V_{OH} \left( \frac{R_1 - (R_1 + R_f)}{R_1 + R_f} \right)} \right) = RC \ln \left( \frac{-1}{\left( \frac{R_1 - R_1 - R_f}{R_1 + R_f} \right)} \right) = RC \ln \left( \frac{-1}{\frac{-R_f}{R_1 + R_f}} \right)$$

$$T_{in} = RC \ln \left( \frac{R_1 + R_f}{R_f} \right) = RC \ln \left( 1 + \frac{R_1}{R_f} \right) \text{ arrivando così alla relazione desiderata.}$$

In modo del tutto analogo si ricavano le altre relazioni.



## Monostabile o one-shot

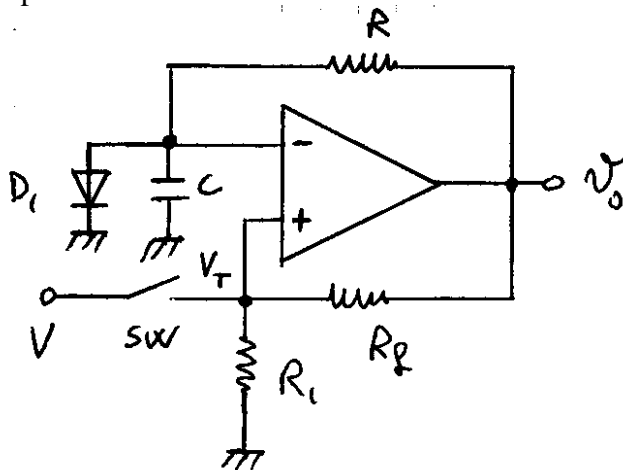
### Sommario argomenti trattati

Monostabile o one-shot.....	1
Ipotesi di analisi.....	1
Analisi qualitativa.....	1
Tempo di ripristino o di recupero .....	3
Generazione dell'impulso di comando.....	3
Progetto.....	5
Monostabili retriggerabili e non retriggerabili.....	5
Monostabili non retriggerabili .....	5
Monostabili retriggerabili (prorogabili).....	5

**Si tratta di un circuito elettronico che fornisce in uscita un impulso di durata prefissata, ogni volta che viene applicato un opportuno impulso di comando (impulso di trigger).**

Spesso è realizzato con un astabile a cui è impedito di oscillare. Per generare l'impulso l'astabile viene sbloccato utilizzando un opportuno segnale di comando.

In queste note ci limiteremo ad analizzare solo un circuito con op-amp, noto con il nome di **monostabile** o **multivibratore monostabile**, riportato in Fig. 1 e costituito da un astabile a cui è impedito di oscillare con l'inserimento di un diodo in parallelo alla capacità con la funzione di impedire la carica di C oltre la tensione di scatto del comparatore.



**Fig. 1 Monostabile con op-amp**

### Ipotesi di analisi

1. Tensioni di saturazione dell'op-amp perfettamente simmetriche ossia:

$$V_{OH} = |V_{OL}|;$$

2. C scarico all'istante  $t=0$  (istante iniziale di accensione);
3.  $V_O = V_{OH}$  all'istante  $t=0$ .

Dalla prima ipotesi discende immediatamente che pure le tensioni di trigger sono perfettamente simmetriche, ossia  $V_{TH} = |V_{TL}|$ .

### Analisi qualitativa

Se l'uscita del comparatore è alta, C si carica attraverso R alla tensione  $V_{OH}$ , la tensione ai suoi capi ha un andamento esponenziale crescente. Nel frattempo la tensione di trigger è  $V_{TH}$ .

Non appena la tensione ai capi di C raggiunge il valore della tensione di soglia  $V_\gamma$  del diodo, il diodo entra in conduzione e blocca la tensione ai suoi capi al valore  $V_\gamma$ , non può essere più raggiunto il valore  $V_{TH}$ , cosa che avrebbe comportato l'innescio dell'oscillazione continua.

La tensione ai capi di C rimane così costante e pure la tensione di uscita, il circuito si trova nella condizione detta "stabile".

Per provocare la generazione dell'impulso agiamo sull'interruttore SW, in tal modo applichiamo sull'ingresso non invertente del comparatore una tensione  $V$  inferiore alla tensione  $V_\gamma$  presente sull'ingresso invertente, il comparatore invertente commuta portando l'uscita a livello basso.

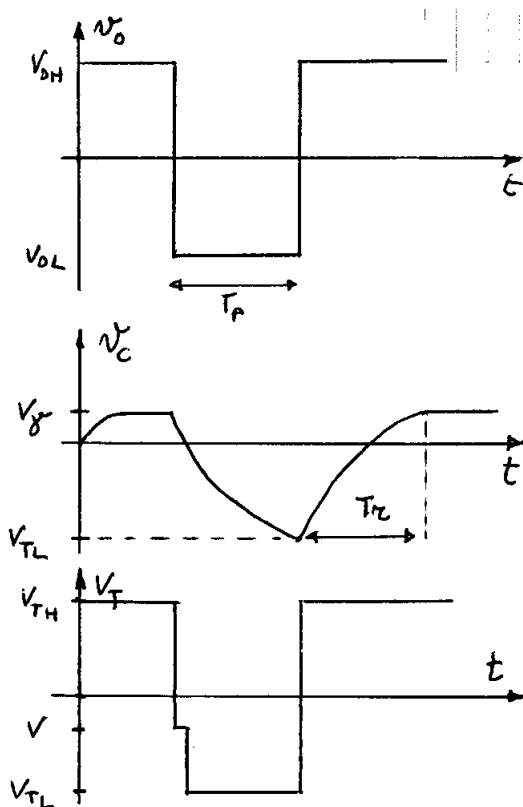
C tende a scaricarsi al nuovo valore  $V_{OL}$  con andamento della tensione a i suoi capi ancora di tipo esponenziale ma decrescente. Nel frattempo la tensione di trigger è diventata  $V_{TL}$ .

Non appena la tensione ai capi di C scende sotto  $V_{TL}$  il comparatore commuta portando l'uscita a livello alto.

Se l'uscita del comparatore è alta, C si carica attraverso R alla tensione  $V_{OH}$ , la tensione ai suoi capi ha un andamento esponenziale crescente. Nel frattempo la tensione di trigger è  $V_{TH}$ .

Non appena la tensione ai capi di C raggiunge il valore della tensione di soglia  $V_\gamma$  del diodo, il diodo entra in conduzione e blocca la tensione ai suoi capi al valore  $V_\gamma$ , il circuito si blocca in questa condizione fino all'applicazione del successivo impulso di comando.

Le forme d'onda della tensione ai capi di C e della tensione di uscita si possono vedere nella **Fig. 2**



**Fig. 2** Forme d'onda principali monostabile

La **durata dell'impulso generato dipende** dalla durata della scarica di C e pertanto dipende da:

1. R;
2. C;
3.  $V_\gamma$ ,  $V_{TL}$ .

La relazione che definisce la durata è la seguente:

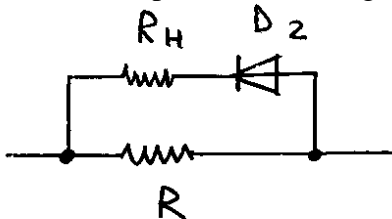
**Eq. 1**  $T_p = RC \ln \left( \frac{V_\gamma + V_{OH}}{V_{OH} - \beta V_{OH}} \right)$  **Durata impulso generato**

dove  $\beta$  è il guadagno del blocco di retroazione passivo del comparatore invertente,  $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_f}$

**Tempo di ripristino o di recupero**

È evidente che occorre attendere la completa ricarica di C prima di applicare un nuovo impulso di comando, altrimenti la durata dell'impulso generato non è più nota a priori ma dipende dall'istante di applicazione del comando, cosa assolutamente da evitare. La durata della ricarica di C è indicata con il termine *tempo di recupero* o *tempo di ripristino* o *recovery time*

Per ridurre il tempo di recupero bisogna accelerare la ricarica di C, ciò si può fare aggiungendo in parallelo ad R una resistenza molto piccolo che interviene solo durante la fase di carica. Il circuito necessario si può vedere in Fig. 3



**Fig. 3** Circuito per ridurre il tempo di ripristino

Il valore del tempo di ripristino si può determinare con la seguente relazione:

**Eq. 2**  $T_r = RC \ln \left( \frac{V_{OL} + \beta V_{OL}}{V_\gamma + V_{OL}} \right)$  **Tempo di ripristino**

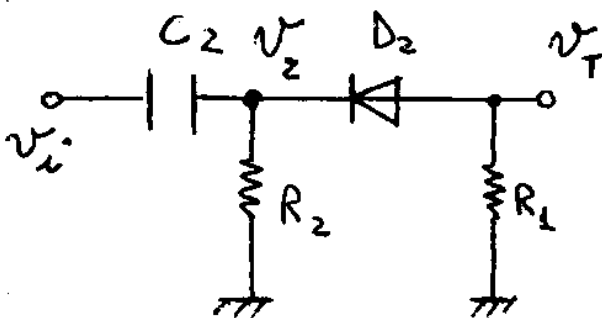
In prima approssimazione si può considerare  $T_p = T_r$

**Generazione dell'impulso di comando**

**Il segnale di comando deve rispettare le seguenti condizioni:**

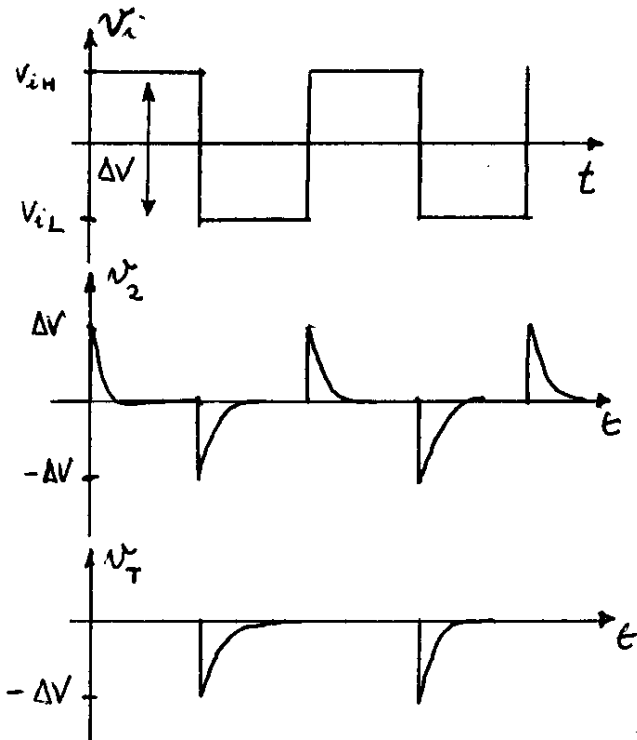
1. ampiezza sufficiente per provocare la commutazione del comparatore;
2. durata sufficientemente lunga per consentire la commutazione del comparatore;
3. durata non troppo elevata in modo da non influenzare in modo significativo il processo di scarica di C e quindi la durata dell'impulso generato.

Conviene preoccuparsi in sede di progetto dei garantire il rispetto di questi vincoli, allo scopo viene sostituito l'interruttore con il circuito di Fig. 4



**Fig. 4** Circuito per generare gli impulsi di comando del monostabile

Il circuito è costituito da un circuito CR con funzioni di derivatore seguito da un circuito raddrizzatore a semionda con diodo.



**Fig. 5 Forme d'onda circuito per la generazione degli impulsi di comando del monostabile**

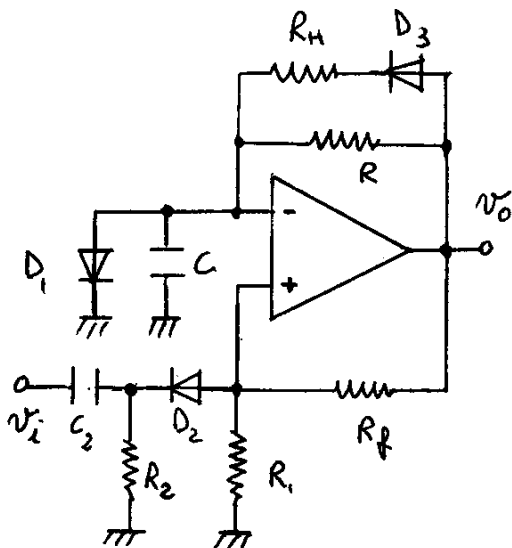
In corrispondenza ad ogni fronte del segnale di comando, si origina un transitorio di carica o scarica del condensatore che produce un impulso di breve durata all'uscita del gruppo RC (la durata dipende dalla costante di tempo RC).

Il raddrizzatore seleziona solo gli impulsi negativi, che danno luogo ad un abbassamento di tensione, come necessario per comandare il monostabile.

Il monostabile così modificato genera un impulso in corrispondenza ad ogni fronte di discesa del segnale di comando, perciò nel linguaggio tecnico è chiamato **monostabile negative edge triggered**, il monostabile visto in precedenza prende invece il nome di **monostabile negative level triggered**.

Lo schema completo del monostabile si può vedere nella figura seguente.

Invertendo nello schema tutti i diodi, si ottiene un monostabile con comando sul fronte di salita, cambia anche lo stato stabile che ora corrisponde a tensione di uscita a livello basso invece che alto.



**Fig. 6 Monostabile negative edge triggerd**

### Progetto

Con riferimento allo schema completo di Fig. 6.

1. Si impone il rapporto  $\frac{R_1}{R_f} = 1$  cosicché  $T_p = RC \ln(2) = 0.693RC$
2. Si fissa una delle due resistenze  $R_1$  o  $R_f$  pari ad un valore commercialmente disponibile (normalmente nel range  $1k\Omega$ - $1M\Omega$ ), per esempio  $10 k\Omega$ .
3. Si fissa  $C$  ad un valore commercialmente disponibile (normalmente nel range  $10\mu F$ ,  $100pF$ )
4. Si calcola  $R$  in base al  $T_p$  desiderato.
5. Si impone  $R_H = \frac{1}{10} R$  in modo da ottenere un piccolo tempo di ripristino.
6. Si sceglie  $R_2 \gg R_1$  in modo da non influenzare il comportamento del comparatore ossia alterare le tensioni di trigger, la classica scelta è  $R_2 = 10R_1$ .
7. Il valore di  $C_2$  deve essere scelto in modo che l'impulso di comando abbia durata notevolmente inferiore a  $T_p$ , un criterio di progetto molto adottato in pratica è quello di confrontare la costante di tempo del gruppo  $\tau_2 = C_2 R_2$  con quella del gruppo  $\tau = C R$  e di imporre  $\tau_2 \ll \tau$  ossia, come al solito:  $\tau_2 = \frac{\tau}{10}$ . Da questa relazione si ricava  $C_2$ .
8. Come diodo si può utilizzare un qualunque diodo per piccoli segnali quale, per esempio, il 1N4148 o il 1N914

### **Monostabili retriggerabili e non retriggerabili**

Vi sono due fondamentali categorie di monostabili, in relazione al loro comportamento in seguito all'applicazione di successivi impulsi di comando, queste categorie sono le seguenti:

#### Monostabili non retriggerabili

Un nuovo impulso di comando in ingresso ricevuto quando l'uscita e' attiva viene ignorato.

#### Monostabili retriggerabili (prorogabili)

Un nuovo impulso di comando in ingresso fa ripartire da zero la durata dell'impulso di uscita, indipendentemente dal tempo trascorso.

I due monostabili studiati sono di tipo non retriggerabile, con l'avvertenza che non possono essere applicati impulsi di comando fino al termine dell'impulso in uscita.

## Il circuito integratore

### Sommario argomenti trattati

Il circuito integratore.....	1
Introduzione.....	1
Analisi dell'integratore invertente.....	2
Risposta al gradino .....	2
Sensibilità ai disturbi a b.f. ....	4

**L'integratore è un circuito elettronico che fornisce in uscita una tensione proporzionale all'integrale definito del segnale d'ingresso.**

### Introduzione

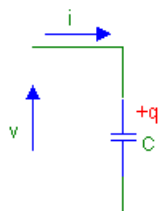
Prima di passare all'analisi di questo circuito è necessario richiamare brevemente alcune relazioni fra grandezze elettriche espresse utilizzando gli operatori derivata ed integrale.

Si definisce corrente elettrica  $i(t)$  la quantità:  $i(t) = \frac{dq(t)}{dt}$ , con  $q(t)$  carica che attraversa la sezione di conduttore che si sta considerando.

Viceversa la carica complessiva che ha attraversato una certa sezione in un dato istante  $t_f$ , si può scrivere come:

$$q(t_f) = \int_0^{t_f} i(t) dt + q(t=0),$$

dove  $q(t=0)$  è la carica che ha attraversato la sezione all'istante iniziale  $t=0$ .



**Fig. 1 Versi convenzionali positivi delle grandezze elettriche in un condensatore**

Alla luce di queste relazioni, possiamo scrivere le relazioni fra tensione e corrente ai capi di un condensatore  $C$ :

per definizione:  $q(t) = Cv(t)$  con  $C$  costante reale positiva detta capacità del condensatore, se

deriviamo entrambi i membri rispetto al tempo si ha:  $\frac{dq(t)}{dt} = C \frac{dv(t)}{dt}$  ed infine

Eq. 1  $i(t) = C \frac{dv(t)}{dt}$

relazione che ci fornisce la  $i(t)$  attraverso  $C$  nota la  $v(t)$  ai suoi capi (**da ricordare**).

Da quest'ultima relazione ricaviamo il differenziale della tensione:  $dv(t) = \frac{1}{C} i(t) dt$  da cui integrando a partire da un dato istante  $t=0$  si ha:

$$\text{Eq. 2 } v(t_f) = \frac{1}{C} \int_0^{t_f} i(t) dt + v(t=0)$$

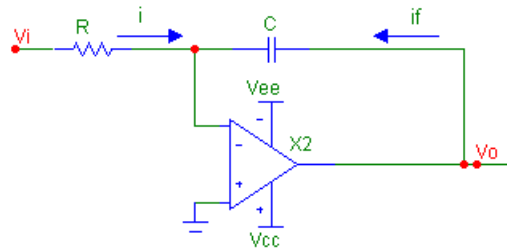
questa equazione normalmente si semplifica se C è scarico all'istante  $t=0$ , per cui  $v(t=0)=0$ , e si ha

$$\text{Eq. 3 } v(t_f) = \frac{1}{C} \int_0^{t_f} i(t) dt$$

valida per C inizialmente scarico (**da ricordare**).

### Analisi dell'integratore invertente

Vogliamo dimostrare che il circuito di figura è un integratore invertente, perciò ricaviamo la tensione di uscita nell'ipotesi di: **C inizialmente scarico, op-amp ideale.**



**Fig. 2 Integratore invertente o di Miller**

Scriviamo l'equazione al nodo sull'ingresso invertente ed abbiamo:

$$i + i_f = 0 \text{ da cui: } i_f = -i \text{ In virtù del principio del cortocircuito virtuale, } v_+ = v_- = 0, \text{ per cui: } i_i = \frac{v_i}{R}.$$

Osservato che la tensione ai capi di C coincide con la tensione di uscita si ha:

$$v_o(t_f) = \frac{1}{C} \int_0^{t_f} i_f(t) dt = \frac{1}{C} \int_0^{t_f} (-i(t)) dt = -\frac{1}{C} \int_0^{t_f} \frac{v_i(t)}{R} dt = -\frac{1}{RC} \int_0^{t_f} v_i(t) dt$$

$$\text{Eq. 4 } v_o(t_f) = -\frac{1}{RC} \int_0^{t_f} v_i(t) dt \text{ relazione ingresso-uscita dell'integratore invertente}$$

Relazione che ci dimostra che il circuito è un integratore invertente.

### Risposta al gradino

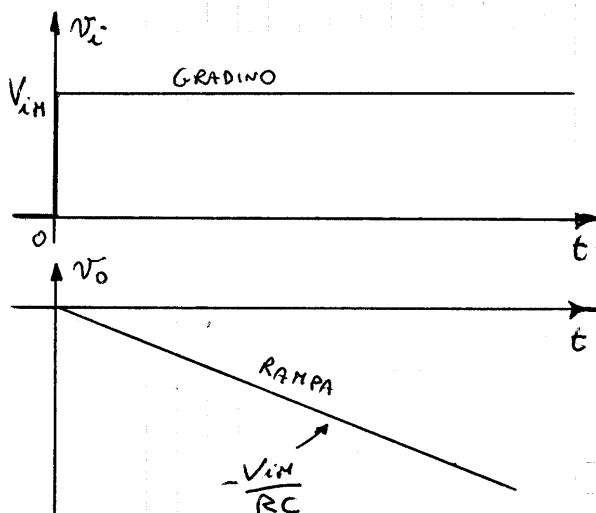
Studiamo ora la risposta del circuito ad un segnale costante di ampiezza nota  $V_{IM}$  (segnale chiamato **gradino**):

posto  $v_i(t) = V_{IM} = \text{costante}$  la tensione di uscita vale:



$$v_o(t_f) = -\frac{1}{RC} \int_0^{t_f} v_i(t) dt = -\frac{1}{RC} \int_0^{t_f} V_{IM} dt = -\frac{V_{IM}}{RC} \int_0^{t_f} dt = -\frac{V_{IM}}{RC} [t]_0^{t_f} = -\frac{V_{IM}}{RC} [t_f - 0]$$

**Eq. 5**  $v_o(t_f) = -\frac{V_{IM}}{RC} t_f$  relazione che mi rappresenta l'equazione di una retta decrescente, nel linguaggio dell'Elettronica un tale segnale viene chiamato **rampa**.

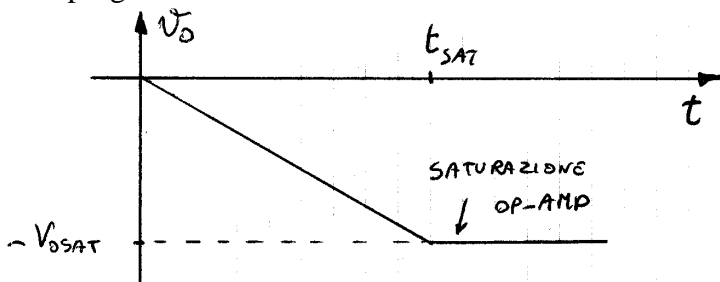


**Fig. 3 Risposta al gradino di un integratore**

Da questo risultato si può già intuire una possibile applicazione dell'integratore: la generazione di onde triangolari a partire da onde quadre, ma di ciò parleremo più avanti.

È necessario evidenziare un inconveniente che si può manifestare nella situazione analizzata, inconveniente che può essere fonte di seri problemi in varie applicazioni.

☛ Il segnale di uscita dell'integratore aumenta costantemente nel tempo, per cui dopo un certo tempo verrà raggiunta la tensione di saturazione negativa dell'op-amp e la tensione di uscita rimarrà costante, da quel momento in poi il circuito non fornirà più in uscita una tensione proporzionale all'integrale del segnale d'ingresso, ossia non svolgerà più correttamente la funzione per la quale è stato progettato.



**Fig. 4 Saturazione integratore in presenza di segnali costanti**

⚙ In quelle applicazioni in cui l'inconveniente può produrre dei problemi, è necessario garantire che in ingresso all'integratore la tensione non assuma valori costanti per un tempo eccessivamente lungo, dipendentemente dai valori di R, C e  $V_{IM}$ .

Nell'esempio riportato il tempo massimo per cui può essere applicato un segnale costante è:

$$t_{sat} = \frac{V_{osat}}{V_{IM}} RC$$

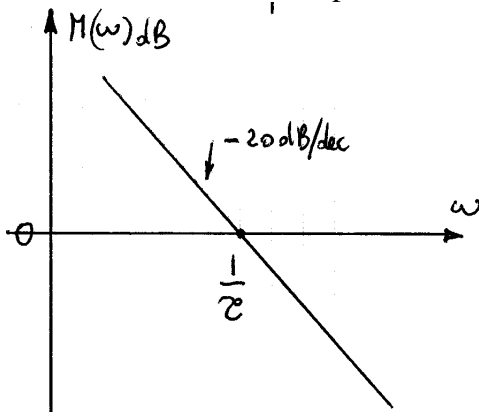
### **Sensibilità ai disturbi a b.f.**

Il circuito integratore è molto sensibile alla presenza di disturbi a bassa frequenza, per renderci conto di ciò determiniamo la risposta in ampiezza, è necessario pertanto determinare la risposta in frequenza che in questo caso coincide con il guadagno di tensione:

$$\bar{A}_v(j\omega) = -\frac{\bar{Z}_f(j\omega)}{\bar{Z}_1(j\omega)} = -\frac{1/j\omega C}{R} = -\frac{1}{j\omega CR}$$
 da cui si ricava infine:

$$\text{Eq. 6 } \bar{A}_v(j\omega) = -\frac{1}{j\omega\tau} \text{ con } \tau = RC \quad \text{risposta in frequenza integratore invertente}$$

Rappresentando il diagramma di Bode del modulo o risposta in ampiezza si ottiene quanto in Fig. 5 da cui si deduce che un circuito si comporta come integratore se la sua risposta in ampiezza ha andamento rettilineo con pendenza -20dB/dec.

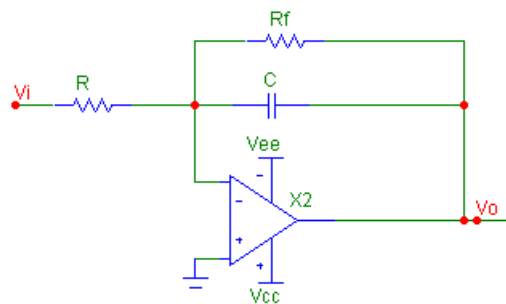


**Fig. 5 Risposta in ampiezza integratore**

⚙ Dalla figura si nota come al diminuire della frequenza il guadagno di tensione tende a diventare elevatissimo, perciò se sono presenti segnali disturbanti a bassa frequenza questi saranno fortemente esaltati dal circuito, con tutti gli ovvi problemi che ne seguono.

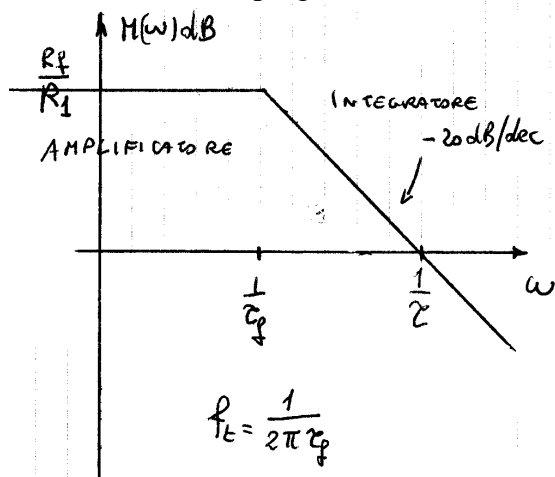
⚙ La soluzione di questo problema si articola in due possibilità:

1. Prevedere tutti gli opportuni accorgimenti realizzativi (schermature, etc..) in modo da limitare la presenza dei disturbi.
2. Modificare il circuito in modo da ridurre l'amplificazione a bassa frequenza. Un modo possibile può essere quello di Fig. 6



**Fig. 6 Integratore invertente con limitazione del guadagno a b.f.**

La risposta in ampiezza si modifica come in Fig. 7, in sostanza a basse frequenze C tende a diventare un circuito aperto ed il circuito si riduce ad un normale amplificatore invertente con guadagno  $A_v = -\frac{R_f}{R}$ , il guadagno non diventa elevatissimo ma un valore ben definito che può essere stabilito dal progettista in modo da non esaltare troppo i disturbi.



**Fig. 7 Risposta in ampiezza integratore con limitazione guadagno a b.f.**

La modifica introdotta fa sì che il circuito non si comporti più come un perfetto integratore (a tutti gli effetti si tratta di un filtro attivo passa basso), di fatti la relazione dell'Eq. 4 è ora valida solo in modo approssimativo.

Osservando la risposta in ampiezza si nota la presenza di un tratto rettilineo con pendenza - 20dB/dec, allora solo in questa zona il circuito si comporta da integratore, possiamo così individuare una relazione che ci individua i limiti di funzionamento corretto del circuito.

Indichiamo con  $f_{\min}$  la frequenza minima del segnale da integrare e  $f_t$  la frequenza di taglio del filtro costituito dal circuito di Fig. 6, affinché il circuito si comporti da buon integratore deve essere:

**Eq. 7**  $f_t \ll f_{\min}$

Nella pratica è sufficiente che sia  $f_t = \frac{f_{\min}}{10}$ .

## Generatore d'onde quadre e triangolari

### Sommario argomenti trattati

Generatore d'onde quadre e triangolari.....	1
Ipotesi di analisi.....	1
Analisi qualitativa.....	1
Analisi quantitativa.....	2
Progetto.....	3
Variazione della frequenza.....	3
Variazione del duty cycle.....	4
Variazione dell'offset e dell'ampiezza.....	5
Problemi.....	6

Si tratta di un circuito elettronico che fornisce in uscita sia un segnale ad onda quadra o rettangolare che un segnale ad onda triangolare.

In queste note ci limiteremo ad analizzare solo un circuito con op-amp, riportato in Fig. 1 e costituito da un comparatore con isteresi non invertente ed un integratore invertente in retroazione mutua.

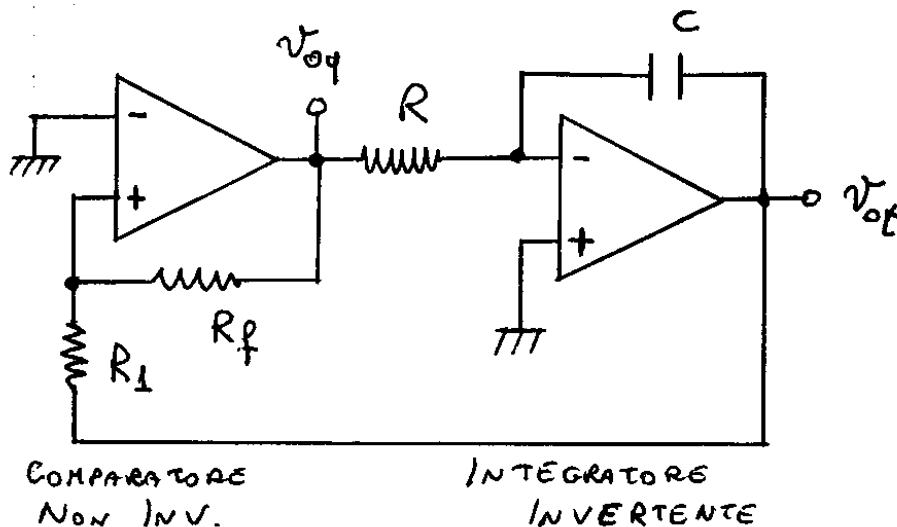


Fig. 1 Generatore di onde quadre e triangolari con op-amp

### Ipotesi di analisi

1. Tensioni di saturazione dell'op-amp perfettamente simmetriche ossia:

$$V_{OH} = |V_{OL}|;$$

2. C scarico all'istante  $t=0$  (istante iniziale di accensione);
3.  $V_{Oq} = V_{OH}$  all'istante  $t=0$ .

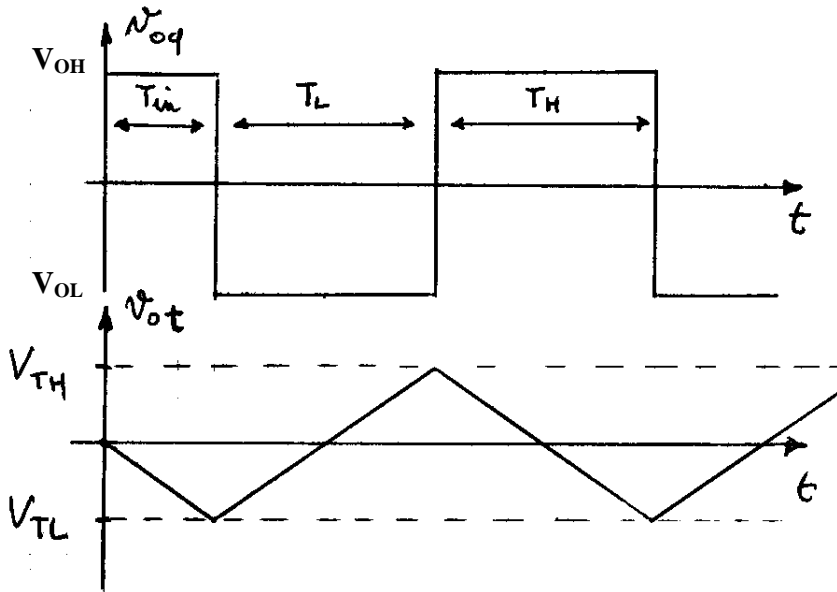
Dalla prima ipotesi discende immediatamente che pure le tensioni di trigger sono perfettamente simmetriche, ossia  $V_{TH} = |V_{TL}|$ .

### Analisi qualitativa

Se l'uscita del comparatore è alta, l'integratore invertente riceve in ingresso una tensione positiva e perciò fornisce in uscita una rampa decrescente con pendenza dipendente da  $R$ ,  $C$  e  $V_{OH}$ , in pratica  $C$  viene scaricato a corrente costante. Nel frattempo la tensione di trigger è  $V_{TL}$ .

Non appena la tensione di uscita dell'integratore scende sotto il valore di trigger  $V_{TL}$ , il comparatore non invertente commuta portando l'uscita a livello basso, l'integratore invertente

fornisce in uscita una rampa crescente con pendenza dipendente da R, C e V<sub>OL</sub>, in pratica C viene caricato a corrente costante. Nel frattempo la tensione di trigger è V<sub>TH</sub>.



**Fig. 2 Forme d'onda principali**

Non appena la tensione di uscita dell'integratore sale sopra il valore di trigger V<sub>TH</sub>, il comparatore non invertente commuta portando l'uscita a livello alto, l'integratore invertente fornisce in uscita una rampa decrescente con pendenza ancora dipendente da R, C e V<sub>OH</sub>. Nel frattempo la tensione di trigger è ridiventata V<sub>TL</sub>.

Il processo a questo punto si ripete indefinitamente.

Le forme d'onda principali si possono vedere nella Fig. 2

Il periodo della forma d'onda generata dipende dalla durata delle due rampe (in pratica dalla durata delle fasi di carica e scarica della capacità C), durata che dipende dai seguenti fattori:

1. pendenza delle rampe ossia R, C, V<sub>OH</sub> e V<sub>OL</sub>;
2. valori delle tensioni di trigger V<sub>TL</sub> e V<sub>TH</sub>.

Nel caso specifico per la perfetta simmetria del circuito T<sub>H</sub>=T<sub>L</sub>, e l'onda quadra generata ha duty cycle del 50%.

### Analisi quantitativa

Determiniamo la durata dei singoli semiperiodi delle forme d'onda generate, iniziamo con T<sub>in</sub>: tale intervallo di tempo coincide con la durata della prima rampa decrescente, scriviamo l'espressione della V<sub>ot</sub>:

$$V_{ot} = \frac{1}{RC} \int_0^{t_f} V_{Oq}(t) dt \text{ all'istante } T_{in}, \text{ risulta } V_{ot} = V_{TL}$$

$$V_{TL} = \frac{1}{RC} \int_0^{T_{in}} V_{OH} dt = \frac{1}{RC} [V_{OH} t]_0^{T_{in}} = \frac{1}{RC} V_{OH} T_{in} \text{ ricavo } T_{in}$$

$$T_{in} = -RC \frac{V_{TL}}{V_{OH}}, \text{ ricordata l'espressione della } V_{TL} \text{ di un comparatore non invertente con isteresi:}$$

$$V_{TL} = -V_{OH} \frac{R_1}{R_f} \text{ si ottiene la relazione } T_{in} = RC \frac{V_{TL}}{V_{OH}} = RC \frac{1}{V_{OH}} \left( V_{OH} \frac{R_1}{R_f} \right)$$

**Eq. 1**  $T_m = RC \frac{R_1}{R_f}$

Per la simmetria delle forme d'onde si ha  $T_H = T_L = 2T_m$

**Eq. 2**  $T_H = T_L = 2RC \frac{R_1}{R_f}$  ~~durate dei semiperiodi della forma d'onda generata~~

**Eq. 3**  $T = 4RC \frac{R_1}{R_f}$  ~~durate del periodo della forma d'onda generata~~

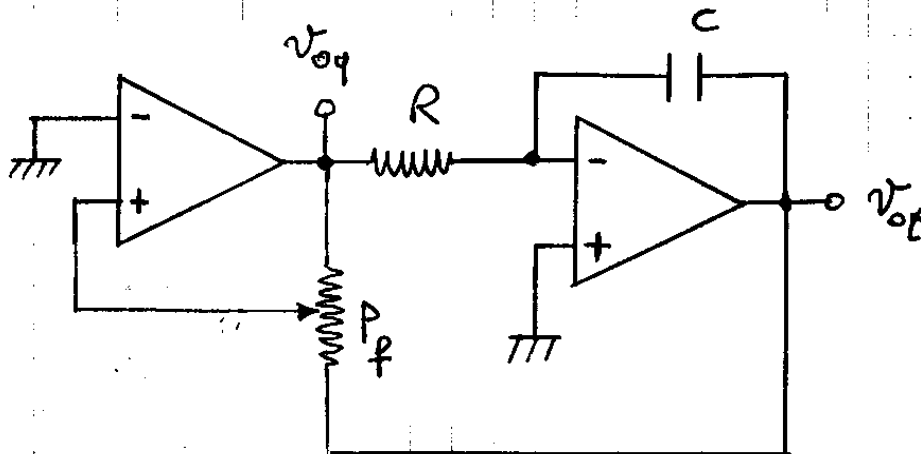
**Progetto**

1. ~~Si impone il rapporto  $\frac{R_1}{R_f} = \frac{1}{4}$  ed in tal caso la formula del periodo è estremamente semplice risultando  $T = RC$ .~~
2. ~~Si fissa una delle due resistenze  $R_1$  o  $R_f$  pari ad un valore commercialmente disponibile (normalmente nel range  $1k\Omega - 1M\Omega$ ), per esempio  $10 k\Omega$ .~~
3. ~~Si fissa  $C$  ad un valore commercialmente disponibile (normalmente nel range  $10\mu F, 100pF$ )~~
4. ~~Si calcola  $R$  in base al periodo desiderato.~~

**Variatione della frequenza**

La variazione della frequenza del segnale generato si può ottenere nei seguenti modi:

1. Sostituendo  $R$  con un resistore variabile (potenziometro) ed è la soluzione più usata, nonostante il legame fra variazione di  $R$  e variazione di  $f$  non sia lineare.
2. Sostituendo  $C$  con un condensatore variabile (potenziometro) ed è la soluzione meno usata causa l'ingombro del condensatore variabile e dei piccoli valori di  $C$  disponibili.
3. Sostituendo  $R_1$  e  $R_f$  con un potenziometro (vedi
4. **Fig. 3**), in modo da variare le tensioni di trigger, soluzione sconsigliata poiché in tal modo si varia l'ampiezza del segnale triangolare.

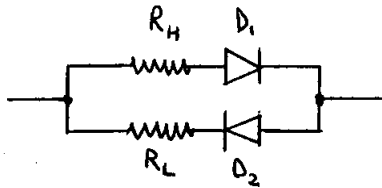


**Fig. 3** Circuito per la variazione della frequenza agendo sulle tensioni di trigger

Negli strumenti si agisce sia su  $R$  che su  $C$ ,  $C$  viene fatto variare a scatti in modo da modificare la  $f$  generata di almeno una decade,  $R$  viene fatto variare in modo continuo (potenziometro) in modo da ottenere tutte le frequenze comprese all'interno di una decade.

### Variation of the duty cycle

To obtain two different semiperiods it is necessary that the durations of the charging and discharging phases be different, for this it is necessary to have two different currents, this can be achieved by substituting the R with the bipolar of Fig. 4.



**Fig. 4 Bipolar to vary the duty cycle**

When charging of C occurs, D<sub>1</sub> is in conduction, D<sub>2</sub> is off, the charge occurs through R<sub>H</sub>, vice versa during discharge, D<sub>2</sub> is in conduction, D<sub>1</sub> is off, the charge occurs through R<sub>L</sub>.

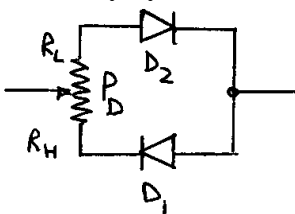
The two semiperiods have therefore duration:

$$T_H = 2R_H C \frac{R_1}{R_f}$$

$$T_L = 2R_L C \frac{R_1}{R_f}$$

To obtain a continuous variation of the duty cycle as in the instruments there are two possibilities:

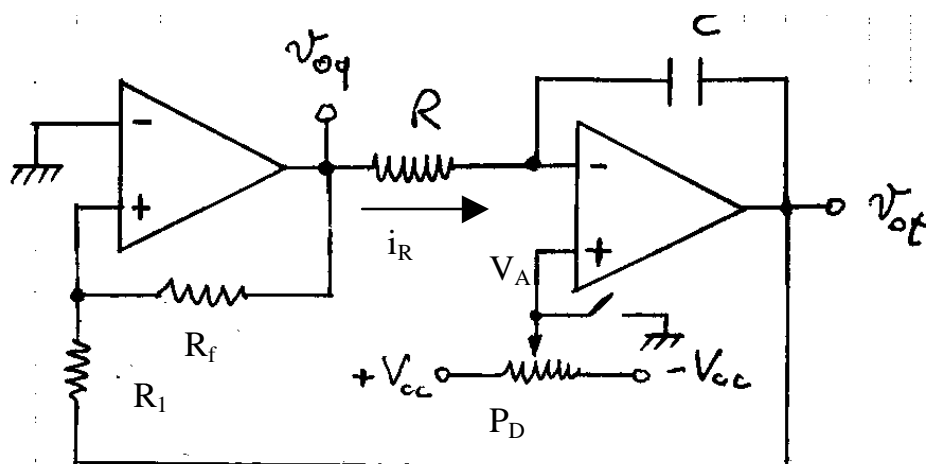
1. Substitute R<sub>H</sub> or R<sub>L</sub> with a variable resistor, in this way the duration of a single semiperiod is varied keeping the other constant. This system has the disadvantage of producing a variation of frequency when the duty cycle is varied.
2. Substitute R<sub>H</sub> and R<sub>L</sub> with a variable resistor as in Fig. 5, in this way when R<sub>H</sub> is increased R<sub>L</sub> automatically decreases, the frequency of the signal generated does not vary when the duty cycle is varied.



**Fig. 5 Bipolar for the continuous variation of the duty cycle at constant period**

If one wants to vary simultaneously frequency and duty cycle, there are some problems, in fact it is necessary to act always on R, since intervening on the trigger voltages modifies the amplitude of the triangular signal, which is strongly undesirable, but intervening on R means not having more independent variation of frequency and duty cycle. To allow a regulation with fewer problems one resorts to the circuit solution of Fig. 6.





**Fig. 6 Regolazione del duty cycle**

La presenza della tensione  $V_A$  mi consente di variare la corrente attraverso  $R$  che vale, nell'ipotesi di validità del principio del corto circuito virtuale:

$$i_R = \frac{v_{Oq} - V_A}{R} \Rightarrow \begin{cases} i_{RL} = \frac{V_{OL} - V_A}{R} \\ i_{RH} = \frac{V_{OH} - V_A}{R} \end{cases} \text{ Se } V_A \neq 0 \text{ le due correnti avranno valore diverso, risulteranno}$$

diversi i tempi di carica e scarica ed i corrispondenti semiperiodi delle forme d'onda, il duty cycle risulterà diverso dal 50%.

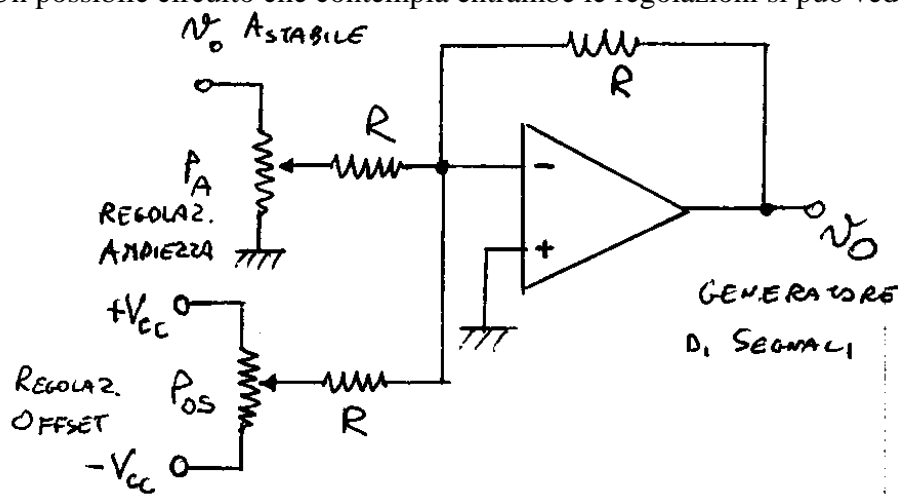
Agendo sul potenziometro si varia  $V_A$  e dunque il duty cycle. Nella pratica si aggiunge un interruttore che consente di portare a zero la tensione  $V_A$  ed ottenere duty cycle pari al 50%, senza la necessità di effettuare una specifica regolazione.

#### Variatione dell'offset e dell'ampiezza

Per aggiungere un offset al segnale generato si ricorre ad un semplice mixer invertente che somma una tensione continua al segnale prodotto dal circuito.

La variazione dell'ampiezza della forma d'onda generata si ottiene mediante un semplice partitore variabile costituito da un potenziometro.

Un possibile circuito che contempla entrambe le regolazioni si può vedere in Fig. 7.



**Fig. 7 Circuito per la variazione dell'offset e dell'ampiezza**

## Problemi

- La frequenza del segnale generato ha un limite massimo, a causa dello slew-rate finito dell'op-amp.
- La frequenza generata dipende dall'op-amp utilizzato, in quanto dipende dai valori delle tensioni saturazione dell'op-amp, ed anche dalle tensioni di alimentazione ( $\pm V_{CC}$ ). Quest'ultimo problema può essere risolto inserendo un limitatore in uscita al comparatore, in modo da definire in modo più preciso  $V_{OH}$  e  $V_{OL}$ .

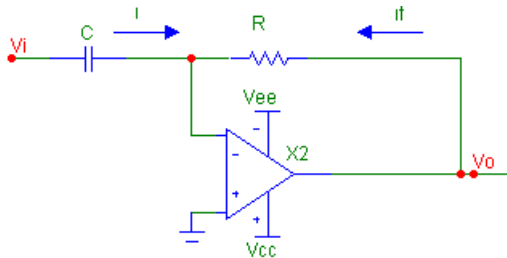
## Il circuito derivatore

### Sommario argomenti trattati

Il circuito derivatore .....	1
Analisi del derivatore invertente .....	1
Risposta alla rampa .....	1
Sensibilità ai disturbi ad h.f. ....	2

**Si tratta di un circuito elettronico che fornisce in uscita una tensione proporzionale alla derivata del segnale d'ingresso.**

### Analisi del derivatore invertente



**Fig. 1 - Derivatore invertente**

Vogliamo dimostrare che il circuito di figura è un derivatore invertente, perciò ricaviamo la tensione di uscita nell'ipotesi di: C inizialmente scarico, op-amp ideale.

Scriviamo l'equazione al nodo sull'ingresso invertente ed abbiamo:

$$i + i_f = 0 \text{ da cui: } i_f = -i$$

In virtù del principio del cortocircuito virtuale,  $v_+ = v_- = 0$ , per cui:  $i = C \frac{dv_i(t)}{dt}$ .

Osservato che la tensione ai capi di R coincide con la tensione di uscita si ha:

$$v_o(t) = Ri_f(t) = -Ri(t) = -RC \frac{dv_i(t)}{dt}$$

**Eq. 1**  $v_o(t) = -RC \frac{dv_i(t)}{dt}$  **relazione ingresso-uscita derivatore invertente**

Relazione che ci dimostra che il circuito è un derivatore invertente.

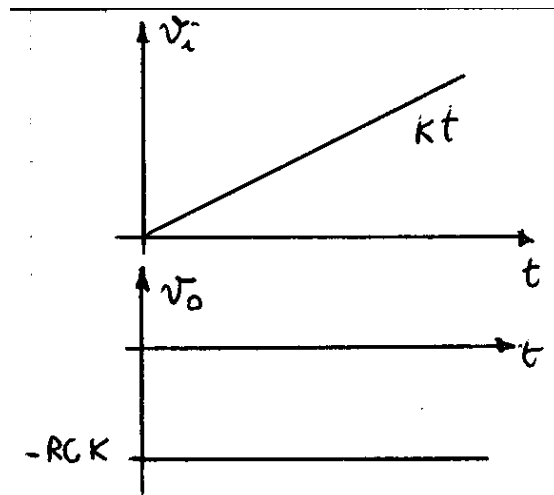
### Risposta alla rampa

Studiamo ora la risposta del circuito ad un segnale a rampa del tipo kt:

posto  $v_i(t) = kt$ :

$$v_o(t) = -RC \frac{dv_i(t)}{dt} = -RC \frac{d(kt)}{dt} = -RCk$$

**Eq. 2**  $v_o(t) = -RCk$  relazione che mi rappresenta l'equazione di una retta orizzontale, nel linguaggio dell'Elettronica un tale segnale viene chiamato **gradino**.



**Fig. 2 Risposta alla rampa di un derivatore**

Da questo risultato si può già intuire una possibile applicazione del derivatore: la generazione di onde quadre a partire da onde triangolari, ma di ciò parleremo più avanti.

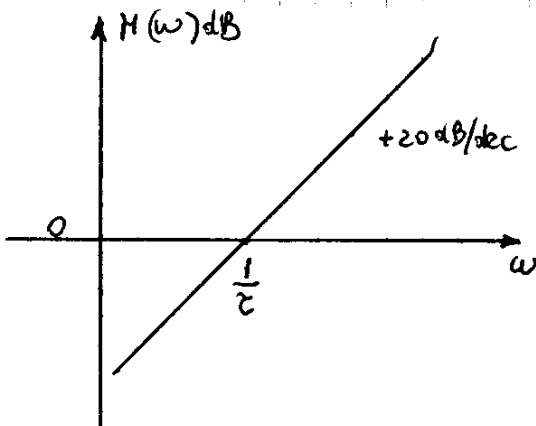
**Sensibilità ai disturbi ad h.f.**

Il circuito derivatore è molto sensibile alla presenza di **disturbi ad alta frequenza**, per renderci conto di ciò determiniamo la risposta in ampiezza, è necessario pertanto determinare la funzione di trasferimento che in questo caso coincide con il guadagno di tensione:

$$\bar{A}_v(j\omega) = -\frac{\bar{Z}_f(j\omega)}{\bar{Z}_1(j\omega)} = -\frac{R}{1/j\omega C} = -j\omega CR \text{ da cui si ricava infine:}$$

**Eq. 3**  $A_v(j\omega) = -j\omega\tau$  con  $\tau = RC$  **funzione di trasferimento derivatore invertente**

Rappresentando il diagramma di Bode del modulo o risposta in ampiezza si ottiene quanto in **Fig. 3** da cui si deduce che un circuito si comporta come derivatore se la sua risposta in ampiezza ha andamento rettilineo con pendenza +20dB/dec.



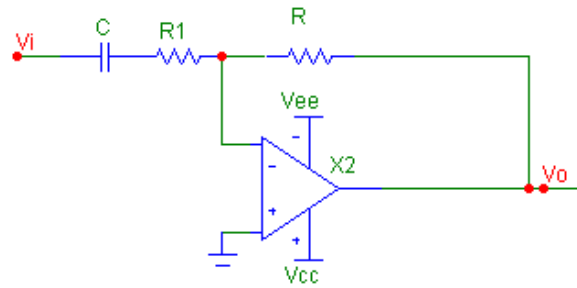
**Fig. 3 Risposta in ampiezza derivatore**

Dalla figura si nota come all'aumentare della frequenza il guadagno di tensione tende a diventare elevatissimo, perciò se sono presenti segnali disturbanti ad alta frequenza questi saranno fortemente esaltati dal circuito, con tutti gli ovvi problemi che ne seguono.

La soluzione di questo problema si articola in due possibilità:

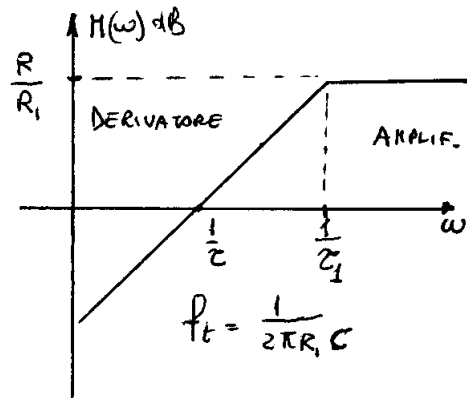
1. Prevedere tutti gli opportuni accorgimenti realizzativi (schermature, etc..) in modo da limitare la presenza dei disturbi.

2. Modificare il circuito in modo da ridurre l'amplificazione ad alta frequenza. Un modo possibile può essere quello di **Fig. 4**



**Fig. 4 Derivatore invertente con limitazione del guadagno a h.f**

La risposta in ampiezza si modifica con in **Fig. 5**, in sostanza ad alte frequenze C tende a diventare un corto circuito ed il circuito si riduce ad un normale amplificatore invertente con guadagno  $A_v = -R/R_1$ , il guadagno non diventa elevatissimo ma un valore ben definito che può essere stabilito dal progettista in modo da non esaltare troppo i disturbi.



**Fig. 5 Risposta in ampiezza derivatore con limitazione guadagno a h.f.**

La modifica introdotta fa sì che il circuito non si comporti più come un perfetto derivatore (a tutti gli effetti si tratta di un filtro attivo passa alto), di fatti la relazione dell'Eq. 1 è ora valida solo in modo approssimativo.

Osservando la risposta in ampiezza si nota la presenza di un tratto rettilineo con pendenza 20dB/dec, allora solo in questa zona il circuito si comporta da derivatore, possiamo così individuare una relazione che ci individua i limiti di funzionamento corretto del circuito.

Indichiamo con  $f_{max}$  la frequenza massima del segnale da derivare e  $f_t$  la frequenza di taglio del filtro costituito dal circuito di **Fig. 4**, affinché il circuito si comporti da buon derivatore deve essere:

**Eq. 4**  $f_t \gg f_{max}$

Nella pratica è sufficiente che sia  $f_t = 10 f_{max}$ .

## GLI OSCILLATORI SINUSOIDALI

### Sommario argomenti trattati

GLI OSCILLATORI SINUSOIDALI.....	1
Cenni al concetto di stabilità.....	1
Definizioni.....	1
Condizioni di stabilità di un sistema lineare.....	2
I sistemi a retroazione positiva come oscillatori.....	6
Approccio intuitivo (teoria di Barkausen).....	6
L'oscillatore sinusoidale a ponte di Wien.....	8
Cenni storici.....	8
Criteri di progetto.....	11
Richiami sul funzionamento della lampadina ad incandescenza.....	11
Oscillatore a ponte di Wien con CAG a lampadina.....	11
Gli oscillatori per alte frequenze - Cenni.....	12
Gli oscillatori a tre punti.....	12
Rete di Colpitts.....	12
Rete di Hartley.....	13
Rete di Clapp.....	13
Gli oscillatori a quarzo.....	14

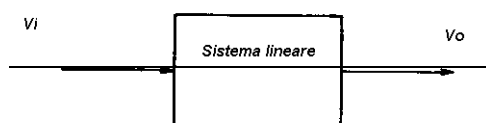
**Un oscillatore sinusoidale è un circuito che genera un segnale sinusoidale.**

~~Affrontiamo lo studio riducendo il più possibile, per ragioni di tempo, le formalizzazioni matematiche, e cercando di individuare una teoria generale applicabile anche a generatori di segnali non sinusoidali.~~

### **~~Cenni al concetto di stabilità~~**

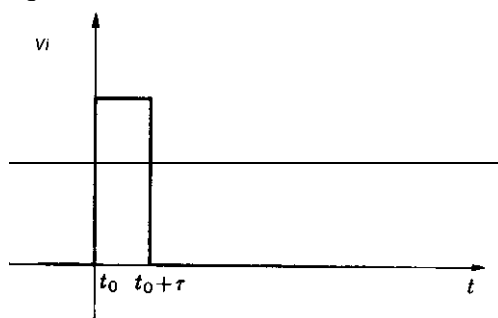
#### **Definizioni**

~~Per introdurre il concetto di stabilità, si fa riferimento ad un sistema lineare generico ad un ingresso ed una uscita (in pratica l'unica situazione che noi abbiamo analizzato nello studio dei circuiti elettronici), schematizzato con il classico blocco del tipo di Fig. 1, che si suppone in una *condizione di quiete o di equilibrio* all'istante  $t=t_0$ : ciò significa che per  $t < t_0$  i segnali d'ingresso e di uscita sono nulli e che per  $t > t_0$  l'uscita rimarrebbe nulla se l'ingresso non subisse variazioni.~~



**Fig. 1 Sistema lineare ad un ingresso ed una uscita**

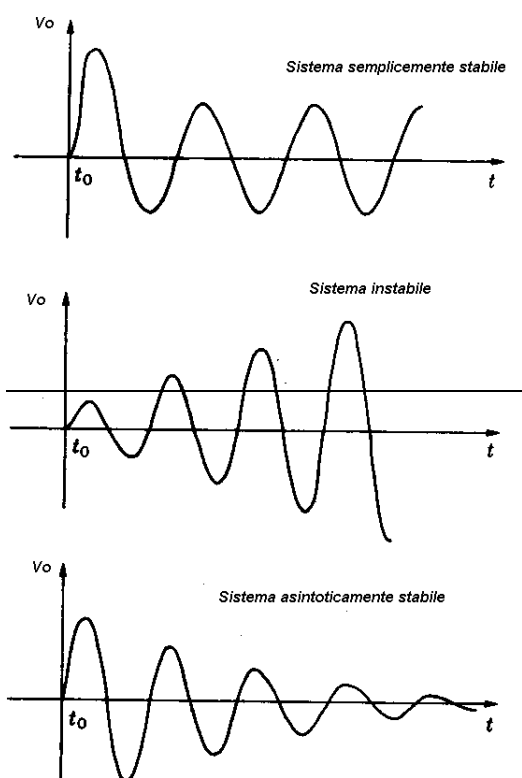
~~L'equilibrio o quiete ovviamente può corrispondere anche a valori costanti non nulli dell'ingresso e dell'uscita, in pratica un qualunque circuito in condizioni statiche è in equilibrio o quiete.~~



**Fig. 2 Esempio di perturbazione**

Si suppone che il sistema, inizialmente in quiete, venga perturbato, ad esempio applicando un segnale d'ingresso diverso da zero per un intervallo di tempo di durata limitata  $\Delta t$ , del tipo di Fig. 2. Il sistema risponde con un segnale di uscita che può presentare tre diversi comportamenti:

1. il segnale di uscita tende ad assumere un'ampiezza costantemente crescente nel tempo, il sistema si dice allora **instabile**;
2. il segnale di uscita tende ad assumere un'ampiezza costante nel tempo, il sistema si dice allora **semplicemente stabile**;
3. il segnale di uscita tende ad assumere un'ampiezza che nel tempo tende ad annullarsi, il sistema si dice allora **asintoticamente stabile o strettamente stabile**.



**Fig. 3 Possibili risposte ad una perturbazione.**

È immediato riconoscere nel caso 3 il classico comportamento di un amplificatore elettronico, cioè di un circuito che fornisce un'uscita proporzionale, istante per istante, al segnale d'ingresso.

I sistemi instabili o semplicemente stabili potrebbero essere invece idonei ad ottenere un generatore di segnali, per convincerci di ciò facciamo le seguenti considerazioni un po' grossolane:

- un generatore di segnali spento, ossia non alimentato, fornisce uscita nulla, possiamo perciò tranquillamente ritenerlo un sistema inizialmente in quiete;
- appena lo accendo, ossia gli fornisco la tensione di alimentazione continua, al suo interno si generano dei transitori di carica e scarica degli elementi reattivi (parassiti o voluti) presenti, a tutti gli effetti introduco una perturbazione del sistema;
- terminato il transitorio iniziale, ossia terminata la perturbazione, il generatore fornisce in uscita il segnale desiderato con ampiezza prestabilita, questa situazione è la stessa di un sistema semplicemente stabile o instabile.

Si tratta ora di capire come ottenere un sistema semplicemente stabile o instabile in grado di erogare in uscita le forme d'onda desiderate.

### **Condizioni di stabilità di un sistema lineare**

Allo scopo è opportuno valutare quali sono le condizioni affinché un sistema risulti asintoticamente stabile, semplicemente stabile o instabile, per far ciò si considera la funzione di trasferimento  $A_{v,f}(s)$

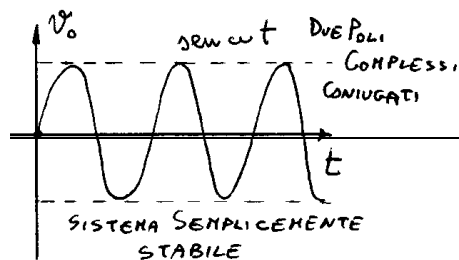
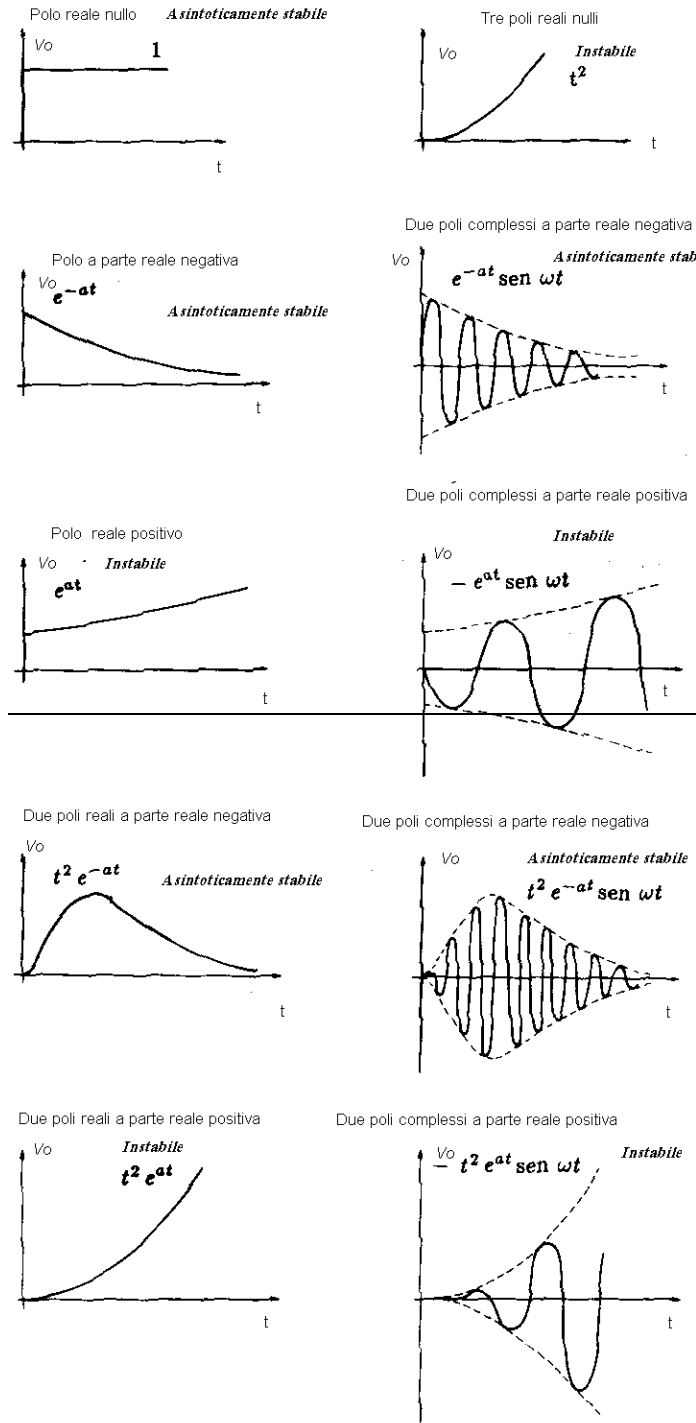
~~del sistema e si determina la risposta ad una perturbazione del tipo di Fig. 2 e si ottengono i seguenti risultati:~~

- ~~1) la funzione di trasferimento ha:~~
  - ~~a) anche **un solo polo con parte reale positiva;**~~
  - ~~b) **oppure due o più poli con parte reale nulla e identica parte immaginaria** (poli multipli) allora il segnale di uscita tende ad assumere un'ampiezza costantemente crescente nel tempo, il sistema si dice allora **instabile;**~~
- ~~2) la funzione di trasferimento ha:~~
  - ~~a) **tutti i poli a parte reale negativa,**~~ il segnale di uscita tende ad assumere un'ampiezza che nel tempo tende ad annullarsi, il sistema si dice allora **asintoticamente stabile o strettamente stabile;**
- ~~3) la funzione di trasferimento ha:~~
  - ~~a) **uno o più poli a parte reale nulla e tutti diversi fra loro** (poli semplici) e **tutti i rimanenti poli a parte reale negativa,** il segnale di uscita tende ad assumere un'ampiezza costante nel tempo, il sistema si dice allora **semplicemente stabile.**~~

**Fig. 4 Esempi di risposte ad una perturbazione**

~~Senza entrare troppo nei particolari, un esempio di quello che succede si può vedere in fig. 4, dalla quale si può dedurre che **se si desidera generare dei segnali sinusoidali** vi devono essere poli complessi coniugati a parte reale nulla ossia **poli puramente immaginari.**~~





Se ricordiamo che la posizione dei poli dipende dai componenti del sistema, ci rendiamo immediatamente conto che la condizione sopra è abbastanza critica da ottenere. Infatti è sufficiente che per un qualche motivo (variazioni di temperatura o altre condizioni ambientali, invecchiamento dei componenti) il valore dei componenti cambi, per avere un immediato spostamento dei poli e modifica del segnale generato in uscita come segue:

1. i poli si spostano nel semipiano destro, diventano perciò a parte reale positiva e l'uscita tende ad aumentare in ampiezza; tale aumento cessa quando l'ampiezza raggiunge il massimo valore consentito dalla tensione di alimentazione, dopodiché il circuito "taglia" ossia **distorce** il segnale di uscita che non è più sinusoidale.
2. i poli si spostano nel semipiano sinistro, diventano perciò a parte reale negativa e l'uscita tende a diminuire in ampiezza, fino ad annullarsi. Il generatore smette di erogare il segnale sinusoidale ossia, come si dice nel gergo, **si spegne**.
3. i poli si spostano lungo l'asse immaginario, l'ampiezza non cambia ma cambia la **frequenza** del segnale generato.

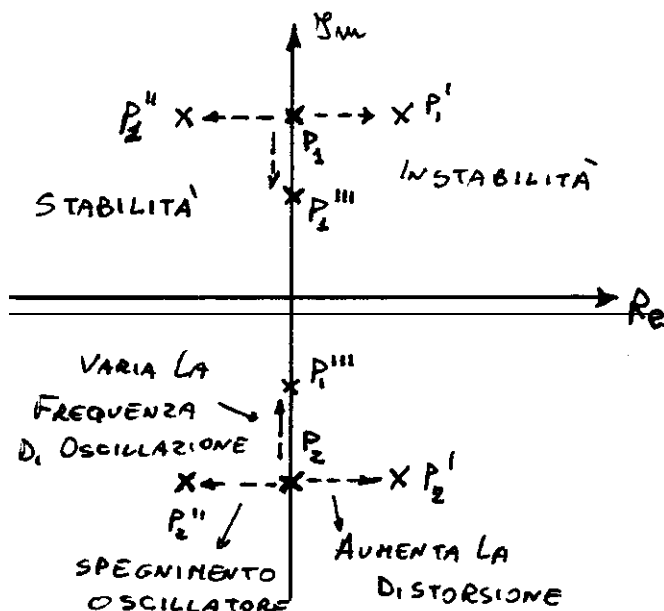


Fig. 5 Effetti dello spostamento dei poli

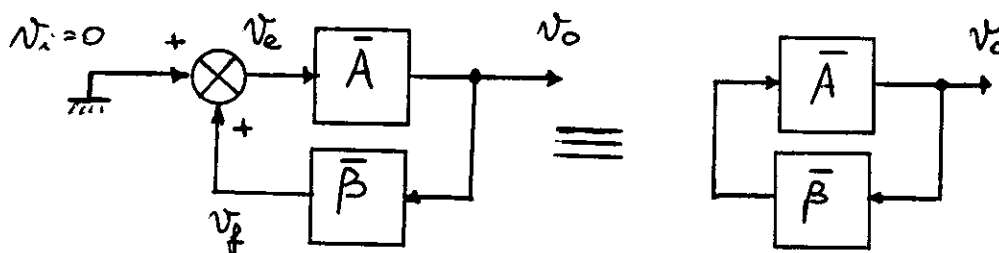
Gli effetti sono tutti e tre altamente indesiderati e pertanto a questi si cercherà di porre rimedio sia utilizzando componenti con ottime caratteristiche, sia inserendo opportuni sistemi che si occupano di mantenere i poli nella posizione voluta.

In particolare i sistemi che tengono sotto controllo **solo** l'ampiezza del segnale di uscita sono detti "**circuiti di controllo automatico del guadagno**" o semplicemente **C.A.G.** (A.G.C. da *automatic gain control* in inglese)

### ***I sistemi a retroazione positiva come oscillatori.***

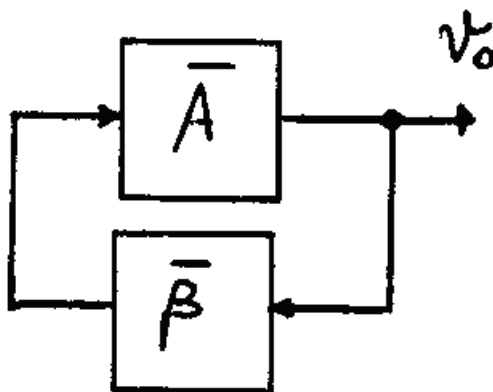
Fino a questo punto abbiamo fatto solo delle considerazioni teoriche, ma ancora non abbiamo visto in concreto come ottenere questi circuiti. Allo scopo facciamo qualche cenno storico.

Tra i primi a riuscire ad ottenere un generatore di segnali sinusoidali fu E.H Armstrong agli inizi del secolo. Egli aveva appena scoperto la retroazione positiva ed i suoi benefici effetti sul valore del guadagno di uno stadio amplificatore. In alcuni esperimenti con l'obiettivo di incrementare sempre di più il guadagno ottenibile, si accorse che in certe situazioni il circuito smetteva di amplificare e cominciava a fornire in uscita segnali del tutto indipendenti da quelli d'ingresso, e qui comprese subito che questo comportamento era proprio quello di un generatore. Provò a realizzare circuiti privi di segnale d'ingresso e scegliendo opportunamente il blocco di retroazione ed il valore del guadagno del blocco amplificatore riuscì a generare dei segnali sinusoidali a radiofrequenza di qualità accettabile.



**Fig. 6 Derivazione della struttura di un oscillatore sinusoidale da parte di Armstrong.**

La struttura generale di un oscillatore è dunque quella di Fig. 7 con **A blocco amplificatore**, generalmente a larga banda e  **$\beta$  blocco di retroazione** generalmente passivo e con comportamento selettivo (tipo filtro passa-banda o elimina-banda). È bene precisare che è possibile che sia  $A$  che  $\beta$  siano due blocchi attivi con comportamento selettivo, così come è possibile che il comportamento selettivo



**Fig. 7 - Schema a blocchi di un OSCILLATORE SINUSOIDALE**

Al fine di spiegarne il funzionamento, inizialmente non si seguì il procedimento rigoroso sopra illustrato, ma un procedimento più intuitivo e più grossolano che ora riportiamo.

### ***Approccio intuitivo (teoria di Barkausen)***

Un generatore di segnali possiamo considerarlo come un quadripolo con un guadagno  $\bar{A}_{vf}$ , che fornisce in uscita una tensione  $v_o$  in assenza di segnale d'ingresso  $v_i$ , ossia con  $v_i = 0$ , possiamo perciò affermare che tale quadripolo deve avere un  $\bar{A}_{vf}$  infinito. Se vogliamo che  $v_o$  sia perfettamente sinusoidale tale situazione deve essere verificata solo ad una frequenza ossia quella desiderata in uscita ( $f_{osc}$ ).

Si pone ora il problema di realizzare concretamente tale situazione circuitale, in quanto i quadripoli da noi trattati (gli amplificatori) presentano tutti guadagno finito, vi è però una configurazione circuitale che consente di aumentare il guadagno di un amplificatore: la retroazione positiva.

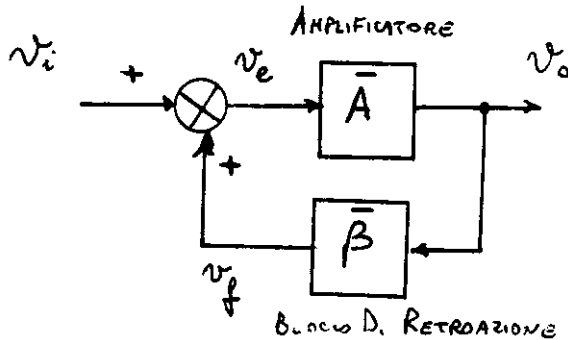


Fig. 8 Sistema in retroazione positiva

Verifichiamo se è possibile che in qualche condizione il guadagno risulti infinito. Procedendo come già visto nell'affrontare la teoria della retroazione, si ricava la seguente espressione del guadagno (vedi fig. 8):

$$v_o = \bar{A} v_e; \quad v_e = v_i + v_f; \quad v_f = \bar{\beta} v_o$$

segue: sostituendo l'espressione di  $v_f$  nell'espressione di  $v_e$ :

$$v_e = v_i + \bar{\beta} v_o$$

$$v_o = \bar{A} v_e = \bar{A} (v_i + \bar{\beta} v_o) = \bar{A} v_i + \bar{A} \bar{\beta} v_o$$

portiamo a primo membro tutti i termini con la  $v_o$  e si

ha:

$$v_o (1 - \bar{A} \bar{\beta}) = \bar{A} v_i; \quad \text{da cui si può ricavare } \bar{A}_{vf}:$$

$$\text{Eq. 1} \quad \bar{A}_{vf} = \frac{v_o}{v_i} = \frac{\bar{A}}{1 - \bar{A}\bar{\beta}} \quad \text{Guadagno di un sistema in retroazione positiva.}$$

questi risulta infinito se il guadagno d'anello  $\bar{A}\bar{\beta} = 1$ , situazione concretamente realizzabile.

Possiamo concludere che un circuito costituito da un amplificatore  $\bar{A}$  posto in retroazione positiva con un blocco passivo  $\bar{\beta}$  è un oscillatore sinusoidale se risulta:

$$\text{Eq. 2} \quad \bar{A}(j\omega)\bar{\beta}(j\omega) = 1 \quad \text{alla sola frequenza } f_{osc}$$

tale condizione è detta condizione di oscillazione o **condizione di Barkausen**.

Questa condizione si può pure esprimere nei seguenti modi alternativi ed equivalenti:

$$\text{Eq. 3} \quad \begin{cases} |\bar{A}(j\omega)\bar{\beta}(j\omega)| = 1 \\ \angle \bar{A}(j\omega)\bar{\beta}(j\omega) = 0 \end{cases} \quad \text{alla sola frequenza } f_{osc}$$

oppure ancora:

$$\text{Eq. 4} \quad \begin{cases} \text{Re}(\bar{A}(j\omega)\bar{\beta}(j\omega)) = 1 \\ \text{Im}(\bar{A}(j\omega)\bar{\beta}(j\omega)) = 0 \end{cases} \quad \text{alla sola frequenza } f_{osc}$$

Osservazioni:

- dovendo risultare verificata la relazione ad una sola frequenza è evidente che il gruppo amplificatore più blocco passivo deve risultare altamente **selettivo**, poiché l'amplificatore è normalmente a banda larga per comodità realizzative, la selettività è affidata tutta al blocco passivo, il quale sarà in sostanza un filtro passa-banda o elimina-banda;
- la condizione  $\angle \bar{A}(j\omega)\bar{\beta}(j\omega) = 0$ , indica che l'anello costituito dal blocco passivo e dall'amplificatore deve introdurre uno sfasamento nullo, ciò è necessario per garantire la presenza della retroazione positiva;
- la condizione di oscillazione trattata precedentemente garantisce in senso matematico la presenza di oscillazioni autosostenute, tuttavia, è ben noto che i parametri di un qualunque circuito non possono essere mantenuti costanti indefinitamente. In altre parole supponiamo di aver realizzato il circuito in modo da avere soddisfatta la condizione di oscillazione. Se in seguito ad un

cambiamento dei componenti  $\overline{A\beta} < 1$ , ovviamente le oscillazioni cesseranno. Se invece  $\overline{A\beta} > 1$ , le oscillazioni cresceranno in ampiezza. Abbiamo perciò bisogno di un meccanismo che garantisca il mantenimento della condizione di oscillazione per il valore desiderato dell'ampiezza del segnale di uscita. Questo scopo viene raggiunto mediante un circuito non lineare per il controllo del guadagno detto **controllo automatico del guadagno** o semplicemente **C.A.G.**

Il funzionamento del C.A.G., alla luce anche delle considerazioni rigorose iniziali è il seguente:

- Per prima cosa, per assicurare che le oscillazioni abbiano inizio, si progetta il circuito in modo che  $\overline{A\beta}$  sia leggermente maggiore di uno. Questo corrisponde a progettare un circuito con i poli a parte reale positiva ossia nel semipiano destro del piano dei numeri complessi..
- Quindi, negli istanti successivi all'accensione del circuito, le oscillazioni cresceranno in ampiezza. Quando l'ampiezza raggiunge il livello desiderato, la rete non lineare entra in funzione e fa in modo che il guadagno d'anello si riduca esattamente ad uno. In altre parole, i poli saranno "tirati indietro" verso l'asse immaginario. Questa azione farà in modo che il circuito continui ad oscillare a questa ampiezza desiderata.
- Se per qualche ragione il guadagno d'anello scende sotto l'unità, l'ampiezza dell'onda sinusoidale tende a diminuire. Questo fatto viene rivelato dalla rete non lineare, che farà aumentare il guadagno d'anello fino a renderlo esattamente unitario.

## L'oscillatore sinusoidale a ponte di Wien

Questo circuito fa parte della grande famiglia degli oscillatori RC (a resistenza e capacità). Questo circuito ha una storia molto interessante.

### Cenni storici

Fin verso alla fine degli anni trenta non esistevano generatori di segnali a bassa frequenza con buone caratteristiche di distorsione e stabilità in ampiezza. Infatti per ottenere segnali a bassa frequenza, si doveva ricorrere al fenomeno del battimento, ottenuto miscelando i segnali provenienti da due oscillatori a radiofrequenza, con notevoli inconvenienti.



Fig. 9 William R. Hewlett e David Packard (proprietà HP company)

William R. Hewlett, uno studente di ingegneria della Stanford University, come tesi per ottenere il master, propose come soluzione del problema il circuito che ci apprestiamo a studiare.

Il punto chiave dell'invenzione di Hewlett fu l'individuare come realizzare semplicemente un CAG, oltre ad individuare come la rete scoperta da Wien nel 1891, avesse le caratteristiche necessarie per ottenere un oscillatore con frequenza facilmente variabile.

Dopo la laurea Hewlett inizia a lavorare alla General Electric Co. insieme a David Packard, ma dopo poco tempo abbandonano il lavoro e si mettono in proprio. Nel 1938 riuscirono a vendere alla Walt Disney 8 esemplari del loro generatore di segnali sinusoidali HP200A, basato sull'oscillatore

a ponte di Wien, ottenendo così i capitali necessari per fondare la famosissima Hewlett Packard<sup>1</sup>. Per tutelare i propri diritti sull'invenzione, nel 1939 William R. Hewlett richiese e ottenne il brevetto per questa invenzione.

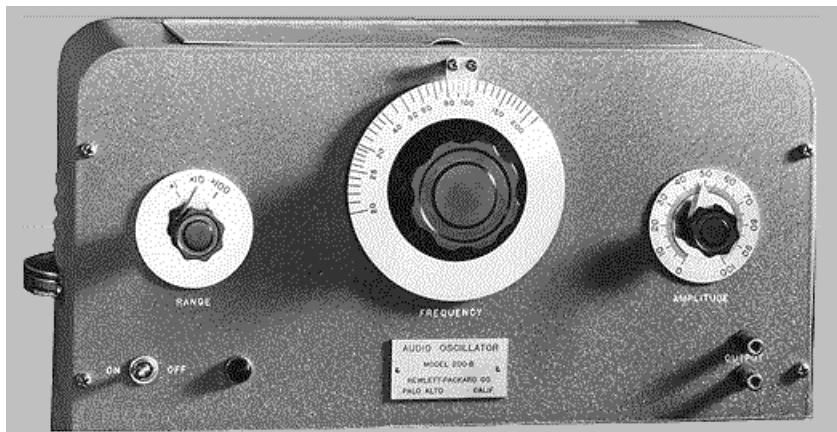


Fig. 10 HP200A Audio oscillator - Vista dall'esterno

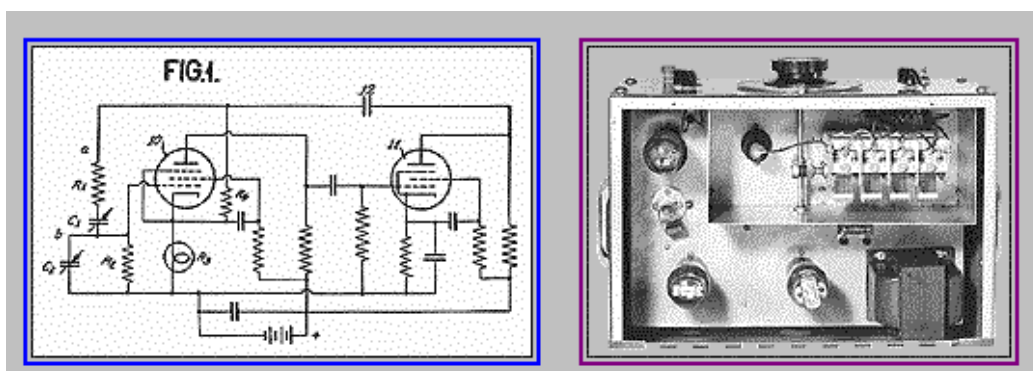


Fig. 11 Schema circuitale e vista dell'interno del HP200A

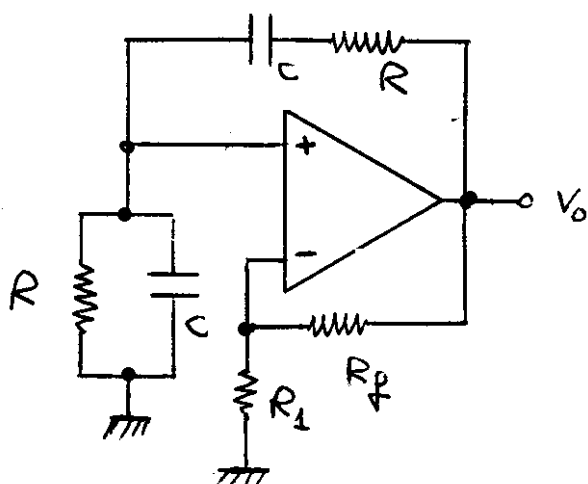


Fig. 12 Oscillatore a ponte di Wien

Ci proponiamo ora di ricavare se è effettivamente un oscillatore. Secondo la condizione di Barkausen se è un oscillatore sinusoidale, deve risultare  $\bar{A}(j\omega)\bar{\beta}(j\omega)=1$  alla sola frequenza  $f_{osc}$ .

Pertanto determiniamo l'espressione del guadagno d'anello e verifichiamo se esiste qualche valore di frequenza o pulsazione per cui è vera la condizione di Barkausen, se la verifica ha successo il circuito è un oscillatore e noi abbiamo contemporaneamente determinato la frequenza di oscillazione, altrimenti il circuito non è un oscillatore.

Dalla figura possiamo individuare che il blocco amplificatore è costituito da un op-amp in configurazione non invertente, mentre il blocco di retroazione è un partitore di tensione costituito da due

<sup>1</sup> A partire dal 1999 la sezione strumentazione elettronica della Hewlett Packard, si è staccata dalla casa madre e ha preso il nome di Agilent Technologies

impedenze:  $\bar{Z}_s = R + \frac{1}{j\omega C} = \frac{1+j\omega CR}{j\omega C}$  e  $\bar{Z}_p = \frac{R \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R}{1+j\omega CR}$  da cui si può

ricavare  $\bar{\beta}$

$$\bar{\beta} = \frac{\bar{Z}_p}{\bar{Z}_s + \bar{Z}_p} = \frac{\frac{R}{1+j\omega CR}}{\frac{1+j\omega CR}{j\omega C} + \frac{R}{1+j\omega CR}} = \frac{\frac{R}{1+j\omega CR}}{\left(\frac{R}{1+j\omega CR}\right) \left[\left(\frac{1+j\omega CR}{R} \cdot \frac{1+j\omega CR}{j\omega C}\right) + 1\right]}$$

$$\bar{\beta} = \frac{1}{\left(\frac{1+j\omega CR}{R} \cdot \frac{1+j\omega CR}{j\omega C}\right) + 1} = \frac{1}{\left(\frac{(1+j\omega CR)^2}{j\omega CR}\right) + 1}$$

ricordata l'espressione del guadagno di un amplificatore non invertente  $\bar{A} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$  posso ricavare

l'espressione di  $\bar{A}\bar{\beta} = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \frac{1}{\left(\frac{(1+j\omega CR)^2}{j\omega CR}\right) + 1}$  conviene ora utilizzare la condizione di Barkausen

espressa nella forma dell'eq. 4, pertanto deve risultare nulla la parte immaginaria, quindi deve risultare:

$$\text{Im} \left( \frac{1}{\left(\frac{(1+j\omega CR)^2}{j\omega CR}\right) + 1} \right) = 0 \text{ sviluppiamo il termine tra parentesi:}$$

$$\text{Im} \left( \frac{1}{\left(\frac{1+2j\omega CR - (\omega CR)^2}{j\omega CR}\right) + 1} \right) = \text{Im} \left( \frac{1}{\frac{1 - (\omega CR)^2}{j\omega CR} + 2 + 1} \right) = 0 \text{ ma la parte immaginaria è solo quella con il j:}$$

$\frac{1 - (\omega CR)^2}{\omega CR} = 0 \Rightarrow 1 - (\omega CR)^2 = 0 \Rightarrow (\omega CR)^2 = 1 \Rightarrow \omega = \pm \frac{1}{RC}$  escludiamo la soluzione negativa priva di significato fisico, abbiamo che esiste un valore di frequenza:

**Eq. 5**  $f_{\text{osc}} = \frac{1}{2\pi RC}$

per cui può essere soddisfatta la condizione di Barkausen, deve infatti pure essere alla stessa frequenza:

$\text{Re}(\bar{A}(j\omega)\bar{\beta}(j\omega)) = 1$  cioè, sostituendo nell'espressione del guadagno d'anello:

$$\overline{A\beta} = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \frac{1}{\left(\frac{(1 + j\omega CR)^2}{j\omega CR}\right) + 1} = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \frac{1}{\left(\frac{(1 + j\frac{1}{CR} CR)^2}{j\frac{1}{CR} CR}\right) + 1} = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \frac{1}{\left(\frac{(1 + j)^2}{j}\right) + 1} =$$

$$\overline{A\beta} = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \frac{1}{\left(\frac{1 + 2j + j^2}{j}\right) + 1} = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \frac{1}{\left(\frac{1 + 2j - 1}{j}\right) + 1} = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \frac{1}{\left(\frac{2j}{j}\right) + 1} = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \frac{1}{2 + 1} = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \frac{1}{3} = 1$$

~~ora se  $\overline{A} = 1 + \frac{R_f}{R_1} = 3$  la condizione di Barkhausen è soddisfatta e possiamo dire che il nostro circuito è~~

~~un oscillatore.~~

### Conclusione

Il circuito funziona da oscillatore sinusoidale con:

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi RC}$$

se il **guadagno** dell'amplificatore è **pari a 3**.

### Criteri di progetto.

È assegnata la  $f_{osc}$ , si sceglie un valore ottimale di C e si calcola il valore necessario di R. I resistori  $R_1$  e  $R_f$  si determinano in modo da avere un guadagno leggermente maggiore di 3 e garantire così il sicuro innesco dell'oscillatore (normalmente si sceglie un guadagno circa il 1-10% più grande di quello strettamente necessario).

Se si è disposti a tollerare una certa distorsione della forma d'onda, si può affidare il meccanismo di CAG all'intrinseca limitazione introdotta dall'op-amp, altrimenti o si inserisce un meccanismo di limitazione più graduale, ricorrendo a circuiti limitatori o meglio ancora si ricorre ad appositi circuiti CAG.

Un CAG estremamente semplice, ma non per questo meno efficace, si può ottenere utilizzando al posto di  $R_1$  una lampadina ad incandescenza.

Per variare la frequenza occorre agire contemporaneamente o sui due resistori R o sulle due capacità C. Allo stato attuale della tecnologia si preferisce agire sui resistori, infatti è sufficiente utilizzare due potenziometri di ugual valore con gli alberi collegati meccanicamente fra loro.

### Richiami sul funzionamento della lampadina ad incandescenza

La lampadina ad incandescenza è costituita da un bulbo di vetro all'interno del quale è prodotto il vuoto ed è posto un filamento in tungsteno o altro metallo che fonde ad altissima temperatura.

Appena la lampadina viene accesa la sua resistenza è piccola, poi con il passaggio della corrente il filamento si riscalda sempre di più, aumentando contemporaneamente la sua resistenza come succede per tutti i metalli riscaldati.

In sostanza la lampadina è una resistenza variabile con la corrente che l'attraversa.

### Oscillatore a ponte di Wien con CAG a lampadina

Il circuito viene dimensionato in modo che all'accensione (lampadina fredda) risulti  $\overline{A} = 1 + \frac{R_f}{R_1} > 3$

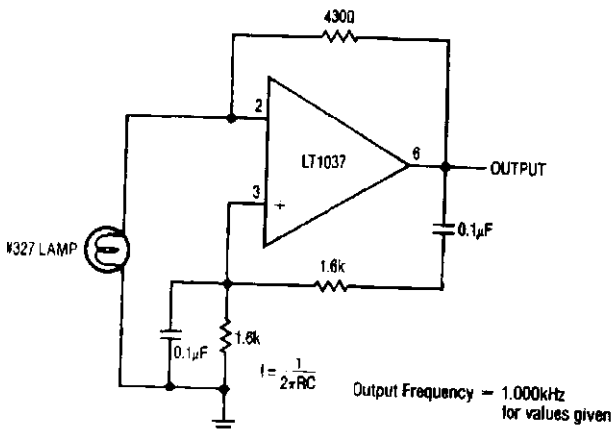
cosicché  $\overline{A\beta} > 1$  e l'oscillatore di sicuro si innesca.

Man mano la tensione di uscita cresce, aumenta la corrente che attraversa le due resistenze  $R_1$  e  $R_f$ , la lampadina si riscalda aumentando la sua resistenza ossia  $R_1$ , provocando così una diminuzione di guadagno.

In funzione del tipo di lampadina e della taratura del circuito, ad un certo livello della tensione di uscita, la corrente attraverso la lampadina è tale da comportare un valore di resistenza per cui



$\bar{A} = 1 + \frac{R_f}{R_1} = 3$ , cosicché  $\bar{A}\bar{\beta} = 1$  e la tensione di uscita smette di aumentare e rimane costante (poli puramente immaginari).



**Fig. 13 Oscillatore sinusoidale con CAG a lampadina**

Se, per un qualche motivo, la tensione di uscita diminuisce (l'oscillatore tende a spegnersi e quindi  $\bar{A}\bar{\beta} < 1$ ) la lampadina si raffredda, la sua resistenza  $R_1$  cala, il guadagno dell'amplificatore aumenta riportando il guadagno d'anello  $\bar{A}\bar{\beta}$  al valore unitario.

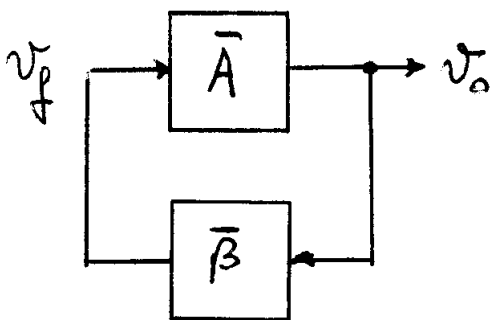
Con questo sistema si riescono ad ottenere oscillatori sinusoidali con distorsione armonica totale dello 0.0025%, risultati migliori si ottengono con CAG a JFET (THD=0.0018%) o utilizzando una fotoresistenza al solfuro di cadmio accoppiata ad un led (THD=0.0003%).

## Gli oscillatori per alte frequenze - Cenni

In particolare nel mondo delle telecomunicazioni è necessario disporre di oscillatori in grado di erogare segnali sinusoidali con frequenze molto elevate, per questo tipo di applicazioni gli oscillatori a resistenza capacità non sono adatti e normalmente si ricorre a reti selettive composte da induttori e condensatori o, meglio ancora, da quarzi.

### Gli oscillatori a tre punti

Sono anche noti come **oscillatori liberi**, la loro struttura è la solita di un oscillatore sinusoidale, dove il blocco A è un amplificatore invertente realizzato con BJT o altro tipo di transistor, il blocco di retroazione  $\bar{\beta}$ , di conseguenza, deve essere pure invertente ossia sfasare di  $180^\circ$  alla sola frequenza di oscillazione, in modo da soddisfare la condizione di Barkausen.



**Fig. 14 Struttura di un generico oscillatore sinusoidale**

In questa sede non effettueremo alcuna analisi, in quanto il comportamento reale del circuito è fortemente influenzato dalla realizzazione pratica del circuito stesso, rendendo ogni analisi uno sterile esercizio matematico.

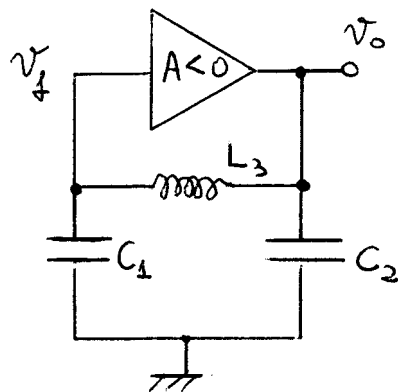
Le reti a tre punti più utilizzate sono tre:

### Rete di Colpitts

La frequenza di oscillazione vale:

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_3 C_T}} \text{ con } C_T \text{ capacit\`a equivalente alla serie di } C_2 \text{ e } C_1;$$

È una delle configurazioni più utilizzate, poiché utilizza un solo induttore e quindi ci sono meno problemi realizzativi (l'induttore irradia intorno un campo magnetico che può disturbare i circuiti vicini, il condensatore non ha invece questo problema).



**Fig. 15 - Oscillatore di Colpitts**

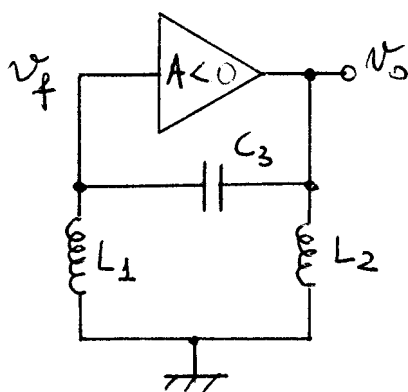
È opportuno che le capacità utilizzate siano le più elevate possibili, per ridurre gli effetti delle capacità parassite inevitabilmente presenti (nella pratica  $C_1, C_2 > 10 C_p$ ).

### Rete di Hartley

La frequenza di oscillazione vale:

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_3 L_T}} \text{ con } L_T \text{ induttanza equivalente alla serie di } L_2 \text{ e } L_1 \text{ (compresa la mutua induttanza$$

M);

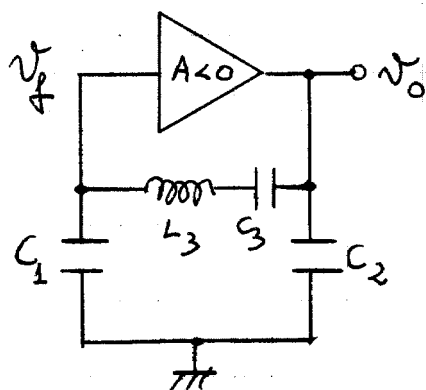


**Fig. 16 Oscillatore di Hartley**

I due induttori sono in realtà un'unica induttanza in cui è stata ricavata una presa centrale, perciò i due induttori sono da considerare mutuamente accoppiati (tipo un trasformatore).

### Rete di Clapp

È una variante della rete di Colpitts in cui l'induttore è stato sostituito da un bipolo risonante serie, che opera sopra la frequenza di risonanza, in modo da avere un comportamento complessivamente induttivo.



**Fig. 17 Oscillatore di Clapp**

Grazie alla presenza di  $C_3$ , l'impedenza induttiva del bipolo è inferiore all'impedenza induttiva della sola  $L_3$ , l'induttanza equivalente  $L_T$  del bipolo serie risulta quindi inferiore a  $L_3$ .

Si può facilmente dimostrare che  $L_T = L_3 - \frac{1}{\omega^2 C_3}$ .

In pratica si riesce ad ottenere una riduzione dei valori di induttanza che consente di utilizzare capacità  $C_1, C_2$ , più elevate e quindi ridurre l'effetto delle capacità parassite.

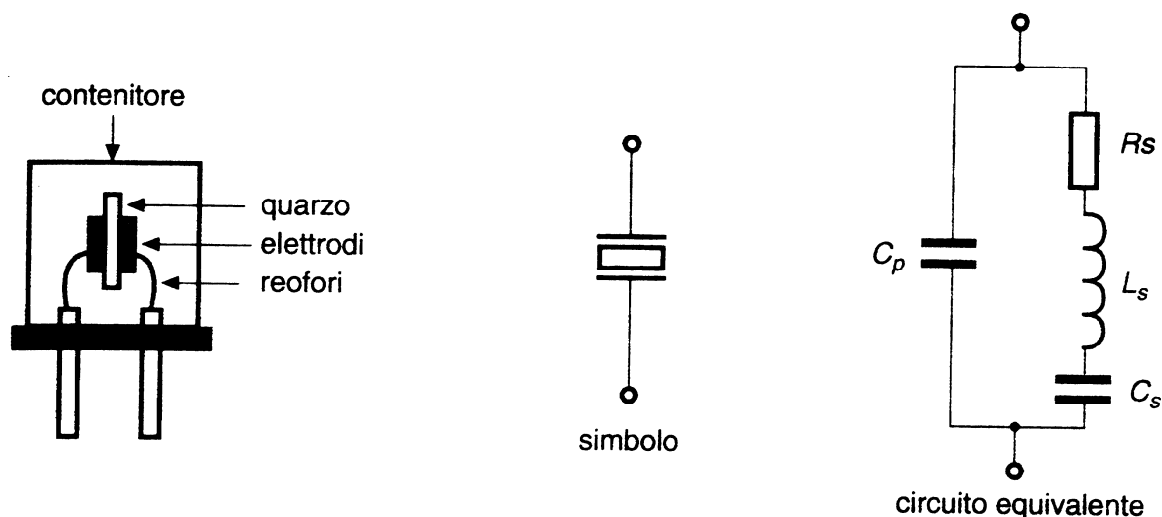
### **Gli oscillatori a quarzo**

Nel campo delle telecomunicazioni è necessario generare dei segnali sinusoidali con frequenza molto precisa e stabile sia nel tempo che in presenza di cambiamenti delle condizioni ambientali, in questo caso la soluzione più opportuna è quella di utilizzare reti di reazione che facciano uso di cristalli di quarzo o semplicemente quarzi.



**Fig. 18 – Il quarzo come minerale e come componente elettronico**

Il **quarzo** è un materiale **piezoelettrico** ossia che sottoposto a deformazione meccanica genera una tensione ai suoi capi (in questo caso si comporta come un generatore di tensione) e, viceversa, sottoposto ad una tensione si deforma (in questo caso si comporta come un componente passivo).

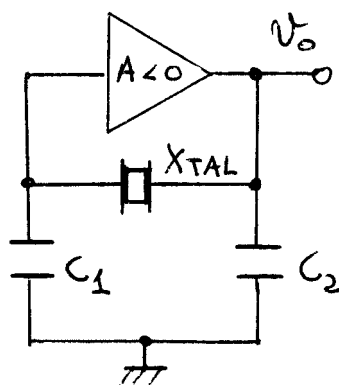


**Fig. 19** Caratteristiche del quarzo<sup>2</sup>

Nei circuiti elettronici il quarzo è prevalentemente utilizzato come componente passivo, questi si comporta come un bipolo risonante serie, i cui valori di  $R_s$ ,  $L_s$  e  $C_s$ , e quindi frequenza di risonanza  $f_0$ , dipendono dalle dimensioni fisiche del quarzo e da come questi viene tagliato, pertanto un'elevata precisione nelle dimensioni fisiche si traduce in un **elevata precisione** dei parametri elettrici del componente. Si riescono così ad ottenere quarzi con precisioni sulla  $f_0$  dell'ordine dello 0,0001%.

Notevole è la **stabilità delle caratteristiche** al variare delle condizioni ambientali e con l'invecchiamento.

Un'altra importantissima caratteristica del quarzo è l'**elevatissimo Q**, che può raggiungere valori da  $10^3$  a  $10^6$ , si possono ottenere così reti ad altissima selettività, ideali per ottenere oscillatori con elevata purezza spettrale, ossia con forma d'onda molto vicina alla sinusoidale ideale



**Fig. 20** Oscillatore di Pierce

Un esempio di oscillatore a quarzo è quello di Fig. 20, dove il quarzo ha sostituito il bipolo risonante serie della rete di Clapp, questo circuito è noto come oscillatore di Pierce.

<sup>2</sup> N.B.  $C_p$  è la capacità parassita dovuta alle metallizzazioni necessarie per collegare i reofori alle facce del cristallo di quarzo e origina una seconda frequenza di risonanza a frequenza leggermente superiore a  $f_0$ .

