

Docente: Prof. Antonino Cucinotta

**ELEMENTI DI TEORIA
DEI PRINCIPALI COMPONENTI DISCRETI
A SEMICONDUTTORI**

Metalli, semiconduttori ed isolanti

I metalli (rame, argento, oro, alluminio, ferro, ecc..) hanno struttura cristallina, e sono costituiti da ioni positivi, che vibrano per effetto dell'agitazione termica intorno alle loro posizioni di equilibrio, e da elettroni, uno o più per atomo a seconda della valenza, che sono liberi di muoversi attraverso il cristallo sotto l'azione di un campo elettrico applicato al metallo per effetto di una differenza di potenziale elettrico. Le energie possedute dai suddetti elettroni liberi (o di conduzione) sono distribuite con continuità entro una banda energetica caratteristica di ogni metallo, denominata banda di conduzione per distinguerla dalla banda energetica occupata dagli elettroni di valenza (banda di valenza).

Mentre gli elettroni di valenza, vincolati strettamente al nucleo, determinano la forza del legame (coesione) tra gli atomi del cristallo, gli elettroni di conduzione consentono il passaggio della corrente elettrica attraverso il metallo.

L'occupazione della banda di conduzione è determinata da un principio fondamentale della meccanica quantistica, il principio di Pauli, in base al quale si deduce che nei metalli lo spostamento degli elettroni di conduzione all'interno della relativa banda, per effetto di un campo elettrico applicato, è possibile purchè che la banda di conduzione non sia completamente occupata da elettroni, in modo tale che un elettrone, accrescendo la sua energia, possa spostarsi nella banda verso livelli energetici superiori.

Pertanto nei metalli la banda di conduzione non deve essere completamente occupata (fig.1).

Negli isolanti invece la banda di conduzione o è completamente occupata oppure è vuota (fig.2); in quest'ultimo caso il salto energetico tra la banda di valenza e quella di conduzione è così grande (caso del diamante), che nessun elettrone di valenza può passare nella banda di conduzione per diventare elettrone libero e consentire il passaggio della corrente elettrica.

I semiconduttori sono cristalli aventi proprietà intermedie tra quelle dei metalli e quelle degli isolanti, ed in essi il salto energetico tra la banda di valenza e quella di conduzione è relativamente piccolo (qualche elettronvolt). Pertanto i semiconduttori, che alla temperatura dello zero

assoluto si comportano da isolanti, a temperatura ordinaria conducono la corrente elettrica grazie a quegli elettroni che possiedono un'energia termica sufficiente per trasferirsi dalla banda di valenza alla banda superiore (di conduzione) (fig.3).

Bisogna considerare inoltre che per ogni elettrone che passa dalla banda di valenza a quella di conduzione, si genera simultaneamente nella banda di valenza una buca (o lacuna), che è dovuta alla mancanza di un elettrone di valenza, e si comporta a tutti gli effetti come una particella con carica positiva. Una buca si sposta nella banda di valenza, sotto l'azione di un campo elettrico esterno, quando viene occupata da un elettrone di valenza che si sposta in senso opposto (fig.4). Pertanto, mentre nei metalli la corrente elettrica è determinata esclusivamente dallo spostamento degli elettroni liberi nella banda di conduzione, nei semiconduttori invece essa è dovuta sia agli elettroni liberi che si spostano nella banda di conduzione, sia alle buche che si spostano nella banda di valenza.

I principali semiconduttori sono il germanio (Ge) ed il silicio (Si), appartenenti al quarto gruppo della tavola periodica degli elementi ed aventi pertanto quattro elettroni di valenza per atomo.

La resistenza specifica dei semiconduttori, a differenza di quella dei metalli, diminuisce all'aumentare della temperatura, in quanto un aumento di temperatura incrementa simultaneamente le concentrazioni (numeri di particelle per unità di volume) degli elettroni liberi e delle buche.

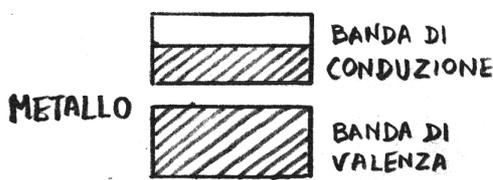


fig.1

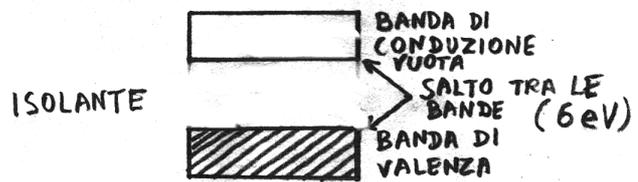


fig.2

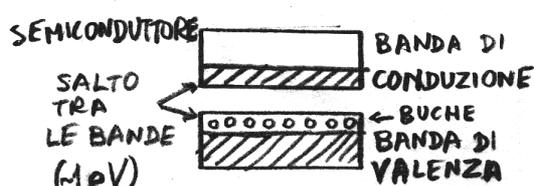


fig.3

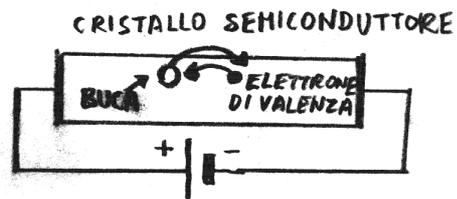


fig.4

(1 eV : unità di lavoro-energia = $1,6 \text{ E-19 J}$)

Principali cristalli semiconduttori

PbS - solfuro di piombo, conosciuto come galena ed utilizzato negli anni '20 per realizzare i primi diodi rivelatori di onde radio;

Cu₂O - ossidulo di rame, utilizzato negli anni '20 per realizzare diodi raddrizzatori di corrente alternata;

GaAs - arseniuro di gallio, semiconduttore utilizzato attualmente per produrre transistor per microonde, diodi laser e diodi LED (diodi luminosi).

L'arseniuro di gallio è destinato a sostituire gradualmente il silicio nella realizzazione dei circuiti integrati, con considerevoli vantaggi per quanto riguarda, in particolare, la velocità di elaborazione dei computer.

GaP - fosforo di gallio, utilizzato attualmente assieme al GaAs per produrre diodi LED;

Se, selenio, utilizzato per realizzare fotocellule e, fino ai primi anni '60, raddrizzatori di corrente alternata.

Semiconduttori intrinseci e drogati

Sono semiconduttori intrinseci tutti i cristalli semiconduttori allo stato puro (Si, Ge, GaAs, GaP).

In essi, all'aumentare della temperatura, il numero degli elettroni liberi nella banda di conduzione uguaglia il numero di buche nella banda di valenza; pertanto le concentrazioni intrinseche N_i (numero di elettroni per unità di volume) e P_i (numero di buche per unità di volume) sono uguali, indipendentemente dalla temperatura del cristallo ($N_i = P_i$).

Nei semiconduttori drogati invece, ottenuti introducendo nel cristallo atomi pentavalenti (fosforo, arsenico, antimonio) oppure atomi trivalenti (boro, alluminio, gallio), si altera l'equilibrio tra le concentrazioni N_i e P_i , ed un semiconduttore intrinseco si trasforma rispettivamente in un semiconduttore di tipo N, in cui i portatori maggioritari sono elettroni, oppure in un semiconduttore di tipo P, in cui i portatori maggioritari sono buche.

Gli atomi pentavalenti aggiunti al cristallo in quantità minime (per es.: 1 atomo per ogni milione di atomi), si comportano come atomi donatori di elettroni, in quanto essi formano 4 legami covalenti con gli atomi di Si o di Ge (tetravalenti), mentre il quinto elettrone rimane libero di spostarsi nella banda di conduzione, dando origine ad un cristallo semiconduttore di tipo N (fig.5).

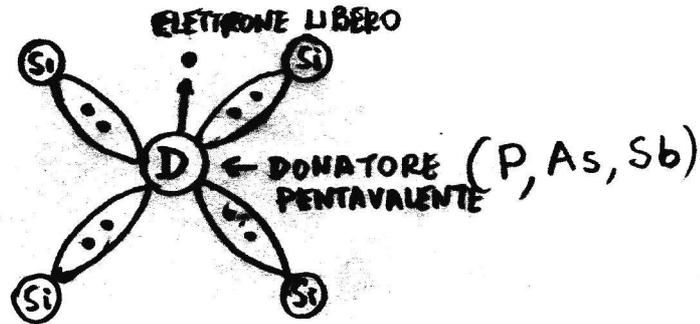


fig.5

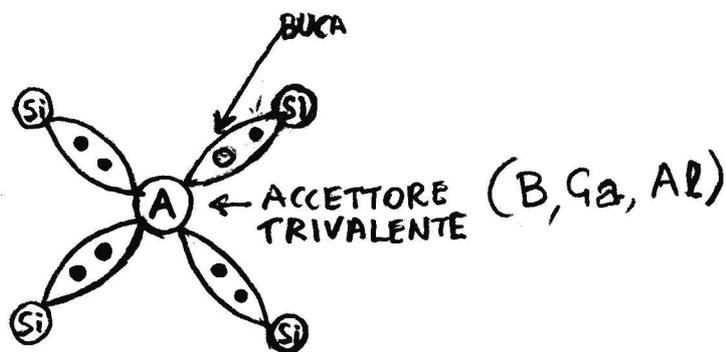


fig.6

Gli atomi trivalenti si comportano invece come atomi accettori di elettroni, in quanto essi formano soltanto 3 legami covalenti con gli atomi di Si o di Ge, mentre si genera una buca, dovuta all'elettrone mancante e libera di spostarsi nella banda di valenza del cristallo, che si trasforma pertanto in un cristallo di tipo P (fig.6).

In entrambi i casi il prodotto delle concentrazioni di elettroni (N) e di buche (P), a temperatura costante, si mantiene uguale al prodotto $n_i \times p_i$ delle concentrazioni intrinseche; quindi nei semiconduttori drogati se aumenta N, diminuisce P, e viceversa.

Il diodo a giunzione

Il diodo a giunzione è un componente elettronico dotato di conducibilità unidirezionale, in quanto consente il passaggio della corrente elettrica soltanto quando uno dei due terminali di cui è dotato, l'anodo, è polarizzato positivamente rispetto all'altro terminale, il catodo. In questo caso si dice che il diodo è polarizzato direttamente.

Se invece il catodo è polarizzato positivamente rispetto all'anodo, si dice che il diodo è polarizzato inversamente. In tale condizione la corrente elettrica

non può passare; in pratica nei diodi al germanio o al silicio passa una debolissima corrente inversa di dispersione (qualche μA nel Ge e qualche nA nel Si).

In fig.7 è riportato il simbolo circuitale del diodo, mentre in fig.8 si può osservare la struttura fisica di un diodo a giunzione PN, costituito da due zone semiconduttrici (Si, Ge, GaAs, GaP), una di tipo P (anodo) ed una di tipo N (catodo), unite attraverso la zona centrale, (giunzione).



fig.7



fig.8

Nei diodi commerciali il catodo viene individuato da una fascia colorata impressa sul contenitore (fig.9).

La giunzione PN può essere realizzata per fusione, mettendo a contatto, in uno speciale forno ad alta frequenza, le due zone e provocando la fusione della zona centrale (fig.10). Attualmente però si adopera il cosiddetto processo planare epitassiale, sul quale si basa tutta la tecnologia produttiva dei componenti elettronici discreti ed integrati (dai transistor ai microprocessori). La fig.11 mostra una giunzione PN ottenuta partendo da uno strato semiconduttore di tipo N, entro il quale vengono diffusi atomi accettori per ottenere, mediante controdrogaggio, una zona P e quindi una giunzione PN. Il processo di diffusione avviene in un forno ad alta frequenza contenente un'atmosfera gassosa di atomi trivalenti, operando in modo da ottenere uno strato P dello spessore voluto (decimi di micron).

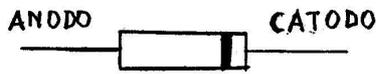
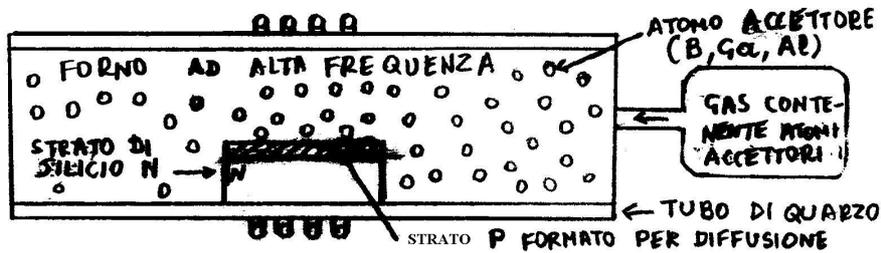


fig. 9



fig.10

SPIRE PERCORSE DALLA CORRENTE AD ALTA FREQUENZA FORMATA DA UN GENERATORE AD ALTA FREQUENZA (A.F.)



PROCESSO PLANARE EPITASSIALE BASATO SULLA DIFFUSIONE DI IMPURITA' IN FASE GASSOSA

fig.11

Barriera di potenziale di una giunzione PN

Quando si forma una giunzione PN, si verificano dei fenomeni fisici che danno origine ad una differenza di potenziale elettrostatico tra le due zone semiconduttrici (potenziale di contatto). Infatti, per effetto del fenomeno fisico della diffusione, dovuto all'agitazione termica dei portatori di carica (buche ed elettroni), si stabilisce attraverso la giunzione una migrazione di elettroni dalla zona N, dove sono portatori maggioritari, verso la zona P, dove diventano portatori minoritari; analogamente le buche migrano dalla zona P, dove sono portatori maggioritari, verso la zona N, dove diventano portatori minoritari. La diffusione è dovuta alle diverse concentrazioni di buche e di elettroni nelle due zone, ed è un fenomeno analogo al diffondersi di due soluzioni saline di diversa concentrazione attraverso una membrana porosa, fino a quando si verifica l'uguaglianza delle concentrazioni.

Nel caso della giunzione PN (fig. 12), le buche che si spostano dalla zona P verso la zona N, lasciano nella zona P ioni accettori negativi, mentre gli elettroni che si spostano dalla zona N verso la zona P, lasciano nella zona N ioni donatori positivi; si forma in tal modo nella zona della giunzione una carica spaziale, che è costituita da cariche negative fisse (accettori) nella zona P e da cariche positive fisse (donatori) nella zona N, e determina una

differenza di potenziale elettrostatico ai capi della giunzione (barriera di potenziale, fig.13)

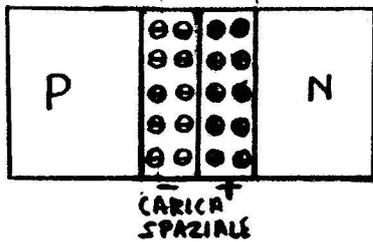


fig.12

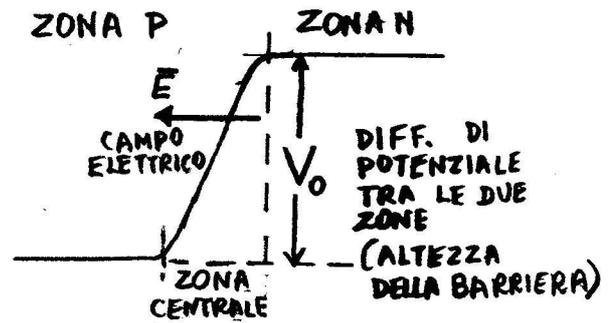


fig.13

Il campo elettrico associato alla barriera di potenziale ha verso tale da opporsi all'ulteriore diffusione di buche dalla zona P verso la zona N e di elettroni dalla zona N verso la zona P; pertanto, se si considera che il campo elettrico determina simultaneamente una migrazione (deriva) di elettroni dalla zona P (dove sono portatori minoritari) verso la zona N e di buche dalla zona N (dove sono portatori minoritari) verso la zona P, si comprende che si raggiungerà ben presto una situazione di equilibrio nella quale si compenseranno esattamente, sia per le buche nella banda di valenza che per gli elettroni nella banda di conduzione, la corrente di diffusione dovuta ai portatori maggioritari, e la corrente di deriva dovuta ai portatori minoritari ed al campo elettrico originato dalla carica spaziale (fig.14). Infatti, se il diodo a giunzione non fa parte di un circuito elettrico, la corrente complessiva, dovuta sia alle buche che agli elettroni, deve essere nulla (diodo a circuito aperto).

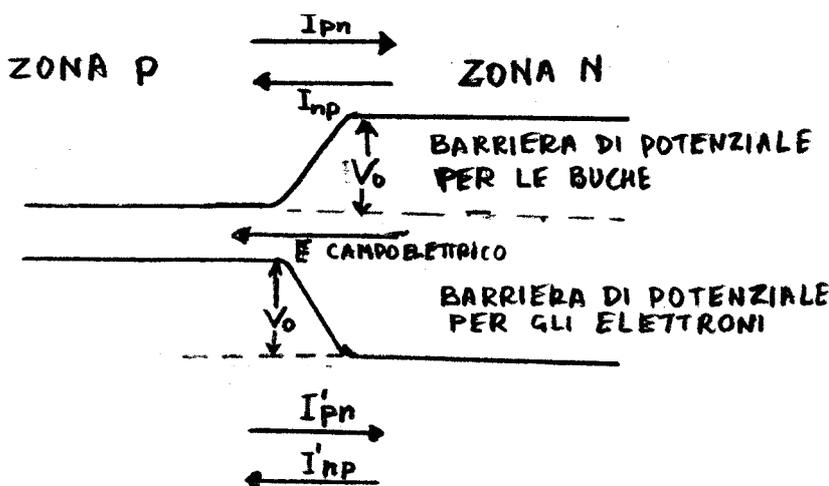


fig.14

Definizione dei simboli usati:

I_{pn} : corrente maggioritaria di buche da P verso N (diffusione);

I_{np} : corrente minoritaria di buche da N verso P (deriva);

I'_{np} : corrente maggioritaria di elettroni da N verso P (diffusione);

I'_{pn} : corrente minoritaria di elettroni da P verso N (deriva);

A circuito aperto si verificano le seguenti condizioni di equilibrio:

$$I_{pn} + I_{np} = 0; \quad I'_{pn} + I'_{np} = 0.$$

Polarizzazione diretta del diodo a giunzione

Il diodo viene polarizzato direttamente rendendo l'anodo (zona P) positivo rispetto al catodo (zona N) (fig.15).

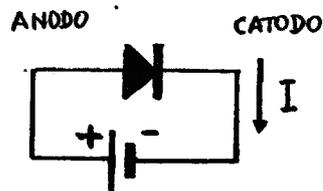


fig.15

In tal caso (fig.16) si abbassa la barriera di potenziale sia per le buche che per gli elettroni e le correnti maggioritarie I_{pn} e I'_{np} aumentano rispetto alle correnti minoritarie I_{np} e I'_{pn} ; pertanto l'equilibrio iniziale viene alterato e si produce un rapido aumento della corrente diretta in funzione della tensione V di polarizzazione.

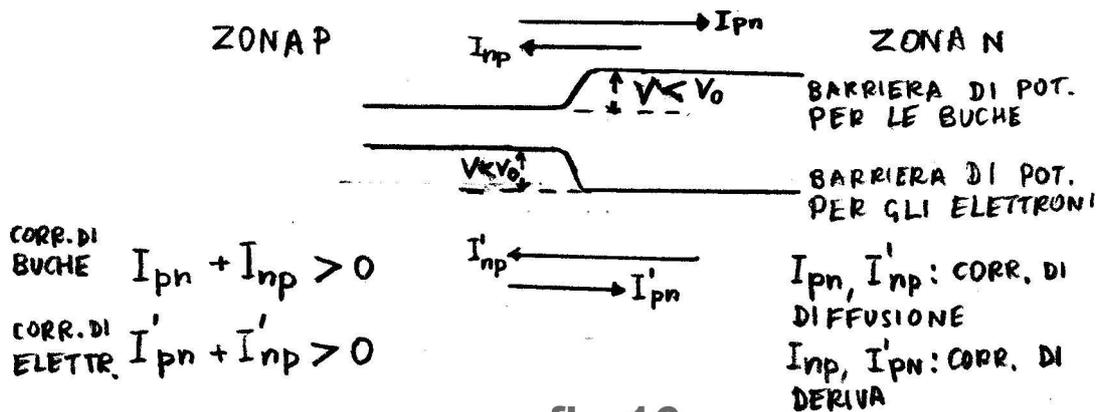


fig.16

In fig.17 è rappresentata la curva caratteristica diretta di un diodo a giunzione al silicio. In ordinata viene riportata l'intensità della corrente diretta, in ascissa la tensione di polarizzazione diretta. Si osserva che la corrente è nulla fino a quando la tensione diretta non supera il valore di soglia 0,5 V, caratteristico di un diodo al silicio (0,1 V nel caso di un diodo al germanio); per tensioni maggiori la corrente aumenta rapidamente con legge esponenziale, in quanto il diodo è un componente non lineare.

In fig.18 viene riportata la caratteristica linearizzata, cioè approssimata, relativa al circuito equivalente di fig.19. Infatti, in prima approssimazione è lecito usare un modello linearizzato del diodo, che si considera costituito da un generatore reale di tensione avente una f.e.m. pari alla tensione di soglia 0,5 V ed una resistenza interna data dall'inverso della pendenza della retta obliqua.

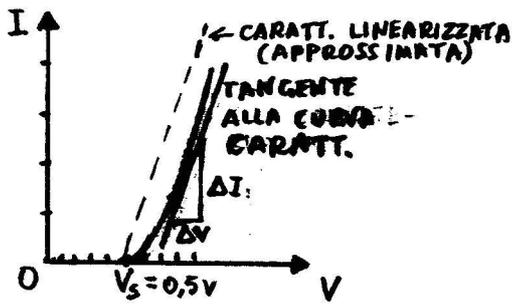


fig.17

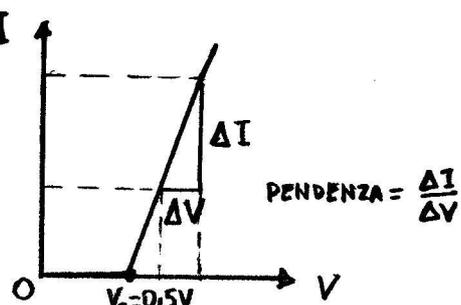


fig.18

$$V = R_D I + V_S$$

PER $V > V_S$

R_D - RESISTENZA
DINAMICA DEL
DIODO, VALIDA
PER TENSIONI
DIRETTE $V > V_S$

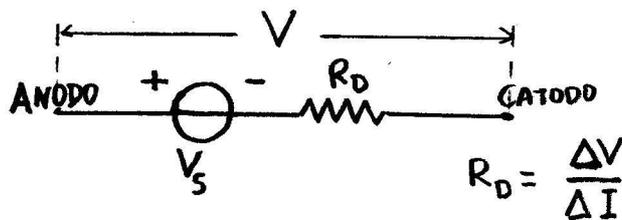


fig.19

Circuito equivalente relativo alla caratteristica linearizzata

La caratteristica linearizzata è utile per calcolare in prima approssimazione le variazioni di corrente nel diodo (polarizzato direttamente al di là della tensione di soglia), dovute a piccole variazioni della tensione di polarizzazione (funzionamento dinamico).

Se, per esempio, il diodo viene polarizzato direttamente con una tensione di **0,6 V**, e tale tensione viene aumentata o diminuita di **0,05 V (50 mV)**, supponendo che la resistenza dinamica R_D sia di **50 Ω** e che la corrente corrispondente a **0,6 V** sia di **10 mA**, la corrente aumenta o diminuisce di $0,05/50 = 0,001 \text{ A} = 1 \text{ mA}$,

cioè per $V = 0,65 \text{ V}$, $I = 11 \text{ mA}$, mentre per $V = 0,55 \text{ V}$, $I = 9 \text{ mA}$.

Costruzione della retta di carico

La retta di carico viene tracciata sul piano I, V della curva caratteristica diretta di un diodo, al fine di determinare graficamente il punto di lavoro (o di funzionamento), definito da una coppia di valori (I, V) e relativo al collegamento del diodo in serie con un resistore di carico R_c ed un generatore di tensione di f.e.m. E (figg. 20 e 21).

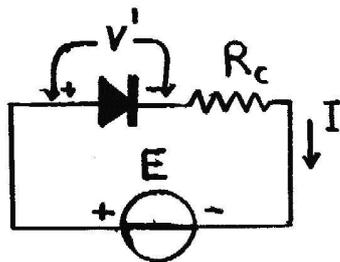


fig.20

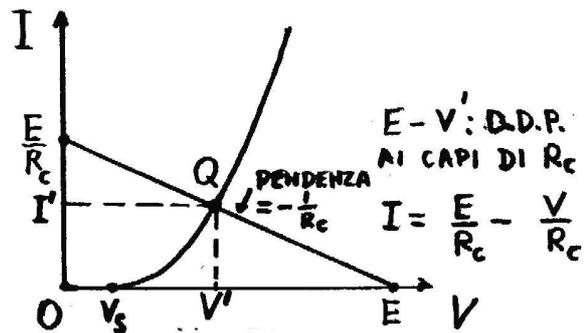


fig.21

$E = I R_c + V$ (II legge di Kirchhoff), da cui si ha:

per $V = 0$, $I = E/R_c$ (coordinate del punto d'intersezione della retta di carico con l'asse delle ordinate);

per $V = E$, $I = 0$ (coordinate del punto d'intersezione della retta di carico con l'asse delle ascisse).

Tracciata la retta di carico, dalle coordinate del punto d'intersezione Q con la curva caratteristica, si ottengono i valori della tensione V' ai capi del diodo e della corrente I' , che determinano il punto di lavoro Q del diodo nel circuito.

Questo metodo consente di risolvere agevolmente per via grafica il sistema costituito dall'equazione rappresentativa della curva caratteristica del diodo e dall'equazione della retta di carico.

Polarizzazione inversa del diodo a giunzione

Il diodo viene polarizzato inversamente rendendo il catodo positivo rispetto all'anodo (fig.22). In tal caso, all'aumentare della tensione inversa applicata, la corrente inversa (negativa) si stabilizza, per V pari a qualche decimo di volt, intorno al valore I_0 , praticamente costante al crescere di V e dovuto soltanto

al flusso dei portatori minoritari, che non vengono ostacolati dalla barriera di potenziale, la cui altezza V' è maggiore di V_0 (fig.23).

I_0 per il silicio assume il valore di qualche nA e raddoppia per ogni aumento di 10° C della temperatura.

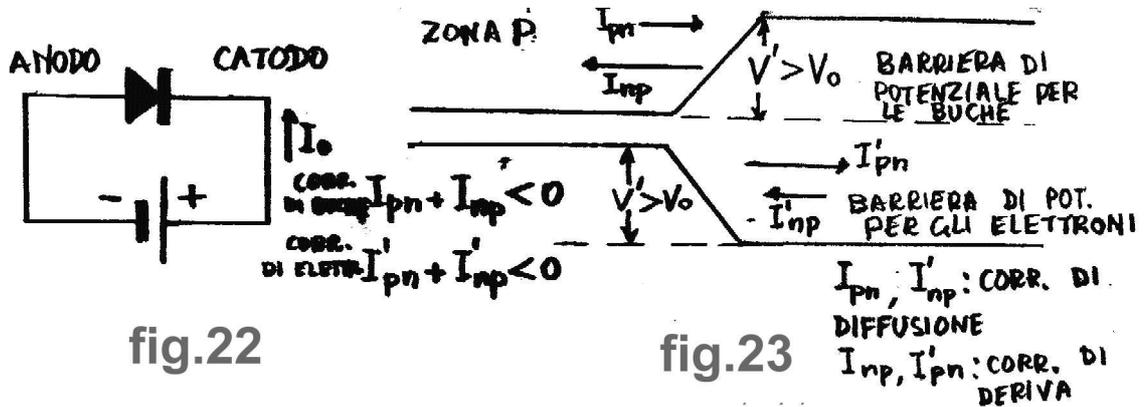


fig.22

fig.23

Equazione rappresentativa della curva caratteristica del diodo a giunzione

L'equazione della curva caratteristica è la seguente:

$$I = I_0 (e^{eV/(\lambda V_T)} - 1).$$

Nell'equazione considerata, di tipo esponenziale, I_0 rappresenta la cosiddetta corrente inversa di saturazione, dovuta ai portatori minoritari, V_T è un parametro che dipende dalla temperatura (per $t=25^\circ\text{C}$ $V_T = 0,025$ V), $e = 2,71828...$ è un numero irrazionale (numero di Nepero), assunto in analisi come base dei logaritmi naturali o neperiani, e λ è un coefficiente che dipende dal semiconduttore usato:

$\lambda = 1$ per il Ge;

$\lambda = 2$ per il Si.

La suddetta equazione rappresenta la curva caratteristica completa (diretta e inversa) del diodo a giunzione.

Da notare che per tensioni dirette ($V > 0$) maggiori della tensione di soglia ($V_s = 0.5$ V), la corrente diretta aumenta rapidamente con legge esponenziale; pertanto essa deve essere opportunamente limitata con un resistore per evitare la distruzione della giunzione. Se invece il diodo viene polarizzato inversamente ($V < 0$), non bisogna superare il massimo valore della tensione inversa indicato dal costruttore, V_b , (tensione di rottura o di breakdown), per evitare la distruzione del diodo. Infatti, se la tensione inversa raggiunge il valore di rottura, si verifica una rapida moltiplicazione a valanga dei portatori minoritari (buche ed elettroni), che vengono accelerati dal forte campo elettrico presente nella zona della barriera, fino a produrre per urto

altri portatori di carica, che fanno aumentare rapidamente la corrente inversa fino alla distruzione della giunzione per il notevole calore che si sviluppa. Nei normali diodi raddrizzatori di corrente alternata, utilizzati per alimentare i circuiti elettronici, la tensione di rottura, a seconda del tipo di diodo, può variare da 50 V fino a 1600 V (diodi di potenza al silicio). Si utilizzano inoltre diodi con caratteristiche speciali, per applicazioni di grande potenza, capaci di trattare correnti da 100 A a 1500 A (valore efficace), con tensioni di lavoro fino a 3500 V.

Diodi LED (Light Emitting Diode)

I diodi LED sono diodi emettitori di luce, costituiti da una giunzione PN all'arseniuro di Gallio (GaAs) o al fosfuro di gallio (GaP) o al fosfoarseniuro di gallio (GaAsGaP), dotata di caratteristiche ottiche tali da consentire alla luce emessa dalla giunzione di propagarsi all'esterno del componente con il massimo rendimento possibile.

L'emissione di luce si verifica soltanto quando il LED è polarizzato direttamente, ed è dovuta alla ricombinazione tra elettroni e buche nel passaggio attraverso la giunzione.

In particolare, gli elettroni ritornano dalla banda di conduzione nella banda di valenza e si ricombinano con le buche, dando luogo all'emissione di fotoni (quanti di luce), di lunghezza d'onda dipendente dal salto energetico tra le due bande. Pertanto, in funzione del tipo e della concentrazione degli atomi di impurità (drogaggio), si possono ottenere lunghezze d'onda diverse, dall'infrarosso al visibile (rosso, giallo, verde).

In fig.24 è rappresentato il simbolo circuitale del diodo LED, che differisce da quello del diodo normale per le frecce indicanti l'emissione luminosa. In fig.25 è rappresentato un diodo LED con i terminali corrispondenti all'anodo, di lunghezza maggiore, ed al catodo.



fig.24

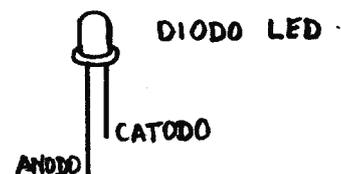


fig.25

La curva caratteristica diretta di un LED è simile a quella di un diodo al silicio; ne differisce soltanto per i diversi valori delle tensioni di soglia V_s , che dipendono dal tipo di LED e dal drogaggio adottato per realizzare la giunzione (fig.26).

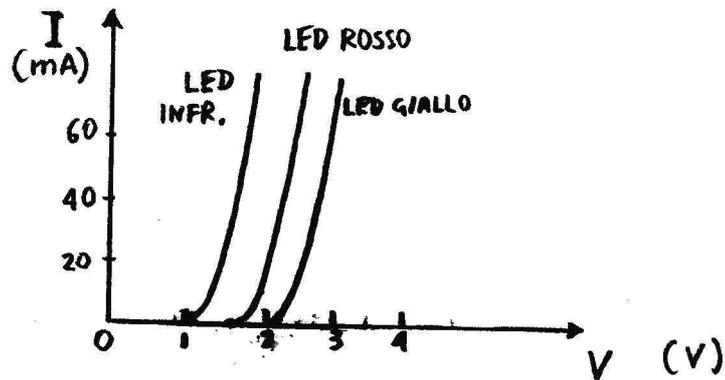


fig. 26

Tensioni di soglia (valori medi) con corrente di 10 mA

LED a radiazione infrarossa, all'arseniuro di gallio GaAs (impiegato nei telecomandi) - $V_s = 1,1$ V;

LED a luce rossa, al fosfoarseniuro di gallio (GaPAs) - $V_s = 1,6$ V;

“ “ “ gialla o verde, al fosforo di gallio (GaP) - $V_s = 2,1$ V;

“ “ “ blu , al carburo di silicio (SiC) - $V_s = 3,5$ V.

La tensione inversa di rottura è invece molto piccola (3 V).

Per utilizzare correttamente un diodo LED, bisogna alimentarlo attraverso un resistore che limiti la corrente diretta intorno al valore risultante dai dati tecnici forniti dal costruttore, al fine di limitare lo sviluppo di calore all'interno della giunzione.

Supponendo di disporre della curva caratteristica, rilevabile sperimentalmente col metodo voltamperometrico oppure mediante l'oscilloscopio, si può determinare la tensione diretta ai capi del diodo in corrispondenza dell'intensità di corrente diretta, fissata opportunamente.

In pratica, non disponendo della curva caratteristica, si può procedere in modo approssimato, assumendo come tensioni dirette (medie) V_d i seguenti valori:

$V_d = 1,1$ V per i LED IR (a radiazione infrarossa);

$V_d = 1,7$ V per i LED a luce rossa;

$V_d = 2,1..2,2$ V “ “ “ “ gialla o verde.

Esempio di calcolo della resistenza serie R_s :

Si suppone di aver fissato i seguenti valori:

Tensione di alimentazione: $E = 12 \text{ V}$;

Intensità di corrente diretta : $I_d = 20 \text{ mA}$;

LED a luce rossa, con $V_d = 1,7 \text{ V}$.

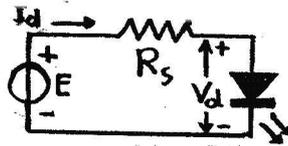


fig.27

Applicando al circuito di fig.27 la II legge di Kirchhoff, si ottiene:

$$E = I_d R_s + V_d;$$

$$R_s = (E - V_d)/I_d = (12 - 1,7)/20 \text{ E-3} = 10,3/20 \text{ E-3} =$$

$$= 515 \Omega.$$

Si sceglie pertanto un resistore da 560Ω (valore commerciale più vicino).

Calcolo della dissipazione del resistore R_s :

$$P_d = (E - V_d)^2 / R_s = (12 - 1,7)^2 / 560 = 10,3^2 / 560 = 0,189 \text{ W}.$$

Si utilizza pertanto un resistore da $560 \Omega = 0,25 \text{ W} = 1/4 \text{ W}$.

La corrente diretta effettiva sarà

$$I_d = (E - V_d)/R_s = (12 - 1,7)/560 = 10,3/560 = 1,839 \text{ E-2 A} = 18,39 \text{ mA}.$$

I diodi LASER impiegati nei sistemi di telecomunicazioni a fibre ottiche e nel campo HIFI (compact disk), sono strutturalmente simili ai LED a luce infrarossa; la differenza consiste nel fatto che si sfrutta l'emissione stimolata, caratteristica del laser, dotando il cristallo semiconduttore (GaAs), avente la forma di un minuscolo cubo, di due facce otticamente attive, una riflettente e l'altra semiriflettente, in modo che la radiazione infrarossa si possa riflettere parecchie volte tra le due facce, prima di uscire dal cristallo amplificata sotto forma di radiazione coerente (costituita da onde tutte in fase tra loro) (fig.28).

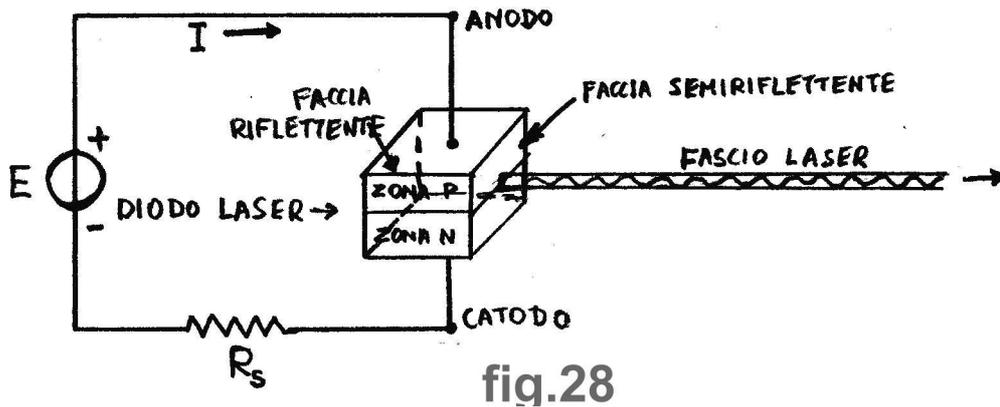
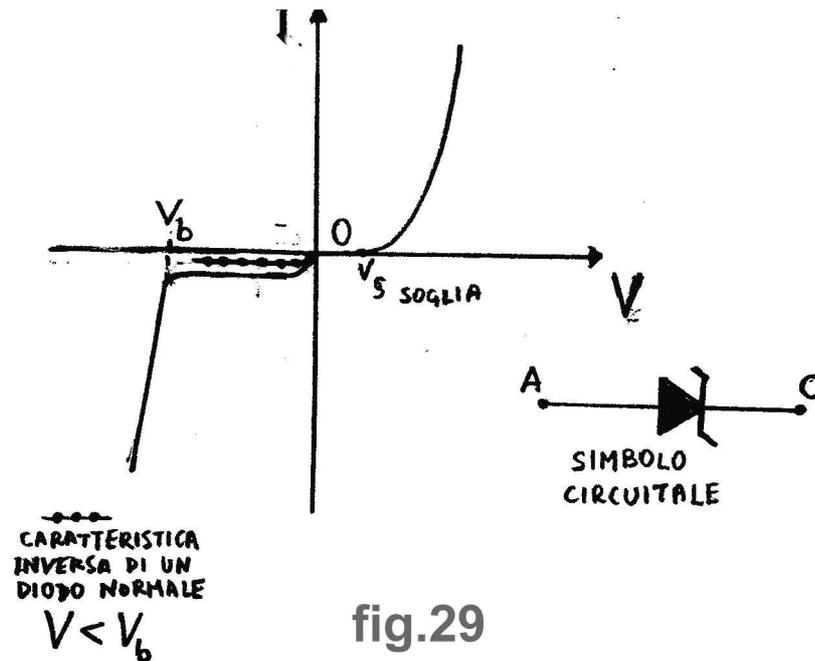


fig.28

Diodi Zener

I diodi Zener sono diodi a giunzione al silicio progettati per funzionare nella zona di rottura (breakdown).

Si è già accennato al fenomeno di moltiplicazione a valanga della corrente inversa di saturazione, che si verifica in un diodo a giunzione polarizzato inversamente con una tensione uguale o superiore a quella di rottura (V_b), e si è detto che la giunzione si distrugge per il notevole calore sviluppato dal passaggio della corrente inversa. In un diodo Zener invece la giunzione viene realizzata con caratteristiche di dissipazione tali da consentire il passaggio dell'intensa corrente inversa senza che il diodo si distrugga. In fig.29 si osserva la curva caratteristica completa (diretta e inversa) di un diodo Zener, confrontata con quella di un comune diodo a giunzione al silicio: si nota che la corrente inversa, inizialmente pari alla corrente inversa di saturazione I_0 per tensioni inverse minori di V_b , aumenta rapidamente in corrispondenza di V_b , sia a causa dell'effetto valanga (moltiplicazione per urto), sia a causa dell'effetto Zener, in base al quale è l'intenso campo elettrico della zona di barriera, dell'ordine di qualche milione di volt/cm, a provocare la rottura dei legami covalenti tra gli atomi di Si ed il conseguente rapido aumento delle coppie elettrone-buca. Pertanto, mentre un diodo a giunzione di tipo comune deve funzionare con tensioni inverse inferiori a quella di rottura, un diodo Zener funziona normalmente sopportando una tensione inversa pari a quella di rottura.



I diodi Zener, che polarizzati direttamente si comportano come comuni diodi al silicio, polarizzati inversamente vengono impiegati come stabilizzatori di tensioni continue e come limitatori di segnali.

ESEMPIO APPLICATIVO

Stabilizzatore di tensione di tipo shunt (parallelo)

Lo schema di fig.30 rappresenta un semplice circuito stabilizzatore di tensione di tipo parallelo (o shunt), realizzato con un diodo Zener.

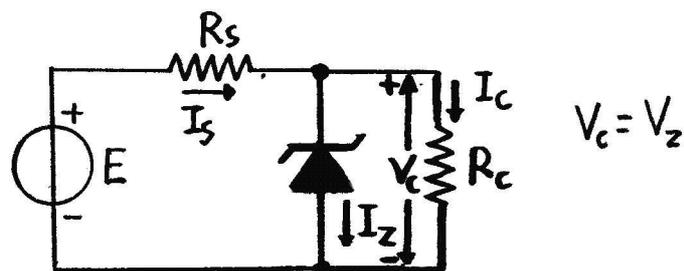


fig.30

Il dimensionamento di un circuito stabilizzatore di questo tipo è molto semplice:

Supponiamo di disporre di una sorgente di tensione non stabilizzata, per es. una batteria di pile o di accumulatori di f.e.m. $E = 12\text{ V}$, e di volere ottenere

una tensione stabilizzata V_c , di valore inferiore ad E , che si mantenga costante (o quasi) al decrescere della f.e.m. E durante la scarica, al fine di alimentare con tensione costante un circuito elettronico che assorbe una corrente I_c (corrente di carico) = **50 mA** con una tensione V_c (tensione di carico) = **5 V**. Per calcolare il valore del resistore R_s , bisogna assumere un opportuno valore della corrente inversa I_z , che passa nel diodo Zener, tale che, anche nelle peggiori condizioni di funzionamento (batteria quasi scarica), si abbia una corrente inversa minima $I_z \text{ min}$ superiore (in valore assoluto) a quella di ginocchio $I_{zg} = 5 \text{ mA}$ fornita dalla curva caratteristica di fig.31, che è relativa ad un diodo con tensione di Zener $V_z = 5,1 \text{ V}$ (valore commerciale più vicino), **1 W** (potenza massima $P_z \text{ max} = V_z I_z \text{ max}$ dissipabile dal diodo).

Si calcola $I_z \text{ max} = P_z \text{ max} / V_z = 1 / 5,1 = 0,196 \text{ A} = 196 \text{ mA}$;
 si sceglie $I_z = 30 \text{ mA}$ ($I_{zg} < I_z < I_z \text{ max}$);

$$I_s = I_z + I_c = 30 + 50 = 80 \text{ mA}; \quad V_c = V_z = 5,1 \text{ V};$$

$$E = I_s R_s + V_z;$$

$$R_s = (E - V_z) / I_s = (12 - 5,1) / 80 \text{ E-3} = 6,9 / 80 \text{ E-3} = 86,25 \Omega$$

(valore commerciale **82 Ω**);

$$P_d \text{ (dissipazione di } R_s) = (E - V_z)^2 / R_s = 6,9^2 / 82 = 0,58 \text{ W}.$$

Si utilizza pertanto un resistore da **82 Ω , 1 W**.

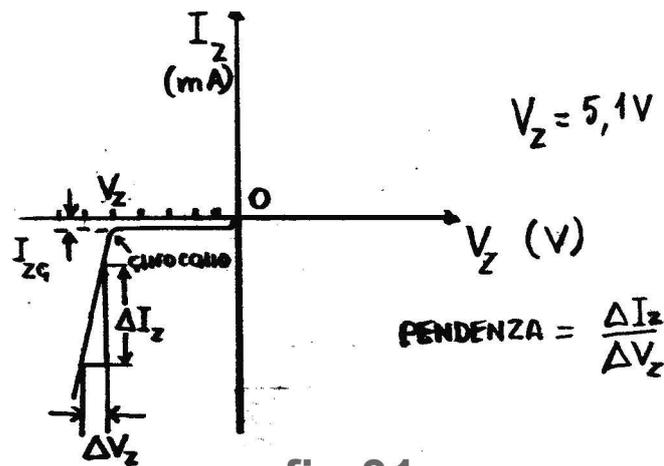


fig.31

Calcolo del tasso di regolazione dello stabilizzatore

Il tasso di regolazione rappresenta la variazione percentuale della tensione stabilizzata V_c rispetto alla variazione della tensione non stabilizzata E .

Per valutarlo si calcola anzitutto la resistenza dinamica R_d , pari all'inverso della pendenza della curva caratteristica inversa nella zona di breakdown; nel nostro caso si ottiene: $R_d = \Delta V_c / \Delta I_c = 4 \Omega$.

Si fa riferimento al partitore di tensione di fig.32, che rappresenta il circuito equivalente dello stabilizzatore in relazione alle variazioni di E e di V_c (si considerano trascurabili le variazioni di V_z). Si fa presente che, affinché un diodo Zener funzioni bene come stabilizzatore, è necessario che R_d sia piccola (pari a qualche Ω); infatti l'effetto stabilizzante del diodo Zener si deve al fatto che esso, polarizzato inversamente nella zona di breakdown, è caratterizzato da piccolissime variazioni della tensione inversa in corrispondenza di ampie variazioni della corrente inversa, dovute alle variazioni della tensione non stabilizzata E . Al variare di E , varia la corrente I_z nel diodo, essendo $I_z = (E - V_z) / R_s$, ma la $V_c = V_z$ ai capi del carico subisce variazioni molto piccole.

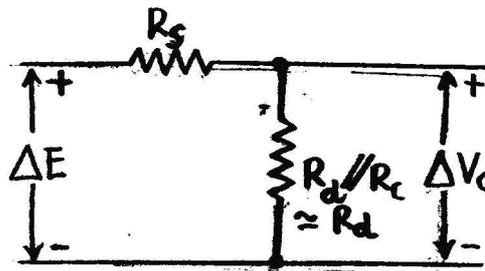


fig.32

ΔV_c - variazione di V_c ;

ΔE - variazione di E ;

$$\Delta V_c = \Delta E (R_d // R_c) / (R_s + R_d // R_c) \approx \Delta E R_d / (R_s + R_d);$$

$(R_d // R_c) \approx R_d$, essendo $R_d \ll R_c$;

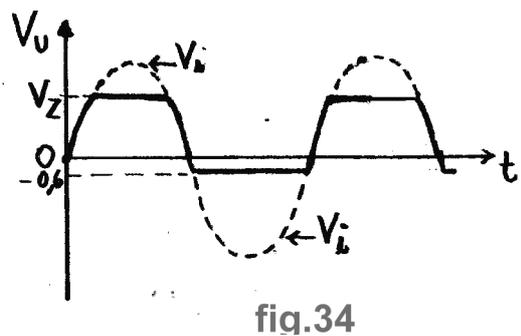
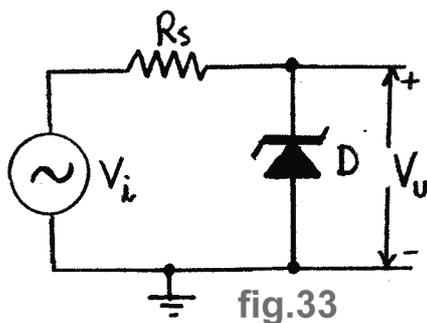
$$\text{tr \% (tasso percentuale di regolazione)} = 100 \Delta V_c / \Delta E =$$

$$= 100 R_d / (R_s + R_d) = 100 \times 4 / (82 + 4) = 400 / 86 = 4,65 \%$$

Se $\Delta E = 2 \text{ V}$, $\Delta V_c = 4,65 \times 2 / 100 = 9,3 \text{ E-2 V} = 93 \text{ mV}$.

ESEMPIO APPLICATIVO

Impiego del diodo Zener come limitatore di segnali



Consideriamo il circuito in fig.33 (limitatore o tosatore), alimentato dalla tensione sinusoidale $V_i = V_p \sin \omega t$, e ricaviamo il segnale d'uscita V_u , sapendo che il diodo Zener D ha una tensione di breakdown V_z minore del valore di picco V_p .

Durante la semionda positiva di V_i , (fig.34) il segnale d'uscita V_u segue l'andamento del segnale V_i fin quando V_i non raggiunge il valore di breakdown; essendo infatti $V_i < V_z$, anche se il diodo è polarizzato inversamente, non si verificano gli effetti valanga e Zener, ma passa soltanto una debolissima corrente inversa di saturazione I_o (qualche nA) e la tensione d'uscita V_u uguaglia V_i , poichè è praticamente nulla la caduta di tensione prodotta da I_o ai capi di R_s .

Quando invece V_i raggiunge e supera il valore V_z , il diodo funziona nella zona di breakdown e blocca la tensione V_u al valore V_z fin quando la tensione V_i non diventa di nuovo inferiore a V_z , come mostra la fig.34. Durante la semionda negativa di V_i , il diodo viene polarizzato direttamente e la tensione V_u assume un valore leggermente maggiore della tensione di soglia V_s ; pertanto $V_u = -0,6 \text{ V}$.

Si ottengono così dal segnale sinusoidale V_i degli impulsi di forma approssimativamente trapezoidale, positivi e di ampiezza V_z durante le semionde positive, negativi e di ampiezza $0,6 V$ durante la semionde negative.

v. a.

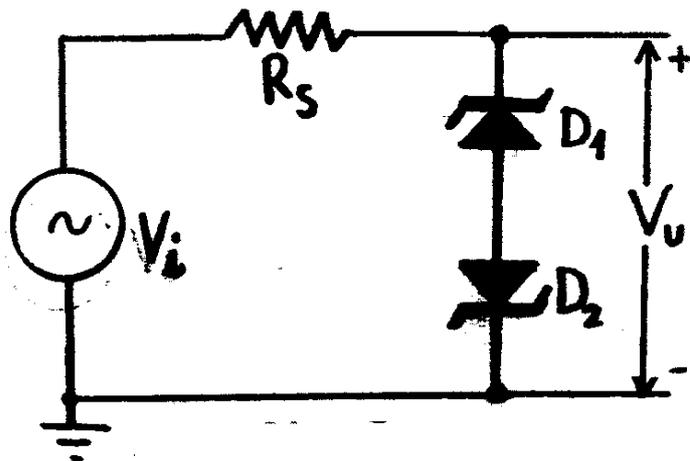


fig.35

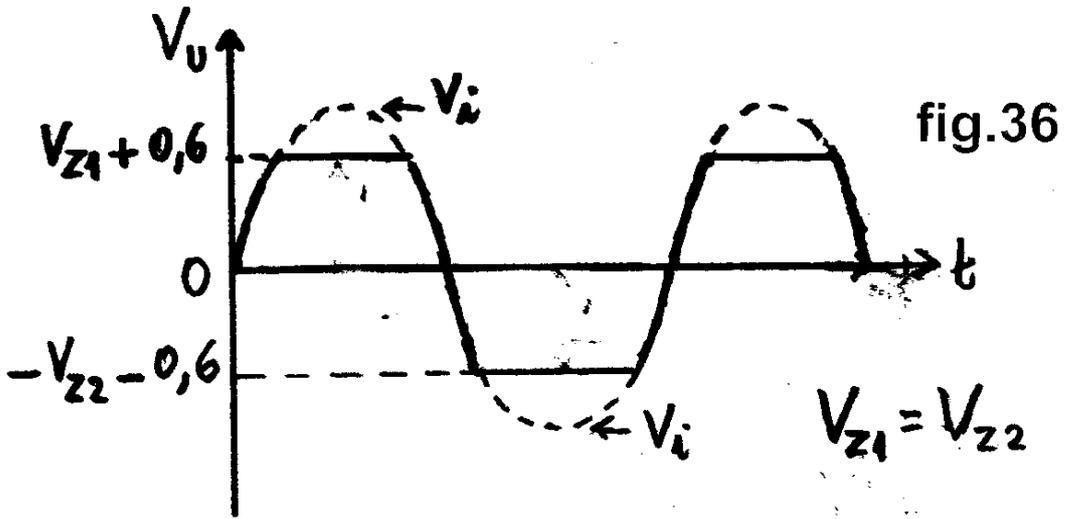


fig.36

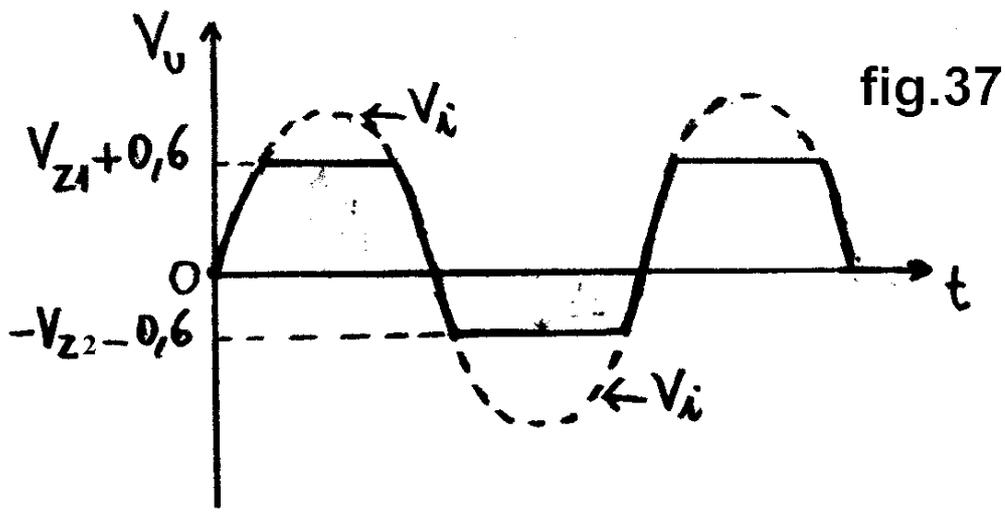


fig.37

In fig.35 si osserva invece lo schema di un circuito limitatore doppio,utilizzando due diodi Zener D1 e D2 collegati in opposizione,in modo da fornire impulsi trapezoidali positivi e negativi aventi la stessa ampiezza o ampiezze diverse a seconda che V_{z1} sia uguale o diversa da V_{z2} (figg.36 e 37).

In particolare,durante la semionda positiva,se $V_i < V_{z1} + 0,5 \text{ V}$, D1 è polarizzato inversamente,ma non lavora in zona di breakdown; pertanto $V_u = V_i$, essendo nulla la caduta di tensione ai capi di R_s . Se V_i è invece maggiore o uguale a $V_{z1} + 0,5 \text{ V}$, D1 lavora in zona di breakdown e D2 conduce,essendo polarizzato direttamente;pertanto V_u rimane bloccata al valore $V_{z1} + 0,6 \text{ V}$.

Durante la semionda negativa si verifica una situazione analoga:

se V_i è,in valore assoluto,minore di $V_{z2} + 0,5 \text{ V}$, V_u segue V_i ;

se invece V_i è, in valore assoluto,maggiore o uguale a $V_{z2} + 0,5 \text{ V}$, D1 conduce, essendo polarizzato direttamente, e D2 lavora nella zona di breakdown ,mentre la tensione V_u rimane bloccata al valore negativo $- V_{z2} - 0,6 \text{ V}$.

Rilievo delle curve caratteristiche dei diodi

La curva caratteristica di un diodo a giunzione si può rilevare con due metodi:

1) Il metodo voltamperometrico ,che consiste nell'applicare al componente una tensione continua,misurata con un voltmetro collegato in parallelo ad esso,e nel misurare l'intensità della corrente continua corrispondente alla tensione applicata,impiegando un milliamperometro collegato in serie con il componente.

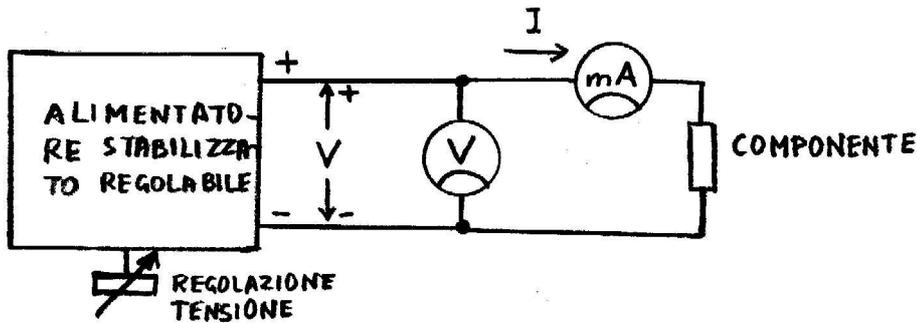
Il componente viene polarizzato direttamente o inversamente a seconda che si voglia rilevare la caratteristica diretta o quella inversa.

Per potere applicare tale metodo bisogna disporre di due multimetri analogici o digitali e di un alimentatore stabilizzato che fornisca una tensione continua regolabile da 0 a fino a qualche decina di volt. Il rilievo della caratteristica I/V (corrente/tensione) si effettua prendendo nota delle coppie di valori V,I a partire da tensioni dirette (o inverse) molto piccole fino ad applicare tensioni massime (dirette o inverse) tali che il componente non venga danneggiato per il surriscaldamento dovuto ad un valore eccessivo dell'intensità di corrente.

2) Il metodo dinamico, che consiste nel visualizzare la curva caratteristica del componente mediante l'oscilloscopio predisposto nella modalità X-Y.

Al componente ,collegato in serie con un resistore di limitazione della corrente, si applica un segnale sinusoidale o triangolare ,che viene applicato anche all'asse X dell'oscilloscopio, mentre all'asse Y si applica il segnale di

tensione presente ai capi del resistore, di ampiezza direttamente proporzionale all'intensità di corrente che fluisce nel componente; in tal modo il pennello elettronico traccia la curva caratteristica I/V del componente.



Rilievo dinamico della curva caratteristica di un componente elettronico (diodo raddrizzatore, diodo Zener, diodo LED)

Il rilievo dinamico (visualizzazione) della curva caratteristica di un componente elettronico si basa sull'impiego dell'oscilloscopio a doppia traccia, da utilizzare nella modalità X/Y, e di un generatore di funzioni.

Gli schemi dei circuiti di misura sono riportati nelle figg. 1,2,3,4,5

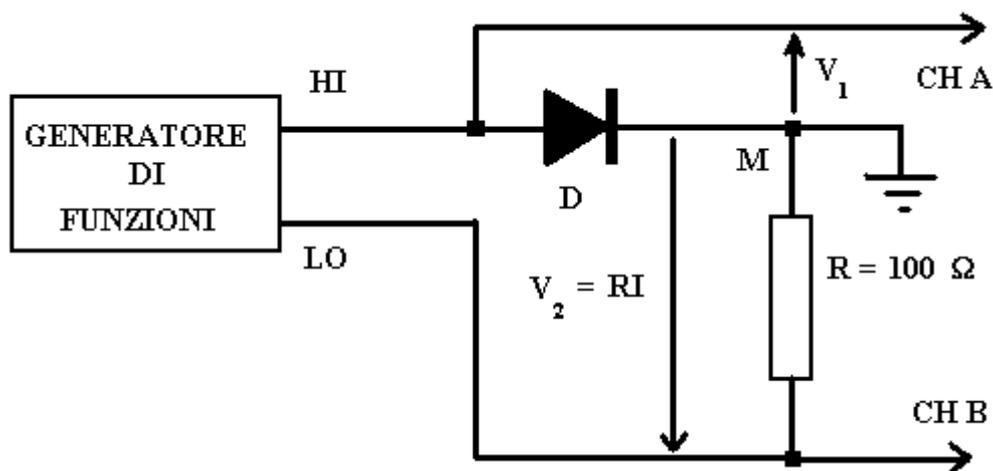


fig. 1

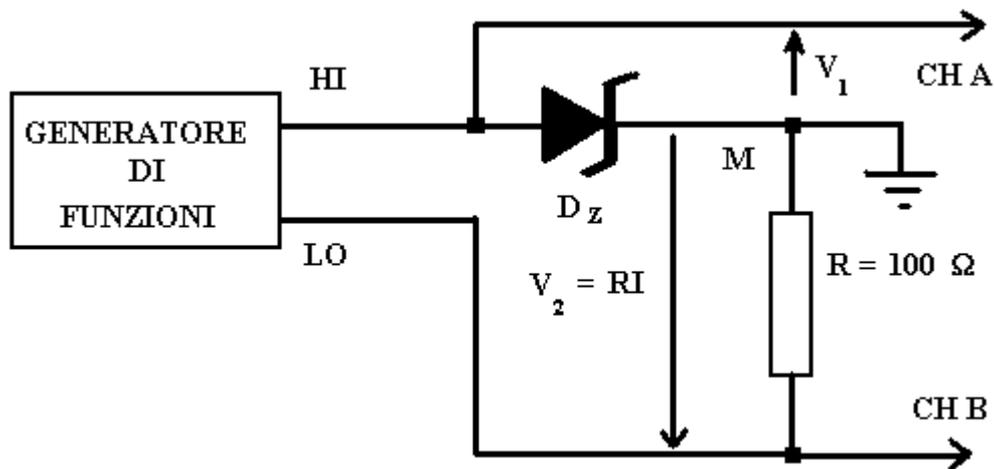


fig. 2

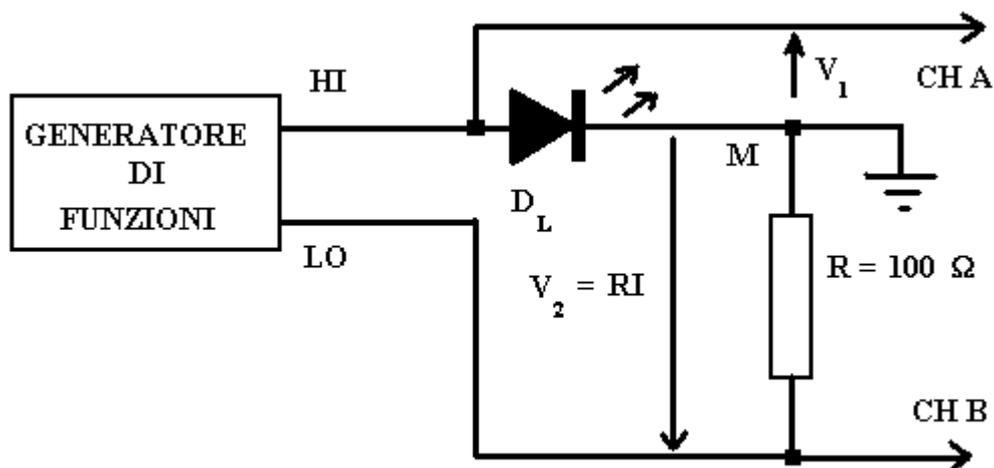


fig.3

Il vantaggio del metodo dinamico consiste nella visualizzazione della curva caratteristica del componente sullo schermo dell'oscilloscopio, e nella possibilità di rilevare le coppie di valori (I,V) sfruttando la calibrazione in V/cm di entrambi i canali dell'oscilloscopio.

Bisogna considerare in proposito che un oscilloscopio può funzionare, oltre che nel modo normale (modo Y/t), anche nel modo X/Y, che consiste nell'escludere, mediante appositi comandi, il circuito della base dei tempi, che nel funzionamento normale fornisce all'amplificatore orizzontale il segnale a dente di sega per la deflessione orizzontale del pennello elettronico, e nell'applicare all'amplificatore orizzontale il segnale fornito da uno dei due

amplificatori verticali. In tal modo la deflessione orizzontale è controllata dal segnale applicato ad uno dei due canali Y (per es. al canale 1 o A), mentre la deflessione verticale è controllata dal segnale applicato all'altro canale Y (canale 2 o B). Facendo riferimento ai circuiti delle figg. 1,2,3,4,5, notiamo che, mentre la deflessione orizzontale è controllata dalla tensione V_1 presente ai capi del componente, la deflessione verticale dipende dalla tensione $V_2 = R I$ presente ai capi del resistore R (resistore di campionamento della corrente); poichè la tensione V_2 è proporzionale all'intensità della corrente I che passa nel componente, il pennello elettronico, essendo soggetto simultaneamente a due moti, uno verticale, dipendente dall'intensità di corrente, ed uno orizzontale, dipendente dalla tensione applicata al componente, descrive la curva caratteristica I/V (corrente/tensione). Il circuito di misura può essere alimentato con un segnale alternato, sinu-soidale o triangolare, avente un valore di picco di una decina di volt ed una frequenza compresa tra 50 Hz e 5 KHz. Il generatore di funzioni che alimenta il circuito deve essere dotato di uscita fluttuante rispetto a massa (poli HI e LO); infatti, poichè le pinzette di massa delle sonde dell'oscilloscopio sono collegate al punto M, per evitare che il componente venga cortocircuitato, bisogna che il polo LO (low) del generatore sia isolato dalla massa dello stesso, che è collegata alla massa dell'oscilloscopio.

La curva caratteristica visualizzata sullo schermo può risultare capovolta rispetto alla normale rappresentazione cartesiana; ciò dipende dal fatto che ai due canali dell'oscilloscopio vengono applicate tensioni in opposizione di fase tra loro. In tal caso la caratteristica può essere visualizzata correttamente soltanto se l'oscilloscopio è provvisto del comando di inversione di polarità su uno dei due canali.

I circuiti delle figg. 1,2,3 consentono di visualizzare la caratteristica completa (diretta ed inversa) di un diodo raddrizzatore, di un diodo Zener e di un diodo LED.

Alcuni oscilloscopi sono dotati di due ingressi speciali che consentono di visualizzare immediatamente, senza fare uso di alcun circuito di misura, la caratteristica di qualsiasi componente

elettronico ad essi collegato (oscilloscopi dotati della funzione tracciacurve).

Costruzione della retta di carico

La retta di carico viene tracciata sul piano I, V della curva caratteristica diretta di un diodo, al fine di determinare graficamente il punto di lavoro (o di funzionamento), definito da una coppia di valori (I, V) e relativo al collegamento del diodo in serie con un resistore di carico R_c ed un generatore di tensione di f.e.m. E (figg. 20 e 21).

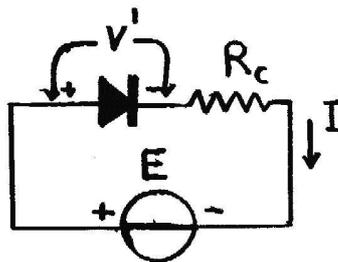


fig.20

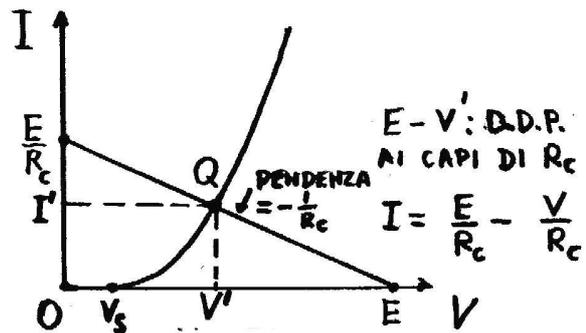


fig.21

$E = I R_c + V$ (II legge di Kirchhoff), da cui si ha:

per $V = 0$, $I = E/R_c$ (coordinate del punto d'intersezione della retta di carico con l'asse delle ordinate);

per $V = E$, $I = 0$ (coordinate del punto d'intersezione della retta di carico con l'asse delle ascisse).

Tracciata la retta di carico, dalle coordinate del punto d'intersezione Q con la curva caratteristica, si ottengono i valori della tensione V' ai capi del diodo e della corrente I' , che determinano il punto di lavoro Q del diodo nel circuito.

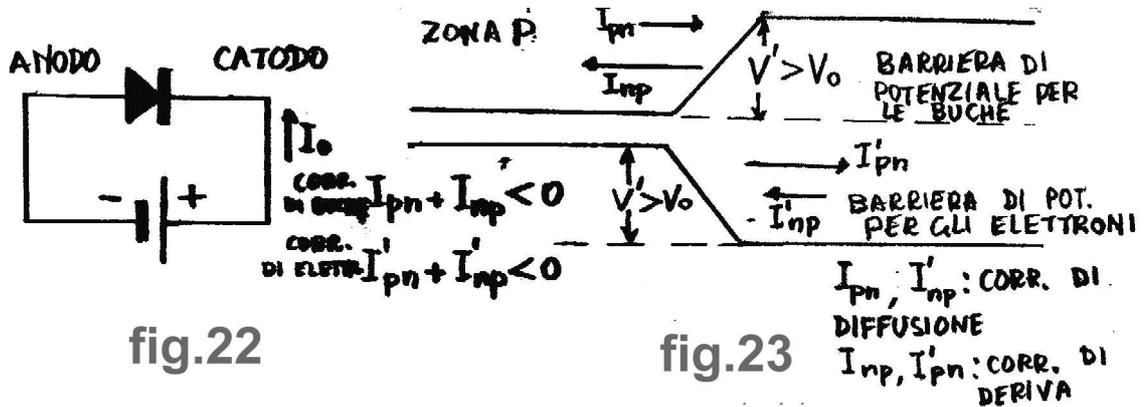
Questo metodo consente di risolvere agevolmente per via grafica il sistema costituito dall'equazione rappresentativa della curva caratteristica del diodo e dall'equazione della retta di carico.

Polarizzazione inversa del diodo a giunzione

Il diodo viene polarizzato inversamente rendendo il catodo positivo rispetto all'anodo (fig.22). In tal caso, all'aumentare della tensione inversa applicata, la corrente inversa (negativa) si stabilizza, per V pari a qualche decimo di volt, intorno al valore I_0 , praticamente costante al crescere di V e dovuto soltanto

al flusso dei portatori minoritari, che non vengono ostacolati dalla barriera di potenziale, la cui altezza V' è maggiore di V_0 (fig.23).

I_0 per il silicio assume il valore di qualche nA e raddoppia per ogni aumento di $10^\circ C$ della temperatura.



Equazione rappresentativa della curva caratteristica del diodo a giunzione

L'equazione della curva caratteristica è la seguente:

$$I = I_0 (e^{eV/(\lambda V_T)} - 1).$$

Nell'equazione considerata, di tipo esponenziale, I_0 rappresenta la cosiddetta corrente inversa di saturazione, dovuta ai portatori minoritari, V_T è un parametro che dipende dalla temperatura (per $t=25^\circ C$ $V_T = 0,025 V$), $e = 2,71828...$ è un numero irrazionale (numero di Nepero), assunto in analisi come base dei logaritmi naturali o neperiani, e λ è un coefficiente che dipende dal semiconduttore usato:

$\lambda = 1$ per il Ge;

$\lambda = 2$ per il Si.

La suddetta equazione rappresenta la curva caratteristica completa (diretta e inversa) del diodo a giunzione.

Da notare che per tensioni dirette ($V > 0$) maggiori della tensione di soglia ($V_s = 0.5 V$), la corrente diretta aumenta rapidamente con legge esponenziale; pertanto essa deve essere opportunamente limitata con un resistore per evitare la distruzione della giunzione. Se invece il diodo viene polarizzato inversamente ($V < 0$), non bisogna superare il massimo valore della tensione inversa indicato dal costruttore, V_b , (tensione di rottura o di breakdown), per evitare la distruzione del diodo. Infatti, se la tensione inversa raggiunge il valore di rottura, si verifica una rapida moltiplicazione a valanga dei portatori minoritari (buche ed elettroni), che vengono accelerati dal forte campo elettrico presente nella zona della barriera, fino a produrre per urto

altri portatori di carica, che fanno aumentare rapidamente la corrente inversa fino alla distruzione della giunzione per il notevole calore che si sviluppa. Nei normali diodi raddrizzatori di corrente alternata, utilizzati per alimentare i circuiti elettronici, la tensione di rottura, a seconda del tipo di diodo, può variare da 50 V fino a 1600 V (diodi di potenza al silicio). Si utilizzano inoltre diodi con caratteristiche speciali, per applicazioni di grande potenza, capaci di trattare correnti da 100 A a 1500 A (valore efficace), con tensioni di lavoro fino a 3500 V.

Diodi LED (Light Emitting Diode)

I diodi LED sono diodi emettitori di luce, costituiti da una giunzione PN all'arseniuro di Gallio (GaAs) o al fosfuro di gallio (GaP) o al fosfoarseniuro di gallio (GaAsGaP), dotata di caratteristiche ottiche tali da consentire alla luce emessa dalla giunzione di propagarsi all'esterno del componente con il massimo rendimento possibile.

L'emissione di luce si verifica soltanto quando il LED è polarizzato direttamente, ed è dovuta alla ricombinazione tra elettroni e buche nel passaggio attraverso la giunzione.

In particolare, gli elettroni ritornano dalla banda di conduzione nella banda di valenza e si ricombinano con le buche, dando luogo all'emissione di fotoni (quanti di luce), di lunghezza d'onda dipendente dal salto energetico tra le due bande. Pertanto, in funzione del tipo e della concentrazione degli atomi di impurità (drogaggio), si possono ottenere lunghezze d'onda diverse, dall'infrarosso al visibile (rosso, giallo, verde).

In fig.24 è rappresentato il simbolo circuitale del diodo LED, che differisce da quello del diodo normale per le frecce indicanti l'emissione luminosa. In fig.25 è rappresentato un diodo LED con i terminali corrispondenti all'anodo, di lunghezza maggiore, ed al catodo.



fig.24

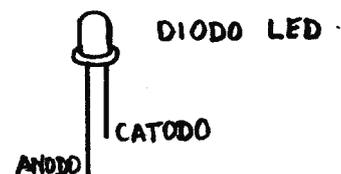


fig.25

La curva caratteristica diretta di un LED è simile a quella di un diodo al silicio; ne differisce soltanto per i diversi valori delle tensioni di soglia V_s , che dipendono dal tipo di LED e dal drogaggio adottato per realizzare la giunzione (fig.26).

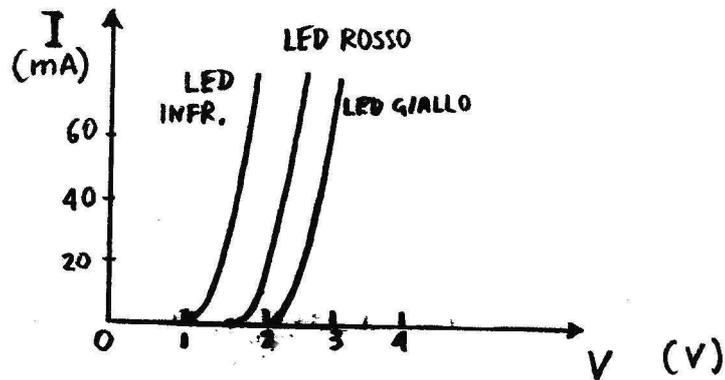


fig. 26

Tensioni di soglia (valori medi) con corrente di 10 mA

LED a radiazione infrarossa, all'arseniuro di gallio GaAs (impiegato nei telecomandi) - $V_s = 1,1$ V;

LED a luce rossa, al fosfoarseniuro di gallio (GaPAs) - $V_s = 1,6$ V;

“ “ “ gialla o verde, al fosforo di gallio (GaP) - $V_s = 2,1$ V;

“ “ “ blu , al carburo di silicio (SiC) - $V_s = 3,5$ V.

La tensione inversa di rottura è invece molto piccola (3 V).

Per utilizzare correttamente un diodo LED, bisogna alimentarlo attraverso un resistore che limiti la corrente diretta intorno al valore risultante dai dati tecnici forniti dal costruttore, al fine di limitare lo sviluppo di calore all'interno della giunzione.

Supponendo di disporre della curva caratteristica, rilevabile sperimentalmente col metodo voltamperometrico oppure mediante l'oscilloscopio, si può determinare la tensione diretta ai capi del diodo in corrispondenza dell'intensità di corrente diretta, fissata opportunamente.

In pratica, non disponendo della curva caratteristica, si può procedere in modo approssimato, assumendo come tensioni dirette (medie) V_d i seguenti valori:

$V_d = 1,1$ V per i LED IR (a radiazione infrarossa);

$V_d = 1,7$ V per i LED a luce rossa;

$V_d = 2,1..2,2$ V “ “ “ “ gialla o verde.

Esempio di calcolo della resistenza serie R_s :

Si suppone di aver fissato i seguenti valori:

Tensione di alimentazione: $E = 12 \text{ V}$;

Intensità di corrente diretta : $I_d = 20 \text{ mA}$;

LED a luce rossa, con $V_d = 1,7 \text{ V}$.

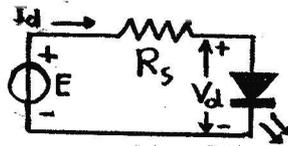


fig.27

Applicando al circuito di fig.27 la II legge di Kirchhoff, si ottiene:

$$E = I_d R_s + V_d;$$

$$R_s = (E - V_d)/I_d = (12 - 1,7)/20 \text{ E-3} = 10,3/20 \text{ E-3} =$$

$$= 515 \Omega.$$

Si sceglie pertanto un resistore da 560Ω (valore commerciale più vicino).

Calcolo della dissipazione del resistore R_s :

$$P_d = (E - V_d)^2 / R_s = (12 - 1,7)^2 / 560 = 10,3^2 / 560 = 0,189 \text{ W}.$$

Si utilizza pertanto un resistore da $560 \Omega = 0,25 \text{ W} = 1/4 \text{ W}$.

La corrente diretta effettiva sarà

$$I_d = (E - V_d)/R_s = (12 - 1,7)/560 = 10,3/560 = 1,839 \text{ E-2 A} = 18,39 \text{ mA}.$$

I diodi LASER impiegati nei sistemi di telecomunicazioni a fibre ottiche e nel campo HIFI (compact disk), sono strutturalmente simili ai LED a luce infrarossa; la differenza consiste nel fatto che si sfrutta l'emissione stimolata, caratteristica del laser, dotando il cristallo semiconduttore (GaAs), avente la forma di un minuscolo cubo, di due facce otticamente attive, una riflettente e l'altra semiriflettente, in modo che la radiazione infrarossa si possa riflettere parecchie volte tra le due facce, prima di uscire dal cristallo amplificata sotto forma di radiazione coerente (costituita da onde tutte in fase tra loro) (fig.28).

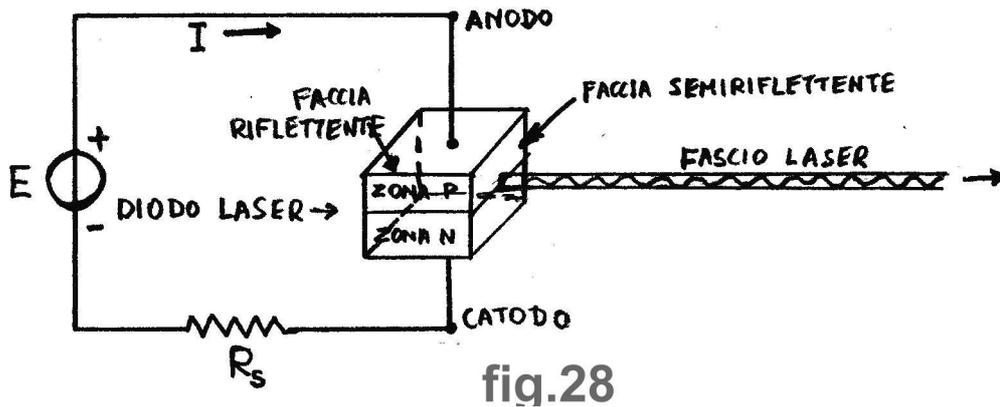
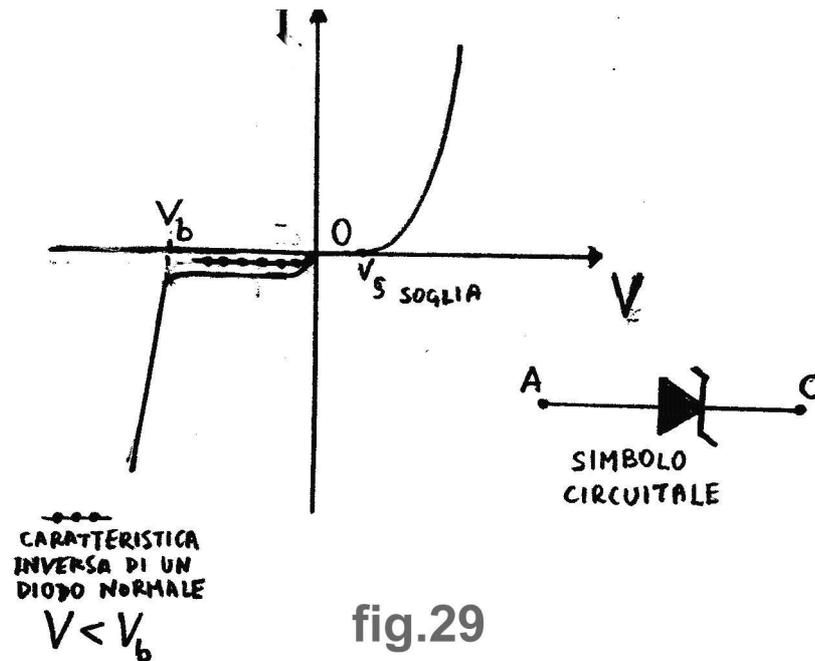


fig.28

Diodi Zener

I diodi Zener sono diodi a giunzione al silicio progettati per funzionare nella zona di rottura (breakdown).

Si è già accennato al fenomeno di moltiplicazione a valanga della corrente inversa di saturazione, che si verifica in un diodo a giunzione polarizzato inversamente con una tensione uguale o superiore a quella di rottura (V_b), e si è detto che la giunzione si distrugge per il notevole calore sviluppato dal passaggio della corrente inversa. In un diodo Zener invece la giunzione viene realizzata con caratteristiche di dissipazione tali da consentire il passaggio dell'intensa corrente inversa senza che il diodo si distrugga. In fig.29 si osserva la curva caratteristica completa (diretta e inversa) di un diodo Zener, confrontata con quella di un comune diodo a giunzione al silicio: si nota che la corrente inversa, inizialmente pari alla corrente inversa di saturazione I_0 per tensioni inverse minori di V_b , aumenta rapidamente in corrispondenza di V_b , sia a causa dell'effetto valanga (moltiplicazione per urto), sia a causa dell'effetto Zener, in base al quale è l'intenso campo elettrico della zona di barriera, dell'ordine di qualche milione di volt/cm, a provocare la rottura dei legami covalenti tra gli atomi di Si ed il conseguente rapido aumento delle coppie elettrone-buca. Pertanto, mentre un diodo a giunzione di tipo comune deve funzionare con tensioni inverse inferiori a quella di rottura, un diodo Zener funziona normalmente sopportando una tensione inversa pari a quella di rottura.



I diodi Zener, che polarizzati direttamente si comportano come comuni diodi al silicio, polarizzati inversamente vengono impiegati come stabilizzatori di tensioni continue e come limitatori di segnali.

ESEMPIO APPLICATIVO

Stabilizzatore di tensione di tipo shunt (parallelo)

Lo schema di fig.30 rappresenta un semplice circuito stabilizzatore di tensione di tipo parallelo (o shunt), realizzato con un diodo Zener.

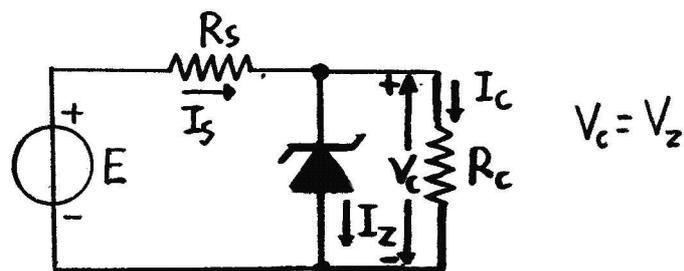


fig.30

Il dimensionamento di un circuito stabilizzatore di questo tipo è molto semplice:

Supponiamo di disporre di una sorgente di tensione non stabilizzata, per es. una batteria di pile o di accumulatori di f.e.m. $E = 12\text{ V}$, e di volere ottenere

una tensione stabilizzata V_c , di valore inferiore ad E , che si mantenga costante (o quasi) al decrescere della f.e.m. E durante la scarica, al fine di alimentare con tensione costante un circuito elettronico che assorbe una corrente I_c (corrente di carico) = **50 mA** con una tensione V_c (tensione di carico) = **5 V**. Per calcolare il valore del resistore R_s , bisogna assumere un opportuno valore della corrente inversa I_z , che passa nel diodo Zener, tale che, anche nelle peggiori condizioni di funzionamento (batteria quasi scarica), si abbia una corrente inversa minima $I_z \text{ min}$ superiore (in valore assoluto) a quella di ginocchio $I_{zg} = 5 \text{ mA}$ fornita dalla curva caratteristica di fig.31, che è relativa ad un diodo con tensione di Zener $V_z = 5,1 \text{ V}$ (valore commerciale più vicino), **1 W** (potenza massima $P_z \text{ max} = V_z I_z \text{ max}$ dissipabile dal diodo).

Si calcola $I_z \text{ max} = P_z \text{ max} / V_z = 1 / 5,1 = 0,196 \text{ A} = 196 \text{ mA}$;
 si sceglie $I_z = 30 \text{ mA}$ ($I_{zg} < I_z < I_z \text{ max}$);

$$I_s = I_z + I_c = 30 + 50 = 80 \text{ mA}; \quad V_c = V_z = 5,1 \text{ V};$$

$$E = I_s R_s + V_z;$$

$$R_s = (E - V_z) / I_s = (12 - 5,1) / 80 \text{ E-3} = 6,9 / 80 \text{ E-3} = 86,25 \Omega$$

(valore commerciale **82 Ω**);

$$P_d \text{ (dissipazione di } R_s) = (E - V_z)^2 / R_s = 6,9^2 / 82 = 0,58 \text{ W}.$$

Si utilizza pertanto un resistore da **82 Ω , 1 W**.

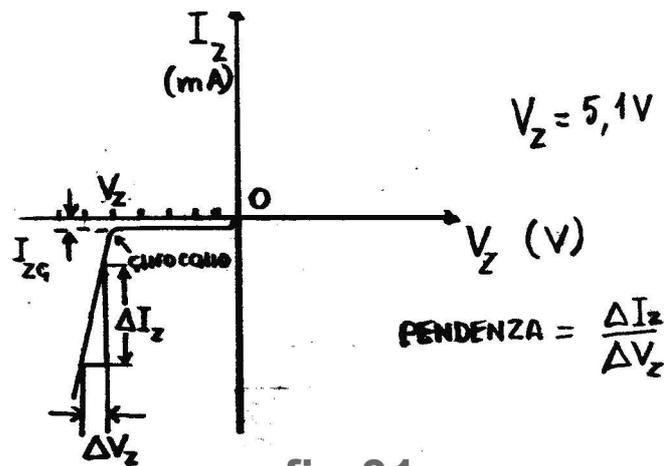


fig.31

Calcolo del tasso di regolazione dello stabilizzatore

Il tasso di regolazione rappresenta la variazione percentuale della tensione stabilizzata V_c rispetto alla variazione della tensione non stabilizzata E .

Per valutarlo si calcola anzitutto la resistenza dinamica R_d , pari all'inverso della pendenza della curva caratteristica inversa nella zona di breakdown; nel nostro caso si ottiene: $R_d = \Delta V_c / \Delta I_c = 4 \Omega$.

Si fa riferimento al partitore di tensione di fig.32, che rappresenta il circuito equivalente dello stabilizzatore in relazione alle variazioni di E e di V_c (si considerano trascurabili le variazioni di V_z). Si fa presente che, affinché un diodo Zener funzioni bene come stabilizzatore, è necessario che R_d sia piccola (pari a qualche Ω); infatti l'effetto stabilizzante del diodo Zener si deve al fatto che esso, polarizzato inversamente nella zona di breakdown, è caratterizzato da piccolissime variazioni della tensione inversa in corrispondenza di ampie variazioni della corrente inversa, dovute alle variazioni della tensione non stabilizzata E . Al variare di E , varia la corrente I_z nel diodo, essendo $I_z = (E - V_z) / R_s$, ma la $V_c = V_z$ ai capi del carico subisce variazioni molto piccole.

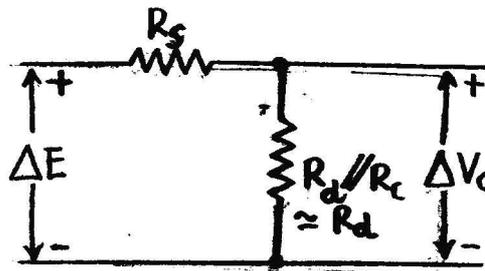


fig.32

ΔV_c - variazione di V_c ;

ΔE - variazione di E ;

$$\Delta V_c = \Delta E (R_d // R_c) / (R_s + R_d // R_c) \approx \Delta E R_d / (R_s + R_d);$$

$(R_d // R_c) \approx R_d$, essendo $R_d \ll R_c$;

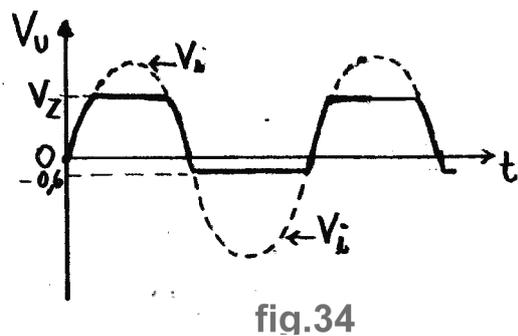
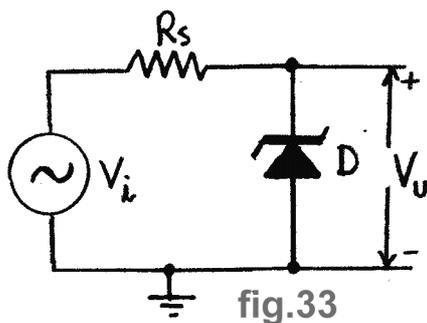
$$\text{tr \% (tasso percentuale di regolazione)} = 100 \Delta V_c / \Delta E =$$

$$= 100 R_d / (R_s + R_d) = 100 \times 4 / (82 + 4) = 400 / 86 = 4,65 \%$$

Se $\Delta E = 2 \text{ V}$, $\Delta V_c = 4,65 \times 2 / 100 = 9,3 \text{ E-2 V} = 93 \text{ mV}$.

ESEMPIO APPLICATIVO

Impiego del diodo Zener come limitatore di segnali



Consideriamo il circuito in fig.33 (limitatore o tosatore), alimentato dalla tensione sinusoidale $V_i = V_p \sin \omega t$, e ricaviamo il segnale d'uscita V_u , sapendo che il diodo Zener D ha una tensione di breakdown V_z minore del valore di picco V_p .

Durante la semionda positiva di V_i , (fig.34) il segnale d'uscita V_u segue l'andamento del segnale V_i fin quando V_i non raggiunge il valore di breakdown; essendo infatti $V_i < V_z$, anche se il diodo è polarizzato inversamente, non si verificano gli effetti valanga e Zener, ma passa soltanto una debolissima corrente inversa di saturazione I_o (qualche nA) e la tensione d'uscita V_u uguaglia V_i , poichè è praticamente nulla la caduta di tensione prodotta da I_o ai capi di R_s .

Quando invece V_i raggiunge e supera il valore V_z , il diodo funziona nella zona di breakdown e blocca la tensione V_u al valore V_z fin quando la tensione V_i non diventa di nuovo inferiore a V_z , come mostra la fig.34. Durante la semionda negativa di V_i , il diodo viene polarizzato direttamente e la tensione V_u assume un valore leggermente maggiore della tensione di soglia V_s ; pertanto $V_u = -0,6 \text{ V}$.

Si ottengono così dal segnale sinusoidale V_i degli impulsi di forma approssimativamente trapezoidale, positivi e di ampiezza V_z durante le semionde positive, negativi e di ampiezza $0,6 V$ durante la semionde negative.

v. a.

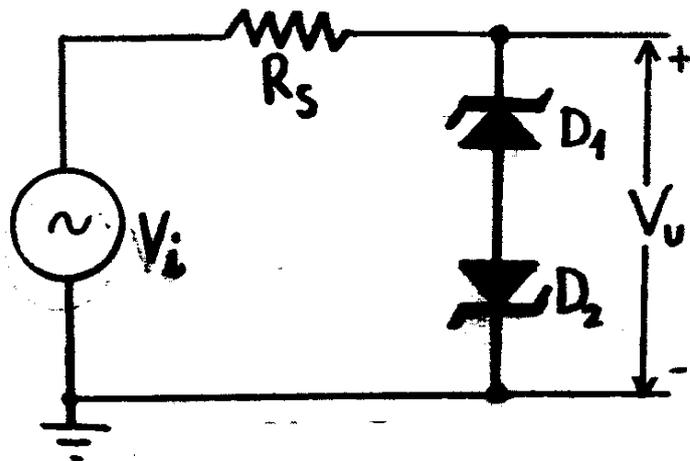


fig.35

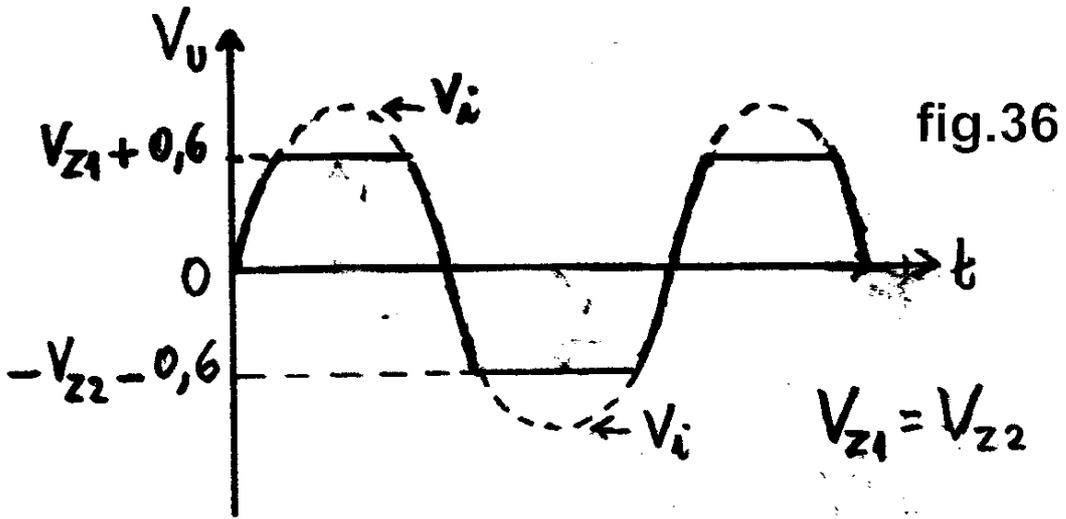


fig.36

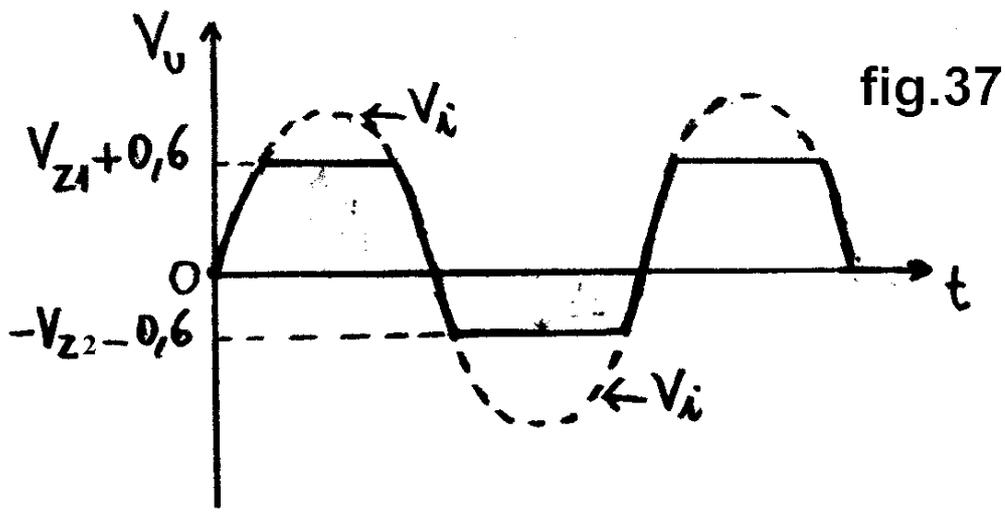


fig.37

In fig.35 si osserva invece lo schema di un circuito limitatore doppio,utilizzante due diodi Zener D1 e D2 collegati in opposizione,in modo da fornire impulsi trapezoidali positivi e negativi aventi la stessa ampiezza o ampiezze diverse a seconda che V_{z1} sia uguale o diversa da V_{z2} (figg.36 e 37).

In particolare,durante la semionda positiva,se $V_i < V_{z1} + 0,5 V$, D1 è polarizzato inversamente,ma non lavora in zona di breakdown; pertanto $V_u = V_i$, essendo nulla la caduta di tensione ai capi di R_s . Se V_i è invece maggiore o uguale a $V_{z1} + 0,5 V$, D1 lavora in zona di breakdown e D2 conduce,essendo polarizzato direttamente;pertanto V_u rimane bloccata al valore $V_{z1} + 0,6 V$.

Durante la semionda negativa si verifica una situazione analoga:

se V_i è,in valore assoluto,minore di $V_{z2} + 0,5 V$, V_u segue V_i ;

se invece V_i è, in valore assoluto,maggiore o uguale a $V_{z2} + 0,5 V$, D1 conduce, essendo polarizzato direttamente, e D2 lavora nella zona di breakdown ,mentre la tensione V_u rimane bloccata al valore negativo $- V_{z2} - 0,6 V$.

Rilievo delle curve caratteristiche dei diodi

La curva caratteristica di un diodo a giunzione si può rilevare con due metodi:

1) Il metodo voltamperometrico (fig.38), che consiste nell'applicare al componente una tensione continua,misurata con un voltmetro collegato in parallelo ad esso,e nel misurare l'intensità della corrente continua corrispondente alla tensione applicata,impiegando un milliamperometro collegato in serie con il componente.

Il componente viene polarizzato direttamente o inversamente a seconda che si voglia rilevare la caratteristica diretta o quella inversa.

Per potere applicare tale metodo bisogna disporre di due multimetri analogici o digitali e di un alimentatore stabilizzato che fornisca una tensione continua regolabile da 0 a fino a qualche decina di volt. Il rilievo della caratteristica I/V (corrente/tensione) si effettua prendendo nota delle coppie di valori V,I a partire da tensioni dirette (o inverse) molto piccole fino ad applicare tensioni massime (dirette o inverse) tali che il componente non venga danneggiato per il surriscaldamento dovuto ad un valore eccessivo dell'intensità di corrente.

2) Il metodo dinamico, che consiste nel visualizzare la curva caratteristica del componente mediante l'oscilloscopio predisposto nella modalità X-Y.

Al componente ,collegato in serie con un resistore di limitazione della corrente, si applica un segnale sinusoidale o triangolare ,che viene applicato anche all'asse X dell'oscilloscopio, mentre all'asse Y si applica il segnale di

tensione presente ai capi del resistore, di ampiezza direttamente proporzionale all'intensità di corrente che fluisce nel componente; in tal modo il pennello elettronico traccia la curva caratteristica I/V del componente.

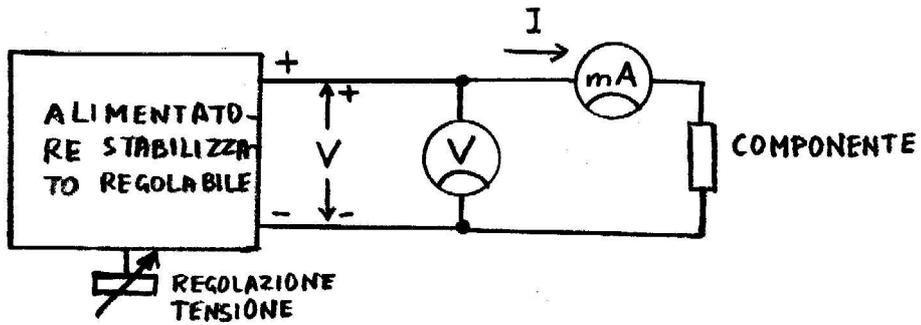


fig.38

I THYRISTOR

I **thyristor** (o **tiristori**) sono dispositivi a semiconduttore di tipo **bistabile**, che commutano dallo stato di interdizione a quello di conduzione quando la tensione applicata supera un determinato valore di soglia, caratteristico del dispositivo, oppure quando viene applicato un impulso d'innesco ad un elettrodo di controllo (**gate**).

I tiristori derivano dallo sviluppo del diodo a quattro strati di Shockley, costituito da una struttura semiconduttrice del tipo **PNPN** (fig.1),

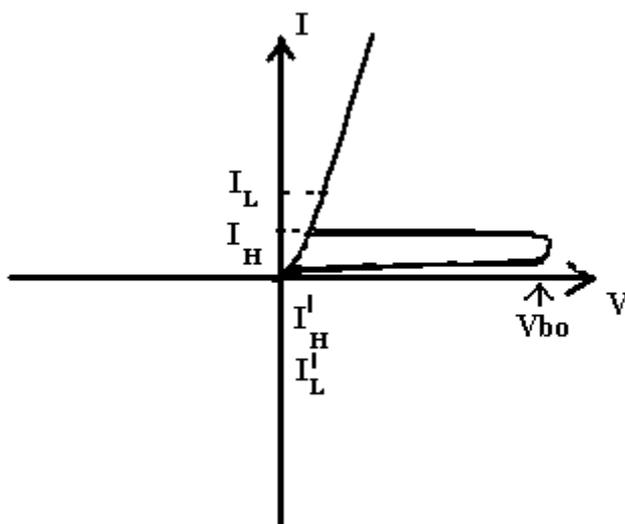
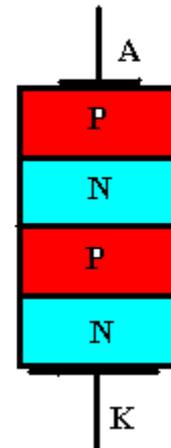


fig. 1

fig. 2

la cui caratteristica è quella di entrare in conduzione se la tensione continua di polarizzazione diretta applicata ai due elettrodi (**anodo** e **catodo**) del componente, supera il cosiddetto valore di **breakover (Vbo)** (fig.2), in

corrispondenza del quale si verifica un processo di moltiplicazione a valanga dei portatori minoritari nella giunzione PN centrale, con un conseguente , rapido aumento (entro qualche μs), fino al valore I_L di **latching (aggancio)**, dell'intensità di corrente diretta che fluisce nel componente, per effetto di un fenomeno rigenerativo (reazione positiva), che fa sì che lo stato di conduzione si mantenga stabile, fin quando l' intensità di corrente non venga ridotta al di sotto di un valore caratteristico di mantenimento (I_H - **holding**) ,oppure fin quando non vengano invertite le polarità della tensione applicata tra anodo e catodo.

La famiglia dei tiristori comprende:

- **L' SCR (Silicon Controlled Rectifier - Raddrizzatore Controllato al Silicio);**
- **Il DIAC (Diodo per Corrente Alternata - diodo di Shockley con caratteristica bidirezionale, detto anche SBS ,Silicon Bilateral Switch);**
- **TRIAC (Triodo per Corrente Alternata - SCR con caratteristica Bidirezionale);**
- **GTO (Gate Turn Off - SCR disinnescabile).**

IL DIODO CONTROLLATO (SCR)

L'**SCR** si ottiene applicando al diodo a quattro strati di Shockley un terzo elettrodo, il **gate** (fig. 3),che consente di controllare la transizione del dispositivo dallo stato di **interdizione (OFF)** a quello di **conduzione (ON)**, mediante un impulso positivo di comando che polarizza direttamente la giunzione PN tra **gate** e **catodo** , facendo fluire una corrente transitoria I_G (di **gate**), molto meno intensa di quella del circuito principale (anodo-catodo),ma di valore sufficiente a determinare la transizione dallo stato stabile di interdizione a quello stabile di conduzione . Il simbolo dell'**SCR** è rappresentato in fig. 4.

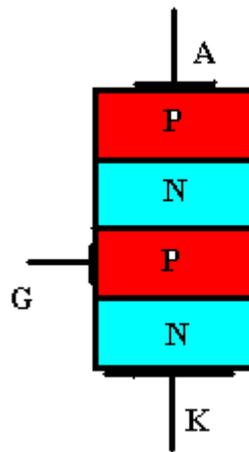


fig.3

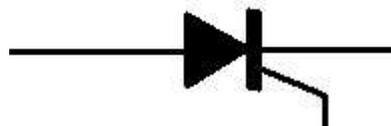


fig. 4

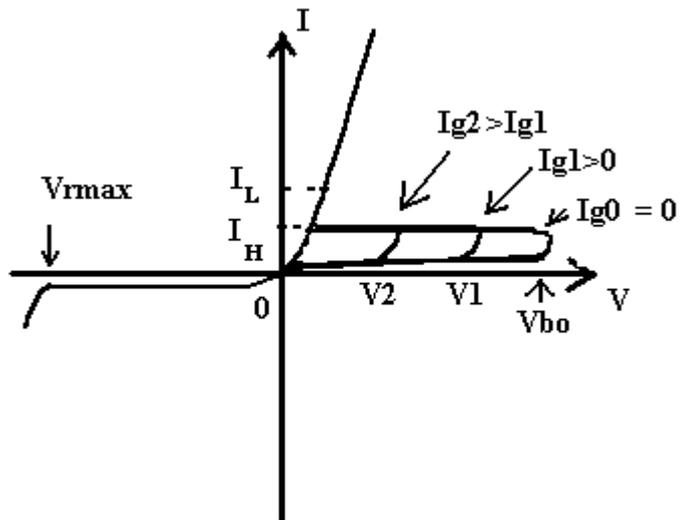


fig. 5

In fig. 5 è rappresentata la curva caratteristica completa (diretta ed inversa) di un SCR. La caratteristica inversa è analoga a quella di un comune diodo raddrizzatore al silicio, con una corrente inversa di saturazione del valore di qualche μA , che raddoppia per ogni aumento di $10\text{ }^\circ\text{C}$ della temperatura, e

da una tensione inversa massima **V_{rmax}** (tensione di blocco), che può variare, a seconda del tipo di componente, da **100 V a 2000 V**.

Quando il gate non viene pilotato, **I_G = 0**. In questo caso la caratteristica coincide con quella di un diodo a quattro strati di Shockley, ed il componente entra in conduzione soltanto quando viene superata la tensione di **breakover V_{bo}**.

Quando invece al gate viene applicato un impulso di comando di ampiezza tale da determinare il passaggio di una corrente di gate **I_{G1} > 0** sufficiente ad innescare la conduzione, la tensione massima diretta da applicare tra anodo e catodo per innescare la conduzione è **V₁ < V_{bo}**, e tende a diminuire al crescere di **I_G**, che rappresenta il parametro della famiglia di curve caratteristiche.

Per **I_G** sufficientemente grande, la curva caratteristica diretta dell' SCR coincide con quella di un comune diodo raddrizzatore al Si.

Valori tipici dei parametri caratteristici di un SCR di media potenza

V_{rmax} (Tensione inversa massima) = 600 V;

I_G (Corrente di gate ,tipica) = 35 mA;

V_G (Tensione impulsiva da applicare tra gate e catodo) = 1,2 .. 3 V;

I_A (Corrente anodica nominale) = 40 A;

V_{AK} (Tensione diretta tra anodo e catodo per I_A = 40 A) = 1 .. 2 V;

I_L (Corrente di aggancio, latching) = 50 mA;

I_H (Corrente di mantenimento, holding) = 30 mA;

t_{acc} (Tempo d'innescamento,necessario per portare il dispositivo dallo stato OFF allo stato ON) = 1,5 μs;

t_{sp} (Tempo di spegnimento,necessario per riportare il dispositivo dallo stato ON allo stato OFF) = 80 μs.

In fig. 6 è rappresentato il circuito equivalente dell' SCR, schematizzabile con due transistor, PNP ed NPN collegati in modo tale che, dopo l'applicazione dell'impulso d'innescamento, si verifichi un fenomeno rigenerativo, che faccia commutare l' SCR dallo stato OFF allo stato ON.

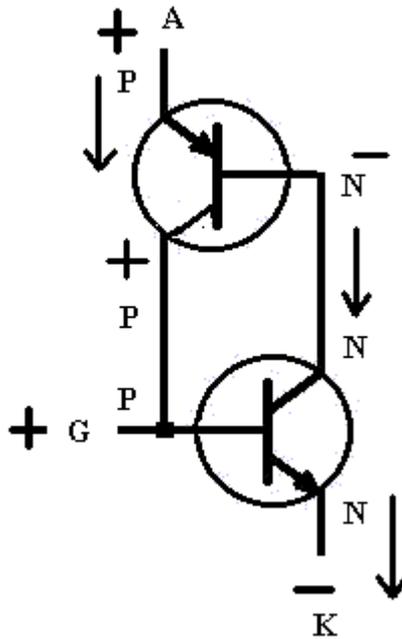


fig.6

L'**SCR** si utilizza per controllare, sia in modalità ON-OFF, che proporzionalmente, la potenza da applicare ad un carico resistivo o induttivo-resistivo (motore in c.c.) alimentato dalla rete in c.a. .

Si utilizza inoltre negli inverter di potenza , che convertono la potenza in c.c. fornita da batterie, in potenza in corrente alternata (gruppi di continuità, alimentatori di emergenza , ecc..).

IL DIAC

Il **DIAC** , il cui simbolo è rappresentato in fig.7, equivale a due diodi a



fig.7

quattro strati di Shockley collegati in antiparallelo, in modo tale che uno di essi conduca in presenza della semionda positiva e l'altro in presenza di quella negativa.

La relativa curva caratteristica è rappresentata in fig. 8, ed è simmetrica rispetto all'origine degli assi.

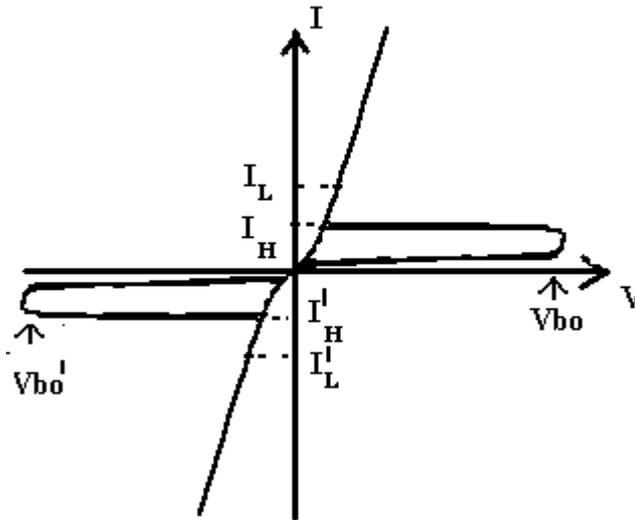


fig. 8

Il **DIAC** viene impiegato nei circuiti di pilotaggio degli **SCR** e dei **TRIAC**, come dispositivo con conducibilità bidirezionale, da utilizzare per far scaricare un condensatore attraverso il circuito di gate e generare così l'impulso d'innescio.

IL TRIAC

Il **TRIAC**, il cui simbolo circuitale è rappresentato in fig. 9, è un **SCR** bidirezionale, equivalente a due **SCR** collegati in antiparallelo.

Si utilizza per controllare la potenza in corrente alternata da applicare ad un carico resistivo o induttivo-resistivo (motore universale).

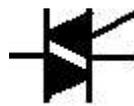


fig. 9

In fig. 10 è rappresentata la relativa curva caratteristica .

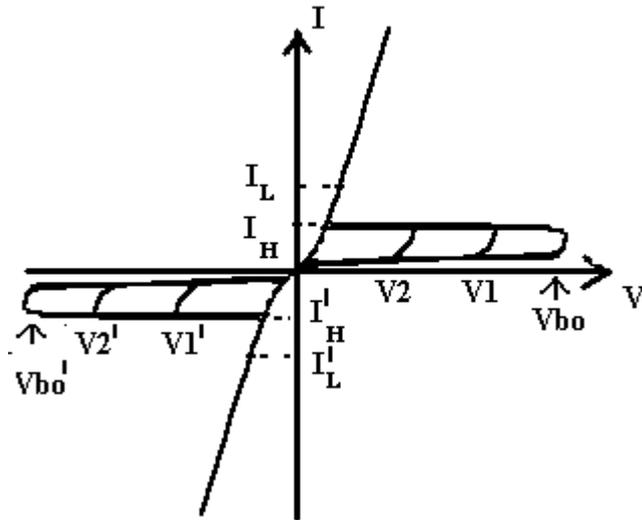


fig. 10

Il **TRIAC** , a differenza dell' **SCR** , può essere innescato sia con impulsi positivi che con impulsi negativi applicati all'unico gate di cui è dotato. Come nell'**SCR**, la tensione diretta d'innescò diminuisce al crescere dell'intensità della corrente di gate.

IL GTO

Il **GTO** è attualmente il tiristore più utilizzato negli azionamenti di potenza per motori in c.c. e negli inverter di grande potenza, in sostituzione degli **SCR** e dei transistor bipolari ed unipolari.



fig.11

Il simbolo del **GTO** è rappresentato in fig.11, e differisce da quello dell'**SCR** per il trattino disegnato trasversalmente sul terminale di gate, per indicare che il dispositivo può essere disinnesco applicando un impulso negativo al gate.

Questa caratteristica di controllo aumenta considerevolmente la flessibilità di utilizzazione del **GTO** rispetto all' **SCR** .

ESEMPI APPLICATIVI DEI TIRISTORI

1) CIRCUITO ON/OFF (TUTTO-NIENTE) PER L'INNESCO DI UN SCR CON INTERRUITTORE NEL CIRCUITO DI GATE

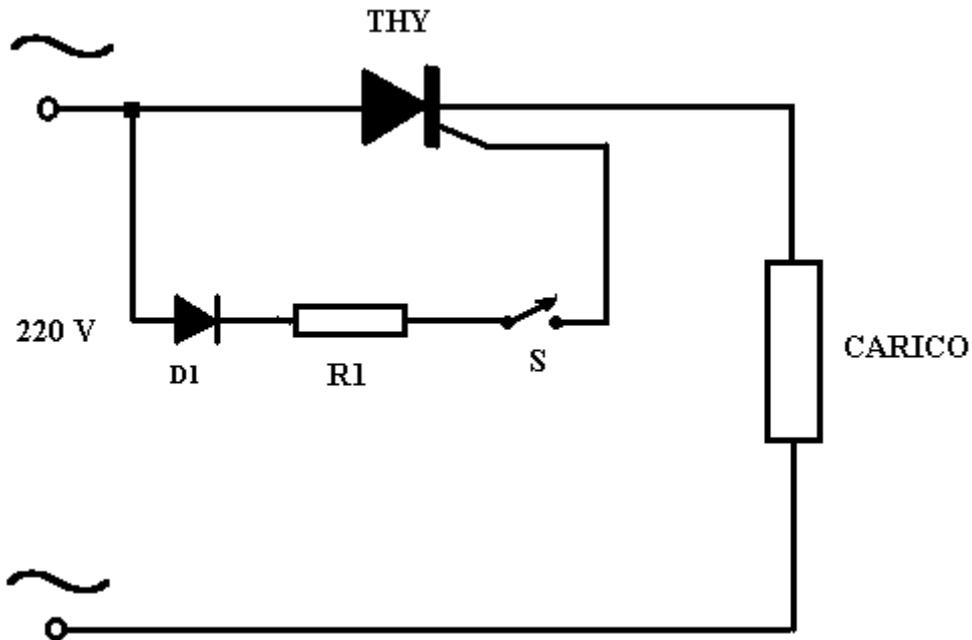


fig. 12

Il carico, resistivo o induttivo-resistivo, viene inserito chiudendo l'interruttore S: il circuito di gate si chiude soltanto in presenza delle semionde positive, attraverso il diodo **D1** ed il resistore **R1**, che serve a limitare l'intensità corrente di gate.

Se, per esempio, la corrente di gate richiesta fosse di **10 mA**, il resistore **R1** dovrebbe avere il valore $R1 = 220/10 = 22 \text{ k}\Omega$, con una dissipazione di $220^2/22 \text{ E}3 = 2,2 \text{ W} \rightarrow$ (resistore a filo da 3 W).

2) CIRCUITO ON/OFF (TUTTO-NIENTE) PER L'INNESCO DI UN SCR CON OPTOISOLATORE NEL CIRCUITO DI GATE

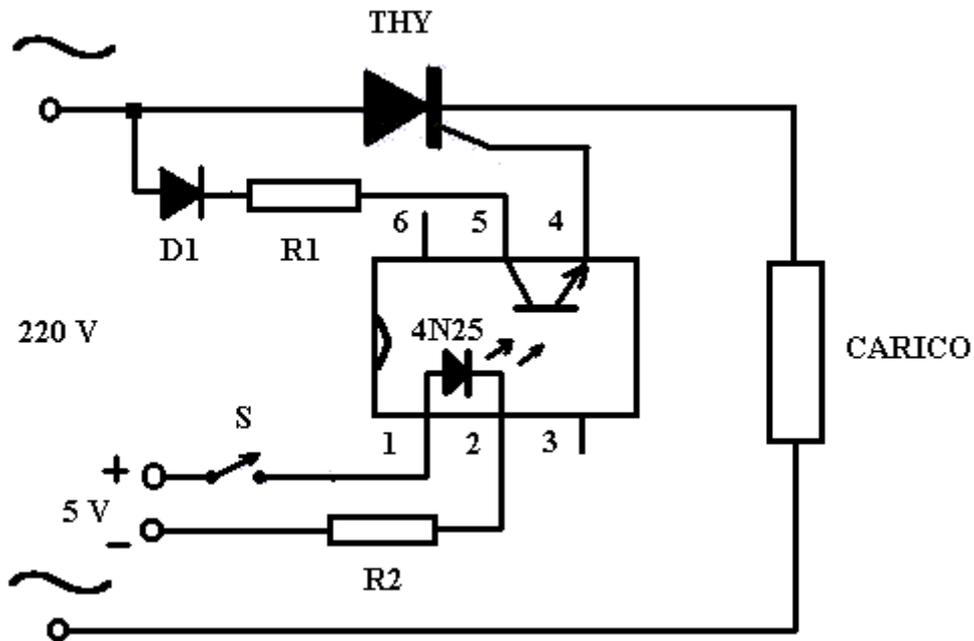


fig. 13

Il circuito di fig. 13 ha il vantaggio, rispetto al circuito di fig.12, dell'isolamento, fino a **2 kV**, tra il circuito di gate ed il circuito di comando azionato dall'utente.

Chiudendo l'interruttore S o applicando, con S chiuso, un livello logico TTL fornito da una delle 8 linee-dati della porta parallela di un PC, il LED IR (infrarosso) dell'optoisolatore **4N25**, alimentato attraverso **R2 = 220 Ω**, determina la conduzione del fototransistor inserito nel circuito di gate ed il conseguente innesco dell'SCR.

3) CIRCUITO ON/OFF (TUTTO-NIENTE) PER L'INNESCO DI UN SCR CON TRASFORMATORE D'ISOLAMENTO NEL CIRCUITO DI GATE

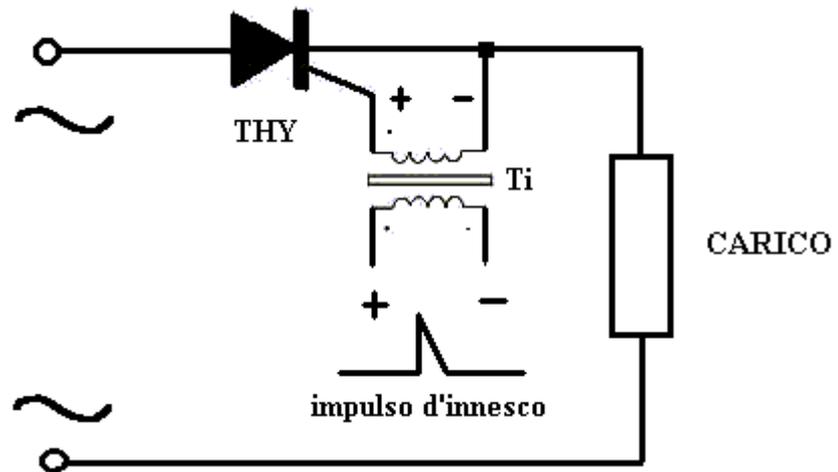


fig. 14

In questo caso, poiché l'SCR si disinnescisce al termine di ciascuna semionda, bisogna utilizzare un circuito di pilotaggio che applichi al primario del trasformatore T_i un impulso in coincidenza con il passaggio per lo zero della tensione di rete.

L'innescito dell'SCR in coincidenza con l'annullamento del valore istantaneo della tensione di rete, consente di ridurre notevolmente i disturbi elettromagnetici a radiofrequenza irradiati dal circuito .

4) CIRCUITI REGOLATORI DI POTENZA A PARZIALIZZAZIONE DI FASE (A SEMIONDA) CON SCR

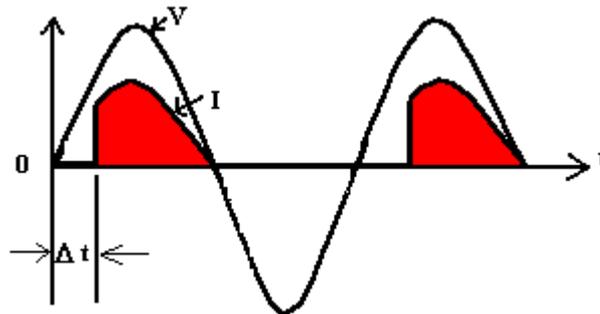


fig. 15

La fig. 15 mostra le forme d'onda della tensione di alimentazione e della corrente di carico (resistivo).

Il ritardo Δt , con cui vengono applicati al gate gli impulsi d'innesco, determina il valor medio ed il valore efficace della corrente di carico.

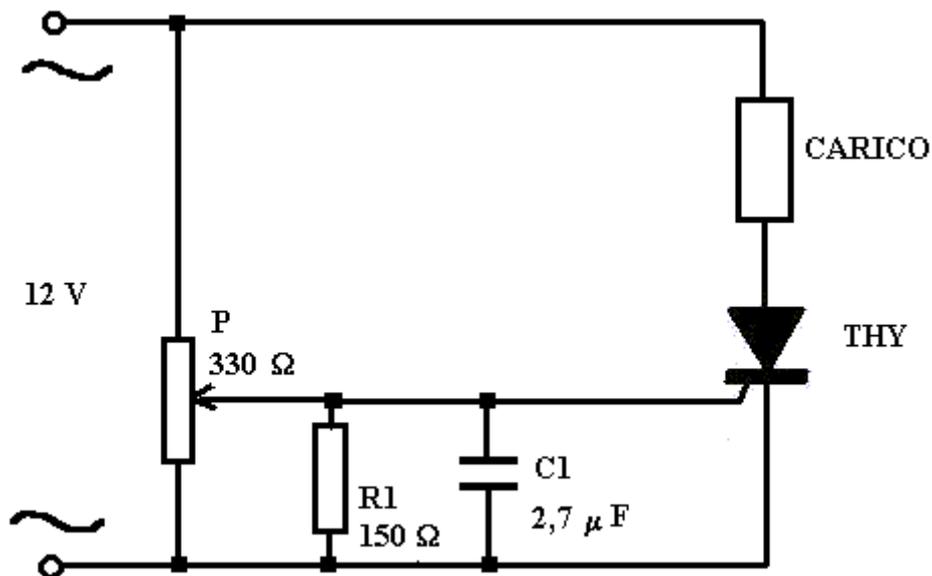


fig. 16

Il circuito di fig. 16 è un circuito da utilizzare per la verifica sperimentale del controllo di potenza a parzializzazione di fase con carico resistivo (lampadina) o resistivo induttivo (motore in c.c.).

Il potenziometro **P**, unitamente al gruppo **R1C1**, consente di variare lo sfasamento (in ritardo) della tensione applicata al gate rispetto alla

tensione di alimentazione , la cui frequenza può variare da 50 Hz a 2 KHz.

Ovviamente,anche se il segnale di gate è presente in entrambi i semi-periodi, l'SCR si innesca soltanto in presenza delle semionde positive.

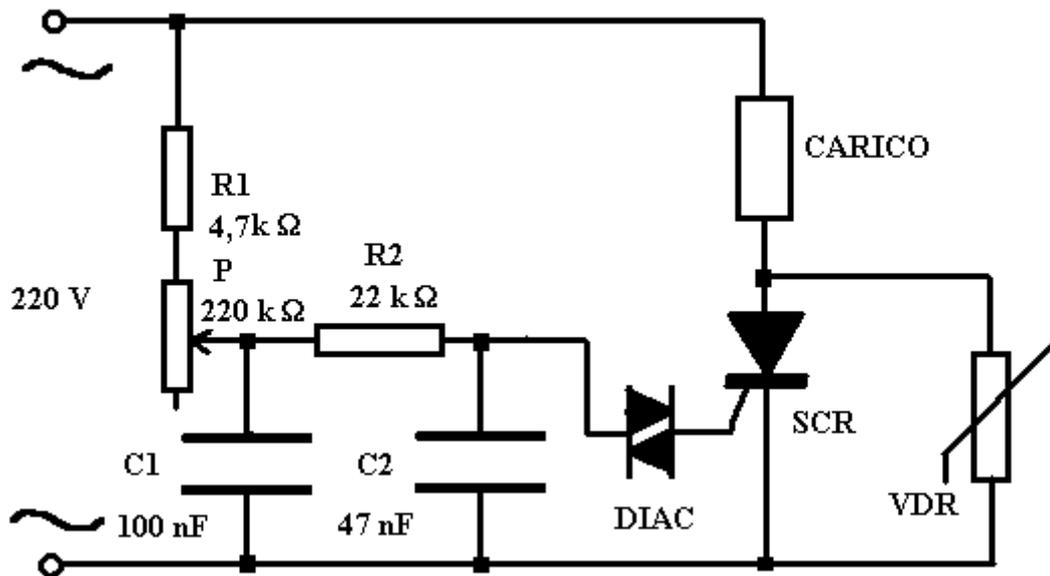


fig. 17

Il circuito di fig. 17 utilizza le celle $(R1+P)C1$ ed $R2C2$ per variare lo sfasamento, in ritardo, della tensione di gate rispetto alla tensione di alimentazione. L'utilizzazione di due celle RC in cascata migliora le caratteristiche di regolazione del circuito.

Il DIAC, del tipo **TI43A**, la cui tensione di blocco V_{bo} è compresa tra **28 V** e **36 V**, consente di generare la corrente impulsiva di gate mediante la scarica di **C2**.

Il varistore **VDR** (Voltage **D**ependent **R**esistor da **350 V**, **1 mA** - Resistore non lineare di valore Dipendente dalla Tensione) serve a proteggere l'SCR (da **400V** - **10 A**) dalle sovratensioni che si generano con carichi induttivo-resistivi (motori in c.c.).

5) CIRCUITO ON/OFF (TUTTO-NIENTE) PER L'INNESCO DI UN TRIAC CON INTERRUUTTORE NEL CIRCUITO DI GATE

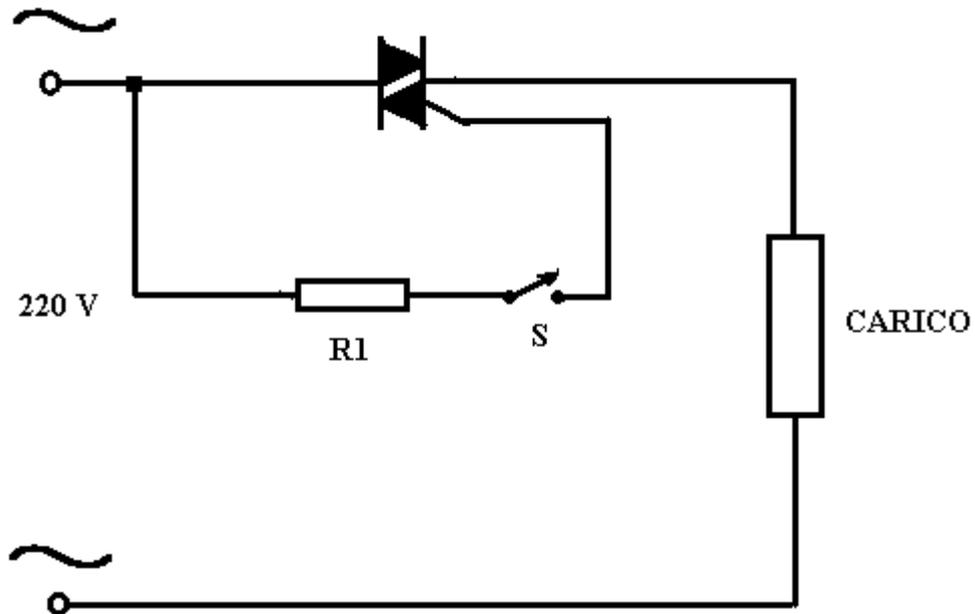


fig. 18

Il circuito di fig. 18 è analogo al circuito di fig. 12 con SCR

6) CIRCUITI REGOLATORI DI POTENZA A PARZIALIZZAZIONE DI FASE (AD ONDA INTERA) CON TRIAC

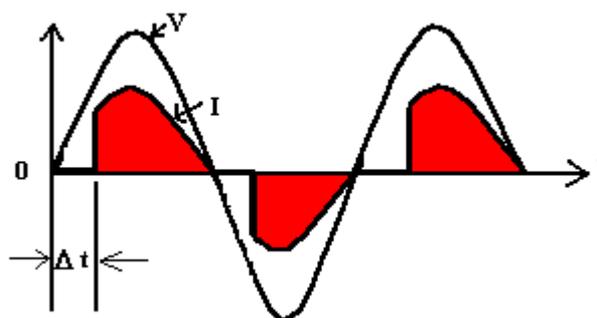


fig. 19

La fig. 19 mostra le forme d'onda della tensione di alimentazione e della corrente di carico (resistivo).

Il ritardo Δt , con cui vengono applicati al gate gli impulsi d'innescio, determina il valore efficace della corrente di carico.

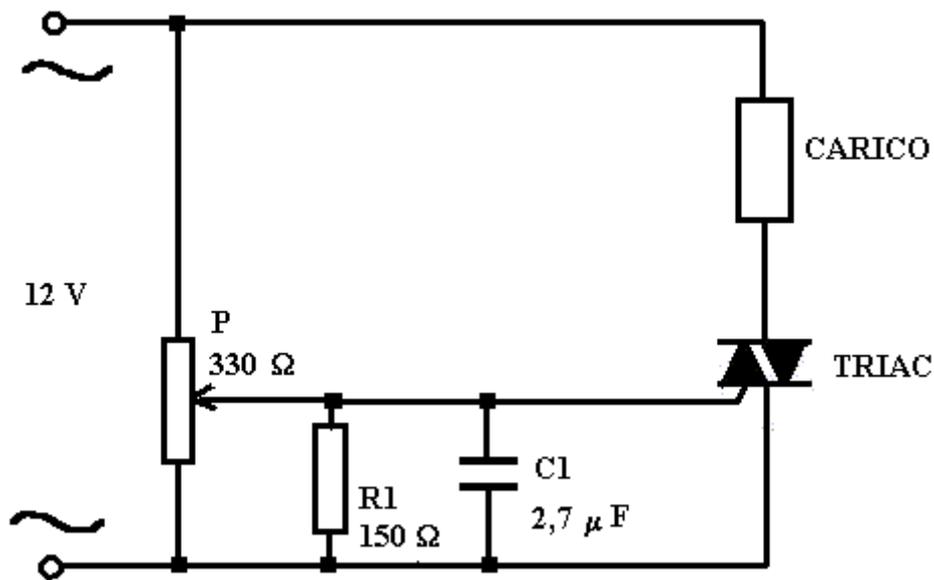


fig. 20

Il circuito sperimentale di fig. 20 è la versione ad onda intera del circuito di fig. 16 con SCR.

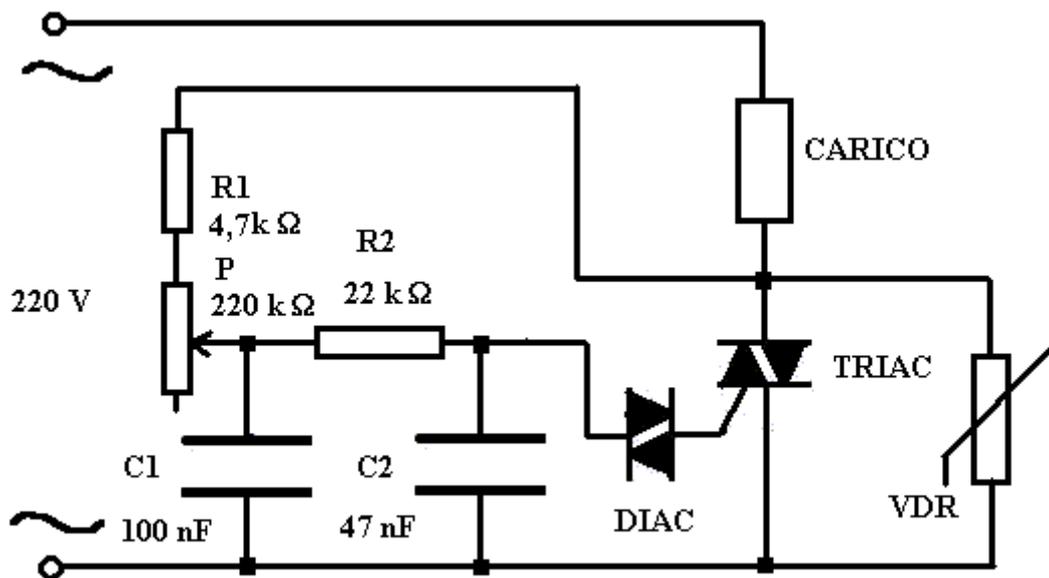


fig. 21

Il circuito di fig. 21 è la versione ad onda intera del circuito di fig. 17 con SCR.

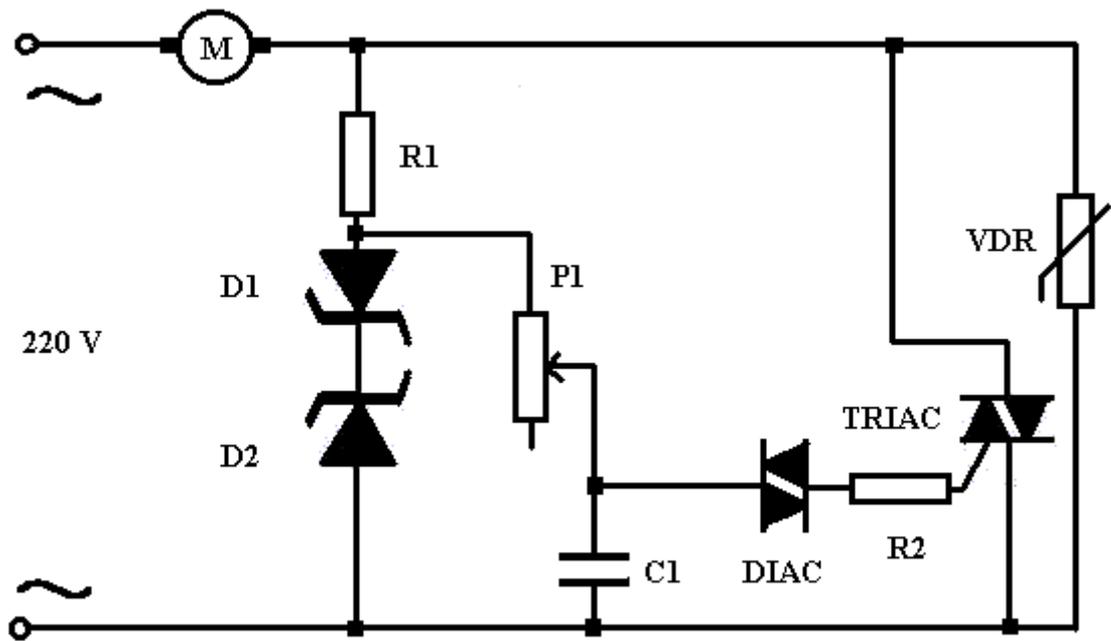


fig. 22

Il circuito di fig. 22 è un regolatore di potenza per motore universale (a collettore).

I diodi zener **D1** e **D2**, da **75 V**, **1 W**, in serie con il resistore a filo **R1** da **18 k Ω** , **4 W**, consentono di stabilizzare il funzionamento del circuito d'innesco del TRIAC, da **600 V**, **10 A**, rispetto agli sbalzi della tensione di rete.

Il potenziometro a filo **P1**, da **100 k Ω** - **5 W**, ed il condensatore **C1**, in poliestere, da **100 nF**, **400 V**, costituiscono la cella **RC** sfasatrice impiegata per la generazione della corrente impulsiva di gate, attraverso il **DIAC** (**TI43A**) ed il resistore di limitazione **R2** da **47 Ω** , **0,5 W**.

La regolazione della velocità del motore si attua mediante **P1**.

7) REGOLATORE DI TEMPERATURA, DI TIPO PROPORZIONALE, REALIZZATO CON IL CIRCUITO INTEGRATO TDA1023

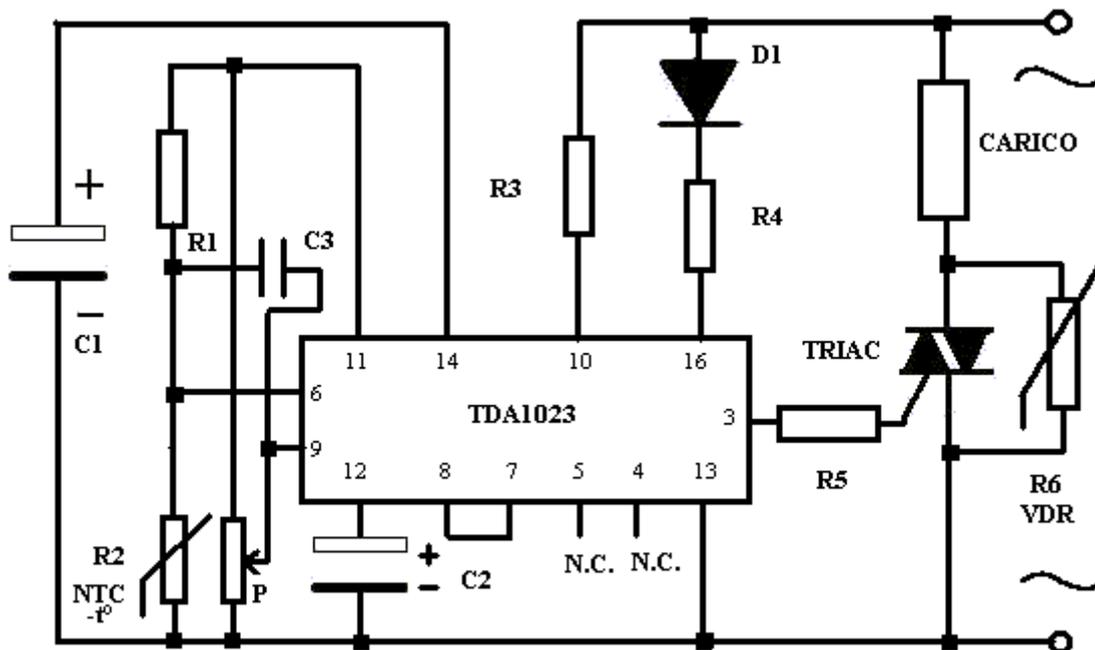


fig. 23

La fig. 23 mostra lo schema circuitale di un controllo di temperatura di tipo proporzionale, il cui funzionamento si basa sul confronto periodico (effettuato ogni 10 s ,fig. 24), tra la tensione di riferimento presente al pin 6 e fornita dal partitore di tensione **R1-R2** [**R1 = 18 kΩ** ; **R2** – resistore **NTC**, (sensore di temperatura) , con coefficiente di temperatura negativo], e la tensione a rampa (segnale della base dei tempi) ,con periodo **T_b = 10 s**, determinato dal condensatore **C2** da **15 μF**.

Il segnale digitale prodotto dal trigger Schmitt (comparatore con isteresi) che effettua il confronto, controlla l'innesco del TRIAC ed il passaggio della corrente di carico, con un duty cycle che va diminuendo linearmente all'aumentare della temperatura; in tal modo, raggiunta la temperatura desiderata, il cui valore viene fissato mediante il potenziometro **P** da **22 kΩ**, la durata della fase di conduzione del TRIAC si riduce al minimo (impulsi di mantenimento delle condizioni di regime del controllo).

Se la temperatura scende al di sotto del valore impostato, il duty cycle varia in modo tale da riportare il sistema nelle condizioni di regime prefissate.

Il condensatore **C1** , da **220 μF** , **16 V** , serve a livellare la tensione di alimentazione dell'integrato , che viene alimentato direttamente dalla rete a c. a. attraverso il diodo **D1**, **1N4007** ed il resistore **R4** ,del tipo a filo, da **6,8 kΩ -10 W**.

Il resistore **R3**, da **390 kΩ**, **1 W**, serve a pilotare il rivelatore di passaggio

per lo zero, che, al fine di non causare interferenze radioelettriche, consente l'innesco del TRIAC soltanto quando si annulla il valore istantaneo della tensione di alimentazione.

Il resistore **R5**, da **100 Ω**, $\frac{1}{2}$ W, serve a limitare la corrente di gate.

Il varistore **VDR**, da **350 V**, **1 mA**, serve a proteggere il TRIAC dalle sovratensioni.

Il condensatore **C3**, da **47 nF**, (in poliestere) serve a filtrare eventuali segnali di disturbo captati dai fili di collegamento del sensore di temperatura (resistore NTC).

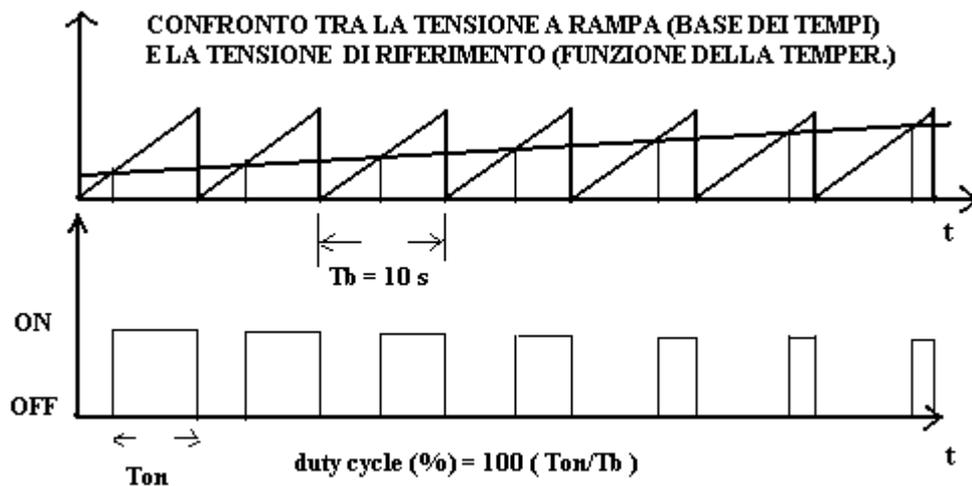


fig. 24

SCHEMA A BLOCCHI DEL REGOLATORE INTEGRATO TDA1023

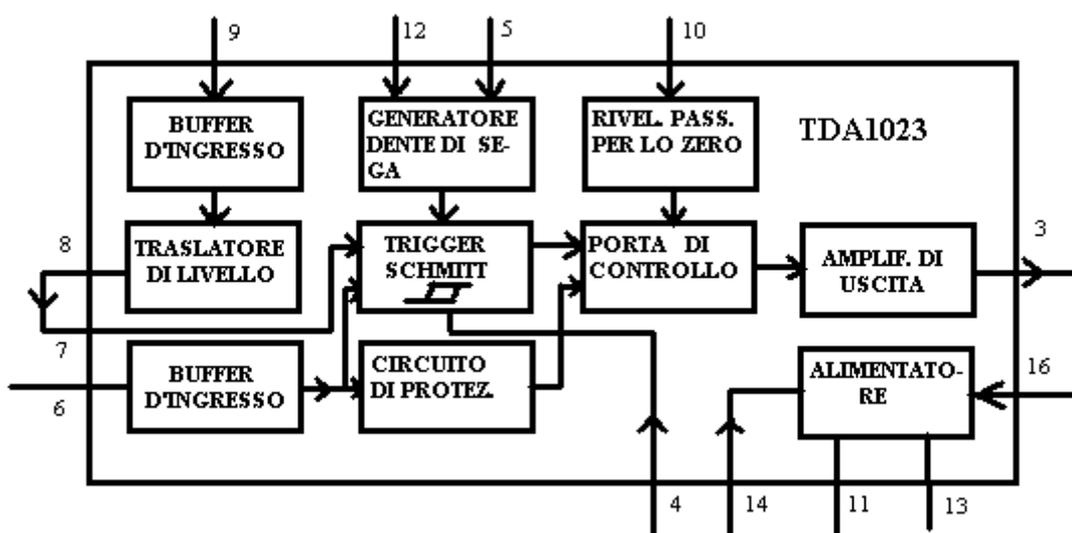


fig. 25

8) **REGOLATORE DI POTENZA IN C.A. CON SCR IN ANTIPARALLELO E TRASFORMATORI D'ISOLAMENTO**

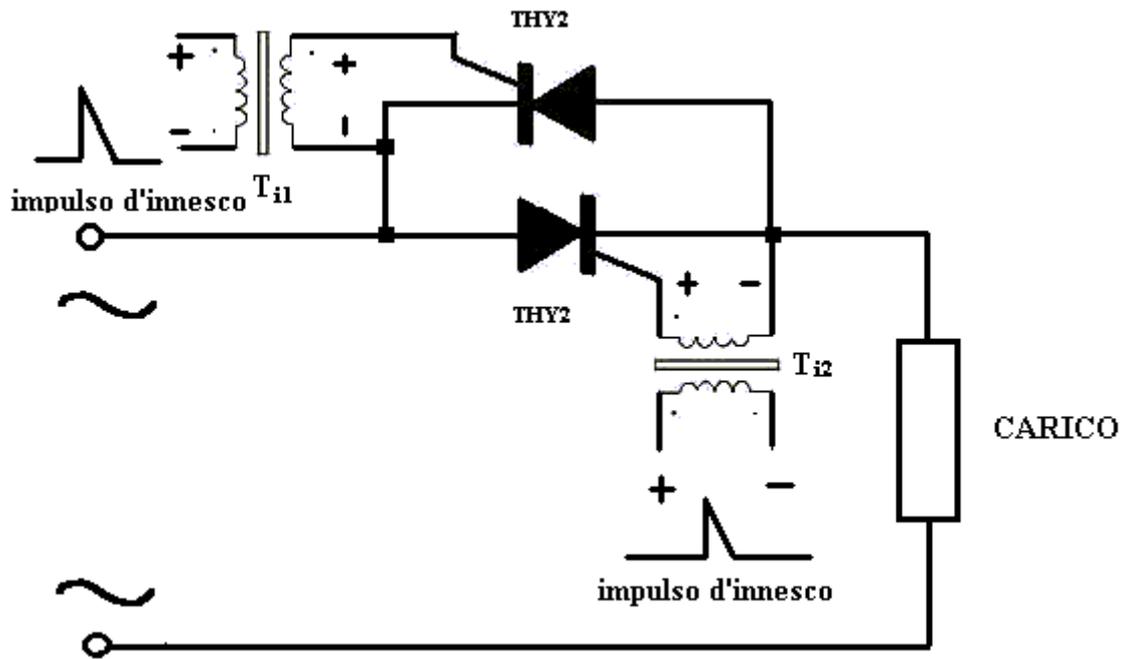


fig. 26

9) **REGOLATORE DI POTENZA PER UTILIZZATORI TRIFASI**

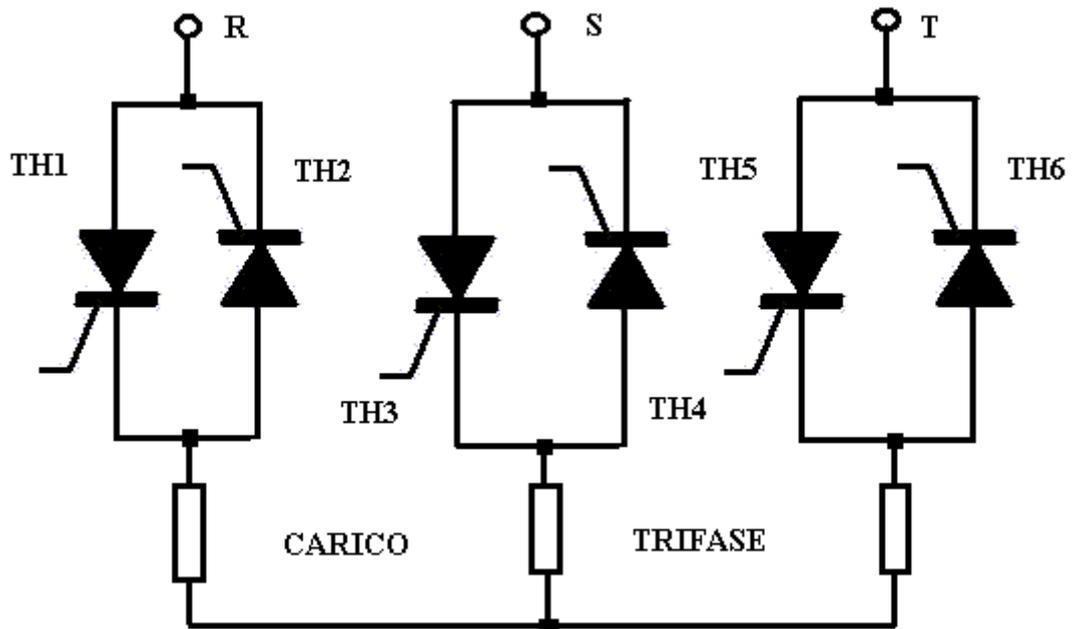
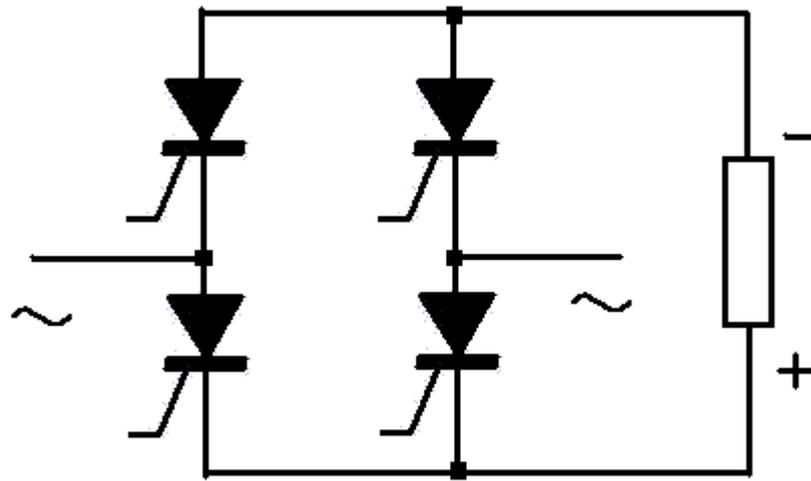


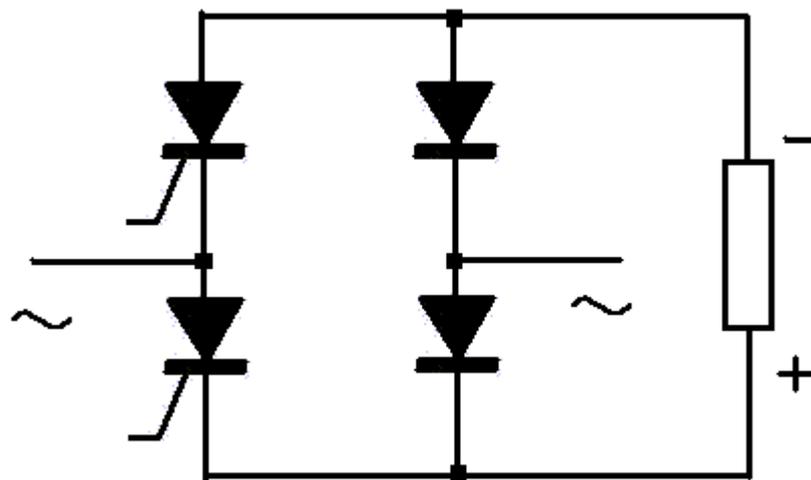
fig. 27

10) CIRCUITI RADDRIZZATORI A PONTE CON SCR (O GTO)



RADDRIZZATORE A PONTE TOTALMENTE CONTROLLATO

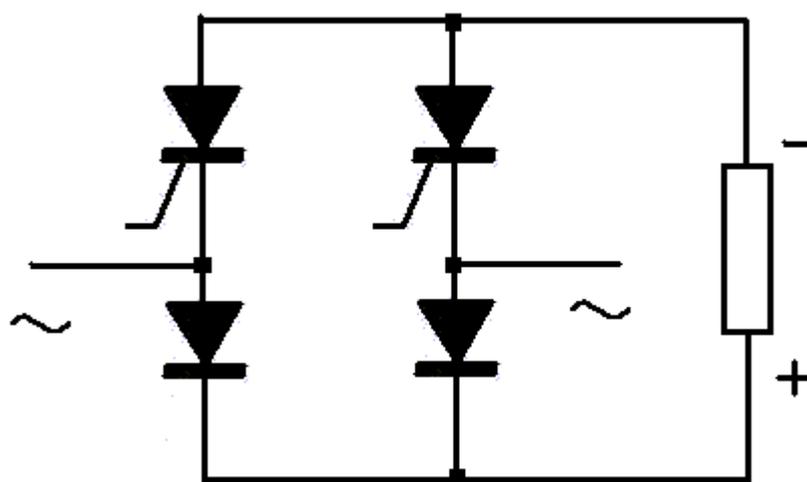
fig. 28



RADDRIZZATORE A PONTE SEMICONTROLLATO

TIPO I

fig. 29



**RADDRIZZATORE A PONTE SEMICONTROLLATO
TIPO 2**

fig.30

Il funzionamento dei circuiti delle figg. 28,29 e 30 è identico con carichi resistivi.

Con carichi induttivi, invece, a causa della permanenza nello stato di conduzione degli SCR anche dopo il passaggio per lo zero della tensione di rete, a causa dei fenomeni di autoinduzione, le forme d'onda sono differenti ed ogni circuito presenta vantaggi e svantaggi in funzione di specifiche condizioni di impiego.

IL TRANSISTOR BIPOLARE (Bipolar Junction Transistor - BJT)

Il transistor bipolare è un dispositivo a semiconduttore a tre terminali, costituito da due giunzioni PN aventi una zona in comune; le zone estreme sono denominate emettitore e collettore, la zona centrale, più sottile e meno drogata delle altre due, prende il nome di base. Le figg. 1 e 2 mostrano rispettivamente la struttura fisica ed i simboli circuitali del transistor NPN e del transistor PNP:

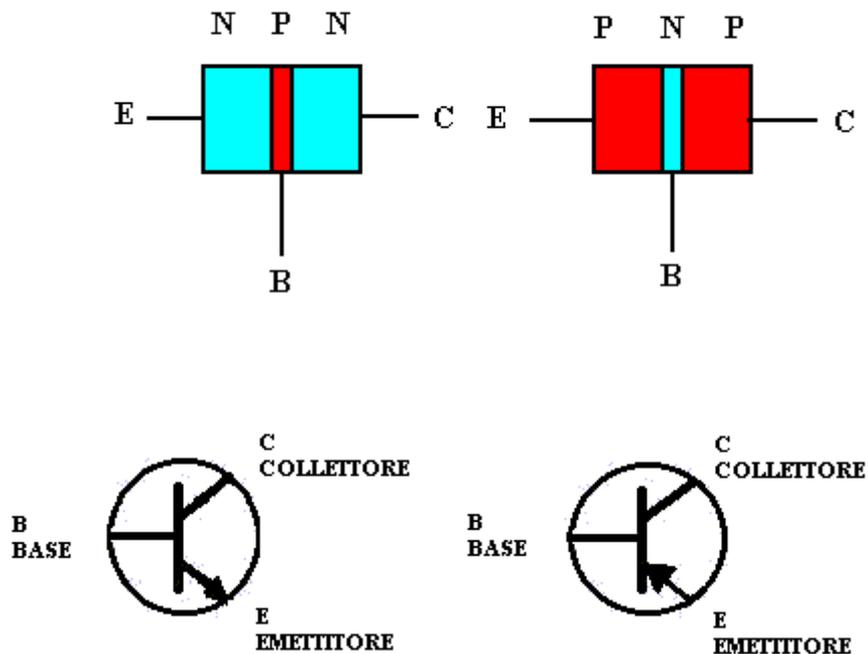
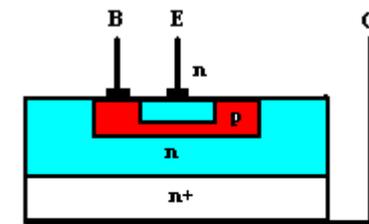


fig. 1

fig. 2

Il transistor bipolare, dovuto ai fisici statunitensi Bardeen, Brattain e Shockley, che lo realizzarono nel 1948 presso i laboratori della Bell Telephone Company, ha rivoluzionato la tecnologia elettronica, in quanto ha consentito di miniaturizzare tutti i circuiti elettronici, che utilizzavano esclusivamente gli ingombranti tubi a vuoto (valvole termoioniche), richiedenti elevate tensioni di alimentazione, e di dare origine, più di quarant'anni fa, alla tecnologia dei circuiti integrati, sui quali si basa tutta l'elettronica moderna; infatti i circuiti integrati sono costituiti da microchip di silicio con dimensioni comprese tra qualche decimo di mm ed una decina di mm, contenenti un numero di transistor che può variare, a seconda della complessità delle funzioni svolte dal chip, da un minimo di alcuni transistor fino ad un massimo (limite attuale) di qualche decina di

milioni di transistor, realizzati con avanzate tecnologie litografiche (ottiche, a raggi X, ed a fasci di elettroni).



**TRANSISTOR NPN PLANARE
EPITASSIALE DISCRETO**

**n⁺ SUBSTRATO N A BASSA RESISTI-
VITA' (CON DROGAGGIO
MAGGIORE RISPETTO A n)**

fig. 3

I primi transistor al germanio, del tipo a punta di contatto, venivano realizzati appoggiando le punte di due fili di bronzo fosforoso su una lamina di semiconduttore di tipo n e facendo passare un impulso di corrente per produrre la fusione e realizzare le due giunzioni pn.

Successivamente, sin dai primi anni '50, i transistor furono realizzati mediante giunzioni ottenute per lega, facendo fondere due frammenti di metallo accettore (indio) su entrambe le facce di una lamina di germanio di tipo n (base) e saldando i terminali di emettitore e di collettore.

Verso la fine degli anni '50 fu introdotto il metodo della diffusione gassosa delle impurità, e subito dopo si affermò definitivamente il processo planare epitassiale, sul quale si basa tutta la microelettronica.

La fig. 3 illustra la struttura di un transistor al silicio discreto, realizzato con il processo planare epitassiale, che è lo stesso processo impiegato per produrre i circuiti integrati, e consiste nel realizzare un dispositivo a semiconduttore, discreto o integrato, sovrapponendo strati di silicio di tipo p e di tipo n, ottenuti a partire da un substrato di tipo p o n attraverso tecniche di drogaggio basate sulla diffusione in fase gassosa di ioni donatori o accettori, mediante tecniche fotolitografiche.

Il processo planare epitassiale consiste nel sottoporre un disco (wafer) di silicio monocristallino puro, del diametro standard di 100 mm e comprendente parecchie centinaia di microcircuiti (microchip), alle seguenti fasi di lavorazione, che si svolgono in forni ad induzione a radiofrequenza, e sono controllate con calcolatori:

1) accrescimento epitassiale del substrato di silicio con la reazione di riduzione in fase gassosa, a 1200 °C, tra tetracloruro di silicio (SiCl₄) e idrogeno e la simultanea diffusione gassosa di impurità (donatori o accettori) per la formazione di silicio n o di tipo p (SiCl₄ + 2 H₂ = Si + 4 HCl);

- 2) ossidazione del substrato silicio per la formazione di biossido di silicio (SiO_2);
- 3) applicazione dell'emulsione fotosensibile e della maschera di fotoincisione per l'esposizione alla radiazione ultravioletta e la successiva rimozione selettiva del biossido di silicio con acido fluoridrico, prima di procedere alla diffusione gassosa delle impurità per la formazione delle basi dei transistor;
- 4) diffusione delle impurità (donatori o accettori) in fase gassosa per la formazione delle basi;
- 5) ossidazione per la formazione di SiO_2 ;
- 6) applicazione dell'emulsione fotosensibile e della maschera di fotoincisione per l'esposizione alla radiazione ultravioletta e la successiva rimozione selettiva del biossido di silicio con acido fluoridrico, prima di procedere alla diffusione gassosa delle impurità per la formazione degli emettitori dei transistor;
- 7) diffusione delle impurità (donatori o accettori) in fase gassosa per la formazione degli emettitori;
- 8) deposizione sotto vuoto di uno strato di alluminio, dello spessore di una frazione di micron, per la realizzazione dei contatti;
- 9) applicazione della maschera per la fotoincisione dello strato di alluminio;
- 10) separazione dei microchip realizzati sul wafer;
- 11) inserimento dei chip nei contenitori (package in materiale plastico o ceramico) e saldatura dei terminali;
- 12) operazioni di test dei microchip prodotti.

Il nome del dispositivo deriva dalla fusione delle parole transfer e resistor, e si spiega considerando che il transistor si comporta come un particolare resistore, il cui valore dipende dalla corrente prodotta dal segnale da amplificare, che viene applicato al circuito d'ingresso a bassa resistenza. Il transistor consente infatti di controllare la resistenza e quindi la corrente che fluisce nel circuito d'uscita, mediante una corrente d'ingresso che è una frazione molto piccola (mediamente, da 1/40 a 1/1000 a seconda del tipo di transistor) della corrente d'uscita.

Per comprendere brevemente, dal punto di vista fisico, il funzionamento del transistor bipolare, bisogna considerare anzitutto che il dispositivo può funzionare in tre zone, a seconda delle tensioni di polarizzazione applicate alle sue giunzioni:

- 1) zona attiva o lineare, fig.4, nella quale la giunzione emettitore-base è polarizzata direttamente, mentre quella collettore-base è polarizzata inversamente;

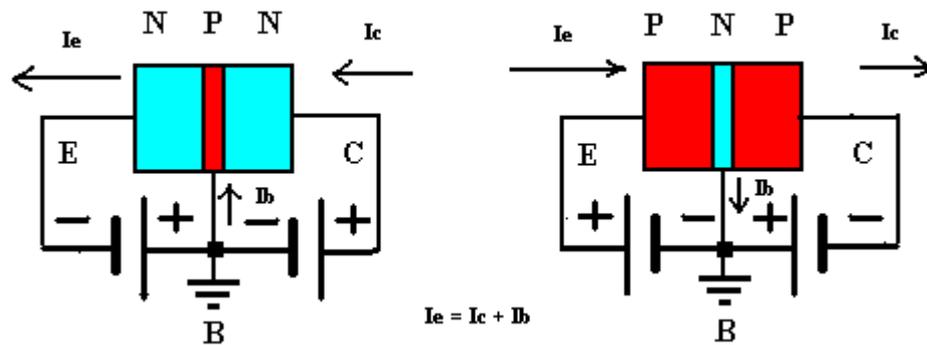


fig.4

In questa zona di funzionamento il transistor si comporta come elemento attivo lineare, in quanto fornisce una corrente d'uscita proporzionale alla corrente d'ingresso, consentendo così di amplificare linearmente (con legge di proporzionalità diretta) i segnali elettrici;

2) zona di saturazione, fig.5, nella quale entrambe le giunzioni sono polarizzate direttamente ed il transistor si comporta come un interruttore chiuso (ON);

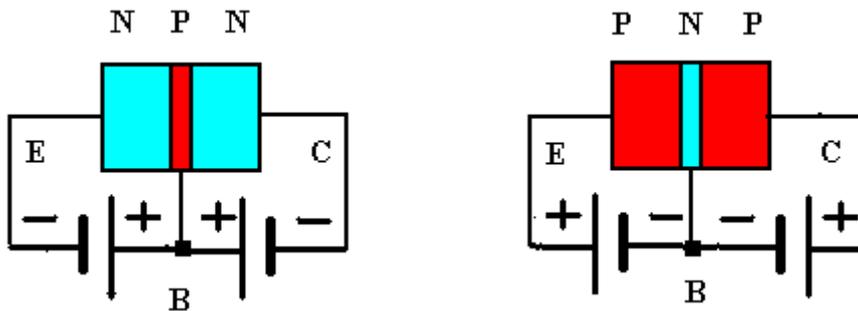


fig. 5

3) zona di interdizione, fig.6, nella quale entrambe le giunzioni sono polarizzate inversamente ed il transistor si comporta come un interruttore aperto (OFF) ($I_e = 0$; $I_c = I_b = I_{cbo}$).

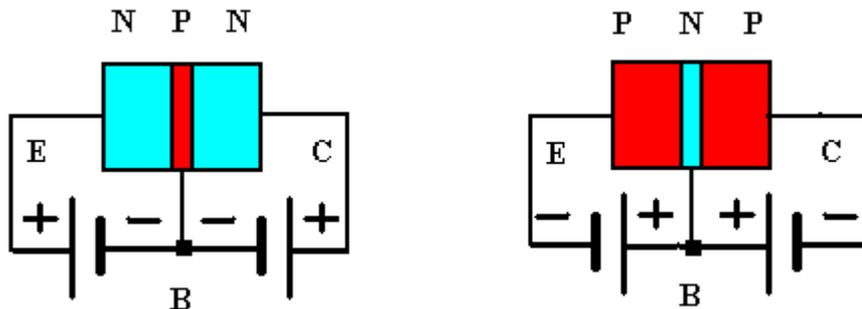


fig.6

Per comprendere il funzionamento del transistor bipolare come amplificatore, bisogna polarizzarlo nella zona attiva (fig.4) e considerare le barriere di potenziale presenti in corrispondenza delle due giunzioni (fig.7):

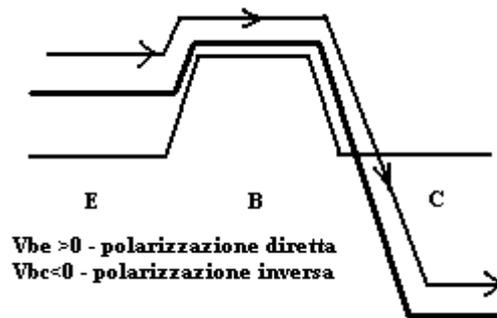


fig.7

Le barriere di uguale altezza emettitore-base e base-collettore, disegnate a tratto fine, si riferiscono al transistor non polarizzato.

Le barriere evidenziate a tratto spesso indicano:

1) che la polarizzazione diretta della giunzione di emettitore ($V_{be} > 0$) riduce l'altezza della relativa barriera, favorendo il passaggio verso la base dei portatori maggioritari provenienti dall'emettitore (buche nel caso del transistor PNP, elettroni nel caso del transistor NPN);

2) che la tensione di polarizzazione inversa della giunzione di collettore ($V_{bc} < 0$) accelera i portatori maggioritari provenienti dall'emettitore ed iniettati nella base (molto sottile e poco drogata rispetto alle altre due zone), convogliandoli verso il collettore, che si riscalda per effetto dell'energia cinetica ceduta dai portatori che lo raggiungono.

Una minima variazione della polarizzazione diretta della giunzione di emettitore, prodotta dalla corrente dovuta al segnale d'ingresso, fa variare l'altezza della barriera della giunzione emettitore-base, determinando una notevole variazione della corrente dei portatori maggioritari diretti dall'emettitore verso il collettore e quindi una notevole variazione della corrente d'uscita (di collettore), la quale attraversando il resistore di carico R_c (fig.8), fornisce un segnale d'uscita amplificato.

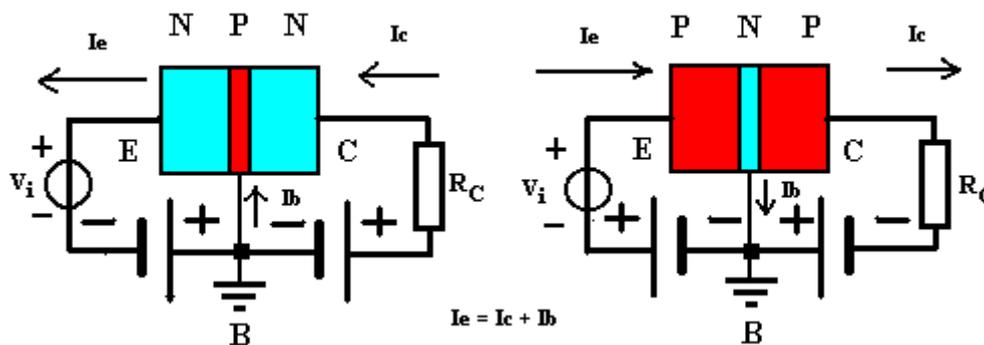


fig.8

Nella base una minima parte (in media da 1/40 di I_e ad 1/1000 di I_e a seconda del tipo di transistor) dei portatori minoritari iniettati dall'emettitore, si ricombina con i portatori maggioritari, dando luogo alla corrente di base.

Esiste inoltre una piccolissima corrente di ricombinazione dovuta ai pochissimi portatori maggioritari forniti dalla base (poco drogata rispetto alle altre due zone), che, per effetto della polarizzazione diretta, migrano verso l'emettitore.

Poichè in un transistor BJT la corrente è dovuta ad entrambi i tipi di portatori (maggioritari e minoritari), il dispositivo si definisce bipolare.

Facendo riferimento alla connessione a base comune (fig. 8) ed indicando con α il guadagno di corrente in continua per grandi segnali e con I_{cbo} la corrente inversa di saturazione della giunzione collettore-base con il circuito di emettitore aperto (o sta per open, cioè con $I_e = 0$), la relazione tra la corrente di collettore I_c e la corrente di emettitore I_e , nella zona attiva o lineare, è la seguente:

$$I_c = \alpha I_e + I_{cbo}.$$

Risolvendo rispetto ad α , si ha: $\alpha = (I_c - I_{cbo})/I_e$; cioè il guadagno di corrente per grandi segnali, di valore compreso tra 0,90 e 0,995, relativo alla connessione a base comune, è dato dal rapporto tra la variazione ($I_c - I_{cbo}$) dell'intensità di corrente d'uscita (di collettore) rispetto alla condizione di interdizione (nella quale $I_c = I_{cbo}$) e la corrispondente variazione della corrente d'ingresso (di emettitore) ($I_e - 0$) = I_e (si tenga presente che $I_e = 0$ quando il transistor è interdetto).

Il transistor bipolare viene utilizzato nelle connessioni a base comune, ad emettitore comune ed a collettore comune, a seconda delle esigenze circuitali. La connessione più utilizzata è quella ad emettitore comune, (figg. 9a e 9b), caratterizzata dal fatto che l'emettitore è comune ai circuiti

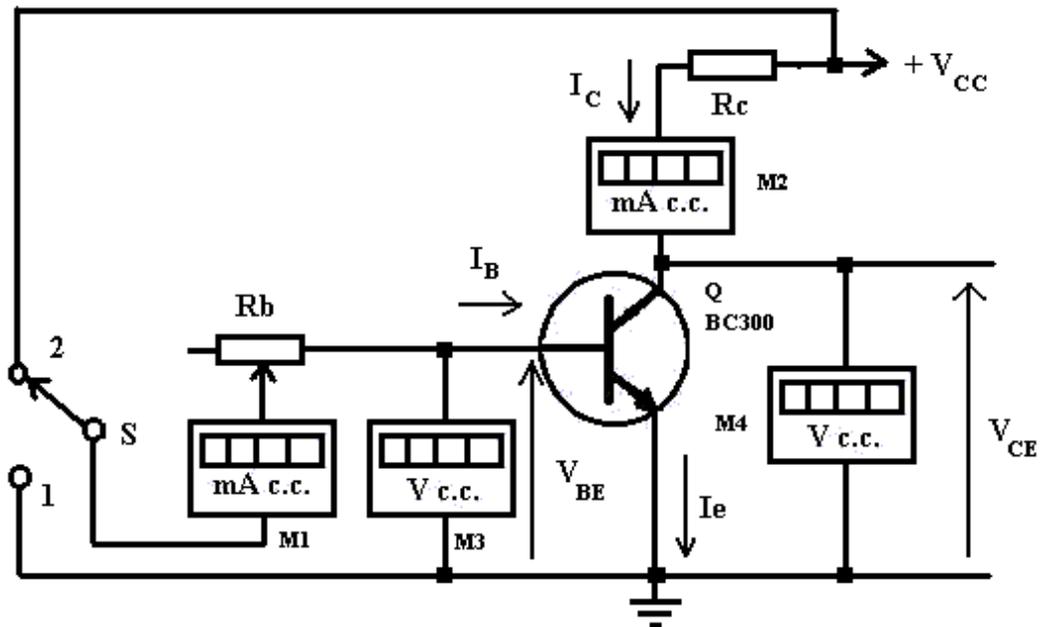


fig. 9a

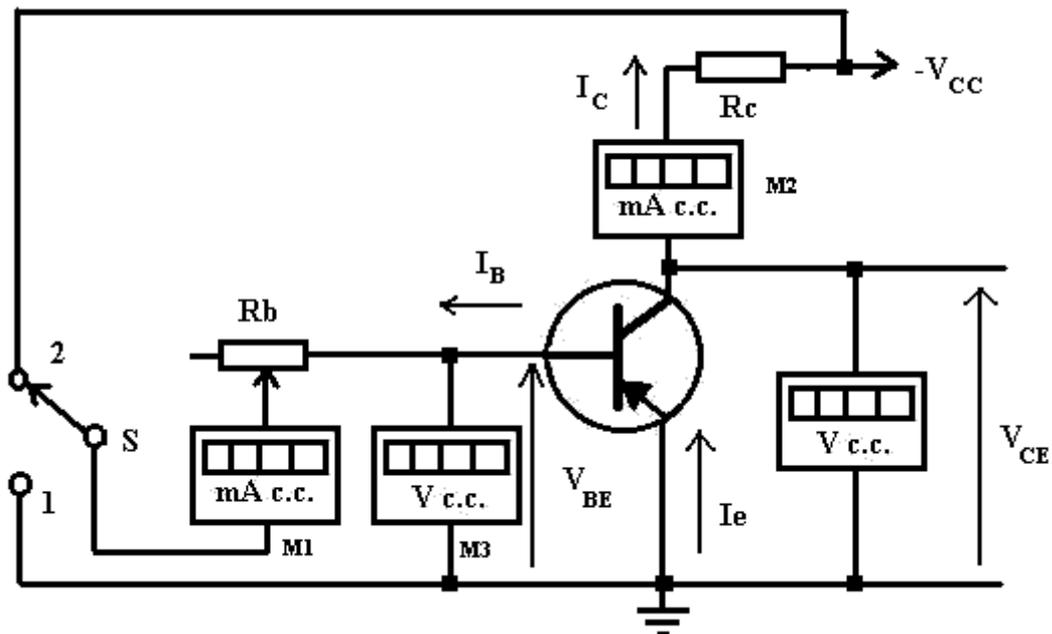


fig. 9b

d'ingresso e d'uscita, mentre la base ed il collettore fanno parte rispettivamente del circuito d'ingresso e del circuito d'uscita.

Il trimmer R_b determina, in funzione del valore di V_{cc} (tensione di alimentazione) la corrente di base I_b (corrente d'ingresso), mentre R_c è il resistore di carico del circuito di collettore (circuito d'uscita).

Il deviatore S , quando è commutato nella posizione 1, consente di interdire il transistor, cioè di annullare la corrente di collettore I_c ; nella posizione 2

consente invece di verificare il funzionamento del transistor nelle altre due zone (attiva e di saturazione), a seconda del valore di R_b .

I multimetri M1, M2, M3 ed M4 servono a misurare rispettivamente i valori di I_b , di I_c , di V_{be} e di V_{ce} .

Per la connessione ad emettitore comune si definisce il guadagno di corrente β per grandi segnali, la cui relazione con α si può ricavare con i seguenti passaggi:

Applicando la I legge di Kirchhoff si ha: $I_e = I_c + I_b$ ed utilizzando la relazione $I_c = \alpha I_e + I_{cbo}$, si ottiene:

$$I_c = \alpha (I_c + I_b) + I_{cbo} ; \quad I_c (1 - \alpha) = \alpha I_b + I_{cbo} ;$$

$$I_c = I_b \alpha / (1 - \alpha) + I_{cbo} / (1 - \alpha) .$$

Ponendo $\alpha / (1 - \alpha) = \beta$, si ha : $\alpha = \beta - \beta \alpha$; $\alpha (1 + \beta) = \beta$;
 $\alpha = \beta / (1 + \beta)$;

$$I_c = I_b \beta + I_{cbo} / [1 - \beta / (1 + \beta)] = I_b \beta + I_{cbo} / [1 + \beta - \beta] / (1 + \beta) ;$$

$I_c = I_b \beta + I_{ceo}$, essendo $I_{ceo} = I_{cbo} (1 + \beta)$ l'intensità di corrente di collettore con il circuito di base aperto ($I_b = 0$).

Esiste pertanto, nella zona attiva un legame lineare tra I_c e I_b ; inoltre, se si considerano valori di I_c molto maggiori di I_{ceo} (corrente di dispersione relativa alla connessione ad emettitore comune),

$I_c \approx I_b \beta = I_b h_{FE}$, dove

si definisce con $h_{FE} = I_c / I_b$ il guadagno di corrente in continua relativo alla connessione ad emettitore comune, circa uguale a β , se si può considerare trascurabile I_{ceo} .

I valori dei parametri β ed h_{FE} dipendono dalla corrente di collettore e dalla temperatura ed inoltre, anche si considerano transistor dello stesso tipo (con la stessa sigla), variano notevolmente a causa della dispersione statistica dei parametri connessa al processo di produzione industriale dei semiconduttori. Infatti, essendo $\alpha / (1 - \alpha) = \beta$, con α molto vicino all'unità, basta una piccolissima variazione dello spessore della zona di base (frazioni di micron), per determinare una piccolissima variazione di α ed una notevole variazione di β .

Per analizzare in modo approssimato il funzionamento del transistor in zona attiva, conviene considerare il modello circuitale (modello linearizzato) di fig.10:

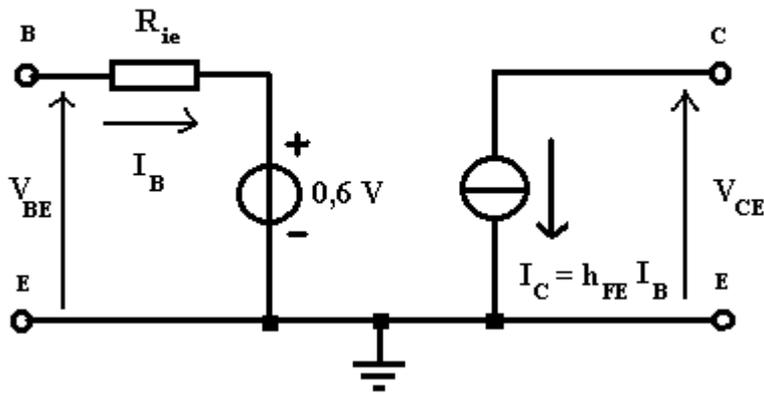


fig.10

All'ingresso esiste un generatore reale di tensione avente f.e.m. $V_{be} = 0,6$ V (transistor al silicio) ed una resistenza interna R_{ie} che dipende dalla pendenza ($1/R_e$) del tratto obliquo della caratteristica linearizzata della giunzione di emettitore (fig.11). Il valore di V_{be} corrisponde ad una tensione diretta (media) leggermente maggiore della tensione di soglia tipica (0,5 V) di una giunzione PN al silicio.

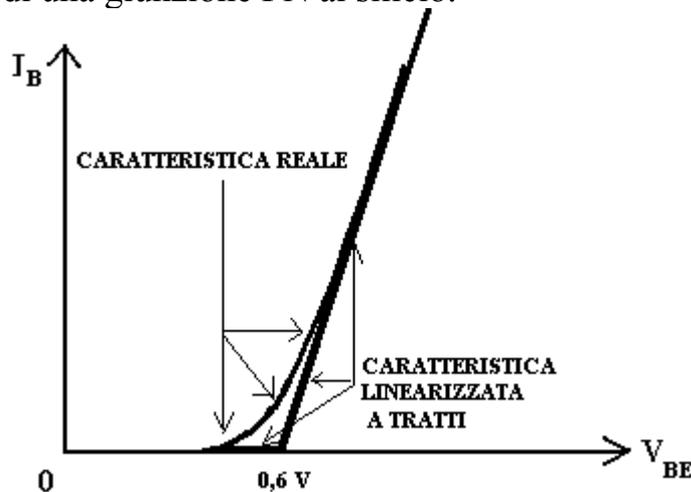


fig.11

All'uscita esiste un generatore ideale di corrente che eroga una corrente I_c (di collettore) proporzionale alla corrente di base I_b : $I_c = h_{FE} I_b$, dove h_{FE} , indicato anche con β , è il guadagno in corrente continua per la connessione ad emettitore comune. Si tenga presente che il parametro h_{FE} varia al variare della corrente di collettore; pertanto nel darne la misura occorre riferirsi ad un determinato valore di I_c .

Il resistore R_c , che costituisce il carico del circuito di collettore, serve a convertire le variazioni della corrente di collettore ΔI_c , determinate dalle variazioni ΔV_i del segnale d'ingresso, in variazioni di tensione

$\Delta V_c = R_c \Delta I_c$, al fine di sfruttare il transistor, in zona attiva (o lineare), come amplificatore di segnali.

Il generatore di tensione continua V_{cc} alimenta il circuito.

In sostanza il transistor si comporta come un resistore variabile controllato dal segnale d'ingresso, il quale sviluppa una potenza molto minore di quella che si ottiene all'uscita dell'amplificatore, ai capi del carico R_c ; in altri termini la potenza erogata dal generatore V_{cc} al carico R_c viene modulata per effetto delle variazioni di resistenza del transistor, determinate dal segnale d'ingresso V_i , il che giustifica la denominazione "transfer resistor".

Con riferimento al modello circuitale di fig.10, al quale sono stati aggiunti i componenti esterni R_b ed R_c (fig.12), possiamo calcolare i valori della corrente di base I_b e della tensione d'uscita del circuito, V_{ce} (tensione tra collettore ed emettitore).

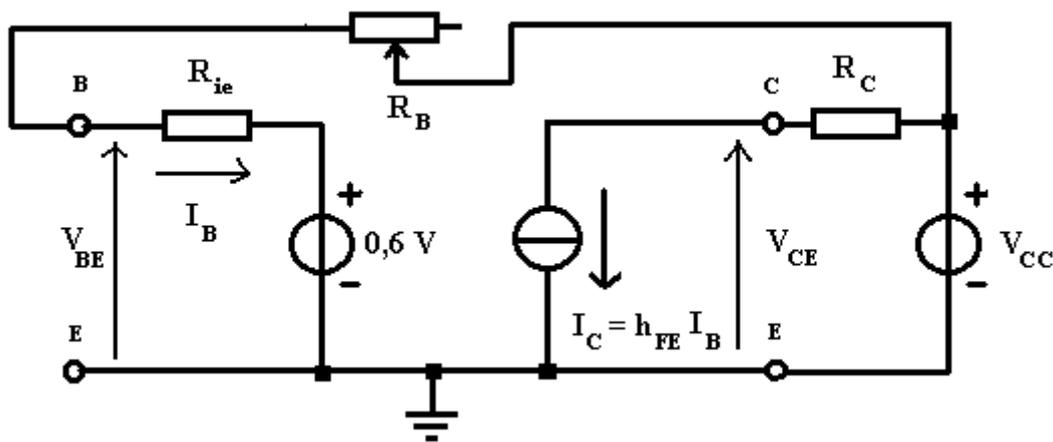


fig.12

Applicando la II legge di Kirchhoff alle maglie d'ingresso e d'uscita si ottiene rispettivamente:

1) $V_{cc} = R_b * I_b + R_{ie} * I_b + V_{be}$, da cui, trascurando R_{ie} , del valore di qualche centinaio di ohm, rispetto a R_b , del valore di parecchie decine di $k\Omega$, si ha:

$$I_b = (V_{cc} - V_{be}) / R_b$$

2) $V_{cc} = R_c * I_c + V_{ce}$, da cui si ha: $V_{ce} = V_{cc} - R_c * I_c$.

Il funzionamento del transistor nelle zone d'interdizione, attiva e di saturazione, si può verificare predisponendo inizialmente il deviatore S (fig.

9) nella posizione 1 e verificando che, essendo nulla la corrente di base I_b , risulta nulla anche $I_c = I_b + I_{ceo}$, se si trascura la corrente di dispersione I_{ceo} (qualche centinaio di nA) dovuta alla polarizzazione inversa della giunzione di collettore. V_{ce} risulta uguale a $V_{cc} = 12\text{ V}$, essendo nulla la caduta di tensione ai capi di R_c ; pertanto, essendo $I_c = 0$, il transistor risulta interdetto e si comporta come un interruttore aperto (OFF).

Dopo aver commutato S nella posizione 2 ed avere inserito tutta la resistenza del trimmer R_b da $100\text{ k}\Omega$, si possono rilevare i valori sperimentali riportati in tabella, diminuendo gradualmente il valore di R_b per attraversare tutta la zona attiva fino a raggiungere il limite della zona di saturazione. Infatti si nota, assumendo per es. che h_{FE} sia pari a 100, che quando R_b è minore di $47\text{ k}\Omega$, il transistor comincia a lavorare nella zona di saturazione, nella quale la tensione V_{ce} si riduce al valore $V_{cesat} = 95\text{ mV}$, praticamente costante al crescere di I_b , e la corrente di collettore I_c cessa di aumentare, nonostante cresca il valore di I_b per la diminuzione di R_b :

Bisogna notare inoltre quanto segue:

1) Al crescere di I_b , aumenta la caduta di tensione ai capi di R_c e diminuisce gradualmente la tensione V_{ce} ;

2) Non appena V_{ce} diventa minore di V_{be} , la tensione tra base e collettore, $V_{bc} = V_{be} - V_{ce}$, diventa positiva;

pertanto per $I_b > 0,2825\text{ mA}$, essendo entrambe le giunzioni polarizzate direttamente, il transistor lavora in zona di saturazione comportandosi come un interruttore chiuso (ON).

Si tenga presente che, mentre nella zona attiva (o lineare) vale la relazione di proporzionalità diretta tra I_c e I_b ($I_c = h_{FE} I_b$), in quanto il transistor si comporta come amplificatore lineare di corrente, nella zona di saturazione invece I_c risulta tanto più piccolo di $h_{FE} I_b$, quanto più il transistor è saturo, cioè quanto maggiore risulta la corrente di base ($I_b > I_c / h_{FE}$).

$$I_b = (V_{cc} - V_{be}) / R_b = (12 - 0,6) / R_b = 11,4 / R_b;$$

$$V_{ce} = V_{cc} - I_c R_c = 12 - 470 I_c;$$

$$I_c = h_{FE} I_b = 100 I_b.$$

Quando il deviatore S si trova nella posizione 1, il transistor è interdetto (OFF), e si ha:

$$I_b = 0 ; I_c = 0 ; I_c R_c = 0 ; V_{ce} = V_{cc} = 12\text{ V}.$$

Quando il deviatore S si trova nella posizione 2, il transistor lavora ,in funzione della relazione tra Ib e Ic, nella zona attiva (lineare) o in quella di saturazione (ON),come si rileva dalla seguente tabella:

Rb (kΩ)	Ib (mA)	Ic (mA)	IcRc=470 Ic (V)	Vce (V)	ZONA DI LAVORO
100	0,1140	11,400	5,358	6,642	ATTIVA
90	0,1266	12,660	5,950	6,050	ATTIVA
80	0,1425	14,250	6,697	5,303	ATTIVA
70	0,1628	16,280	7,651	4,349	ATTIVA
60	0,1900	19,000	8,930	3,070	ATTIVA
55	0,2072	20,720	9,738	2,262	ATTIVA
50	0,2280	22,800	10,710	1,290	ATTIVA
47	0,2425	24,250	11,397	0,603	ATTIVA
46	0,2478	24,780	11,646	0,354	ATTIVA
45	0,2533	25,327	11,904	0,096	ATTIVA
40	0,2825	25,329	11,905	0,095	SATURAZIONE
30	0,3770	25,334	11,907	0,093	SATURAZIONE
20	0,5650	25,340	11,910	0,090	SATURAZIONE

I circuiti di fig. 9 possono essere utilizzati,in elettronica digitale,come invertitori logici (porte NOT);infatti,tenendo presente che il transistor è saturo se Ib è maggiore di Ic/ h_{FE}, si ricava che il valore di Rb necessario per garantire la saturazione deve essere minore di h_{FE} Rc,cioè

$$R_{bsat} < 100 * 0,47 \text{ k}\Omega.$$

$$R_{bsat} < 47 \text{ k}\Omega.;$$

$$I_{bsat} = (V_{cc}-V_{be})/R_{bsat} \approx V_{cc}/R_{bsat} , \text{ se } V_{cc} \gg V_{besat} ;$$

$$I_{csat} = (V_{cc}-V_{cesat})/R_c \approx V_{cc}/R_{csat} ;$$

$$I_{bsat} > I_{csat} / h_{FE};$$

$$V_{cc}/R_{bsat} > V_{cc}/(h_{FE} R_c) ; 1/R_{bsat} > 1/(h_{FE} R_c); R_{bsat} < h_{FE} R_c).$$

Pertanto,dopo avere regolato Rb intorno a 30 KΩ si può verificare che commutando S nella posizione 1,alla tensione 0 in ingresso (livello logico basso) corrisponde la tensione d'uscita Vce = 12 V (livello logico alto);viceversa,commutando S nella posizione 2,si applica all'ingresso il livello logico alto e si ottiene all'uscita Vce = Vcesat = 95 mV (livello logico basso) (funzionamento ON/OFF del transistor BJT,utilizzato come interruttore

elettronico.

Il funzionamento dei circuiti di fig. 9 può essere inoltre verificato collegando in serie con R_c un diodo LED, che si accende quando il transistor è saturo, e rimane invece spento quando il transistor è interdetto ($I_c = 0$).

Curve caratteristiche del transistor BJT connesso ad emettitore comune

La curva **caratteristica d'ingresso** coincide praticamente con quella di un diodo a giunzione e fornisce l'andamento della corrente di base I_B in funzione della tensione V_{BE} tra base ed emettitore, mantenendo fisso il valore di V_{CE} (per es. $V_{CE} = V_{CC} = 12\text{ V}$) (fig.13).

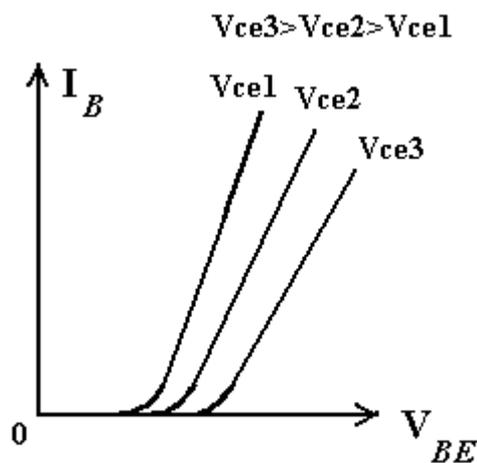


fig.13

Le curve **caratteristiche d'uscita** (fig.14) rappresentano l'andamento della corrente di collettore I_c in funzione della tensione V_{CE} , per un determinato valore della corrente di base I_B , che si assume come parametro della famiglia di curve.

Poiché i valori di I_B possono variare con continuità da zero al valore massimo indicato dal costruttore, si possono ottenere tante curve quanti sono i valori di I_B ; in pratica però è sufficiente assegnare a I_B dei valori opportunamente distanziati (per es. 10, 50, 100, 200, 300, 400 .. 600 μA) e rilevare le relative curve d'uscita, ottenendo così una famiglia di curve caratteristiche.

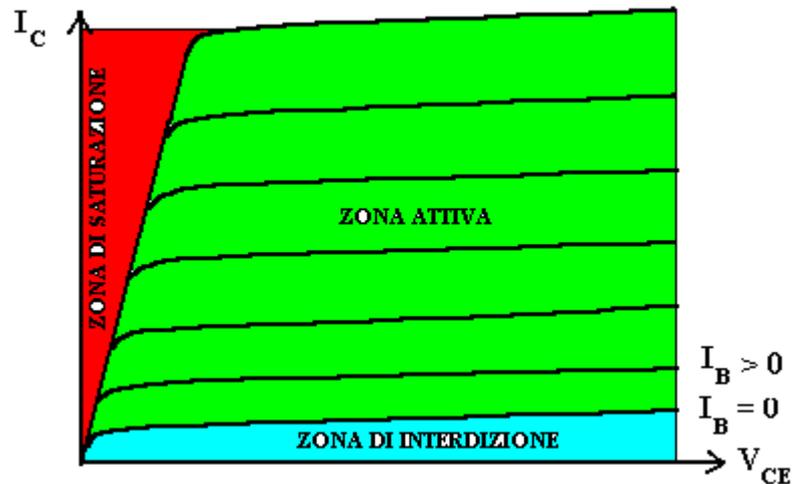


fig. 14

I data sheets dei transistor forniscono per ogni dispositivo i seguenti parametri:

- $V_{cbo\ max}$ (da 20 V a 1500 V a seconda del tipo di transistor): massimo valore della tensione inversa applicabile tra collettore e base con il circuito di emettitore aperto (o = open);
- $V_{ceo\ max}$ ($< V_{cbo\ max}$) : massimo valore della tensione applicabile tra collettore ed emettitore con il circuito di base aperto;
- $V_{ebo\ max}$ (da 5V a 30V a seconda del tipo di transistor): massimo valore della tensione inversa applicabile tra emettitore e base con il circuito di collettore aperto;

N.B.: Per tensioni maggiori di $V_{cbo\ max}$, $V_{ceo\ max}$ e $V_{ebo\ max}$ il transistor si danneggia a causa del rapido aumento della corrente di collettore per effetto Zener (a causa del forte campo elettrico applicato) e per effetto valanga (generazione di portatori secondari per urto tra i portatori primari accelerati dal campo e gli elettroni vincolati agli atomi di silicio)

- h_{FE} : guadagno tipico di corrente in continua (I_C/I_B) ,misurato con una corrente di collettore specificata (corrente di polarizzazione, bias current);
- $I_C\ max$: massimo valore della corrente di collettore (da 25 mA a centinaia di A a seconda del tipo di transistor);
- P_{max} : massima potenza $V_{ce} I_C$ dissipabile dalla giunzione di collettore;
- f_T : frequenza minima per cui il guadagno di corrente h_{fe} per piccoli segnali ad emettitore comune e con uscita in cortocircuito, diventa unitario;
- T_{jmax} : massima temperatura (da 125 a 200 °C per un transistor al Si, da 60 a 100 °C per un transistor al Ge) , a seconda della potenza massima dissipabile) tollerabile dalla giunzione di collettore;
- C_{obmax} o $C_c\ max$ (da 3 a 50 pF) : massima capacità della giunzione collettore-base .
- Tipo di contenitore e disposizione dei terminali.

Sistemi di identificazione dei transistor

1) Sistema USA : La sigla di identificazione è costituita dal prefisso “2N” seguito da 4 cifre , per es.: 2N3055.

2) Sistema Europeo “Pro Electron” : La sigla di identificazione inizia con la lettera “A” se si tratta di un transistor al germanio, “B” se si tratta di un transistor al silicio, “C” se si tratta di un transistor all’ arseniuro di gallio (GaAs) , “R” se si tratta di un transistor realizzato con altri composti semiconduttori.

La seconda e la terza lettera della sigla indicano un impiego specifico del transistor:

-“C” indica i transistor di piccola potenza (da 100 mW a 1 W per bassa frequenza ,in particolare per audiofrequenze (da 20 Hz a 20 KHz) , per es.: BC300;

-“D” indica i transistor di potenza ($P > 1 \text{ W}$) per bassa frequenza, in particolare per audiofrequenze ,per es.: BD135;

-“F” indica i transistor di piccola potenza per alta frequenza ($f_T > 300 \text{ MHz}$) , per es.: BF273;

“L” indica i transistor di potenza per alta frequenza ,per es.: BLW70;

“S” indica i transistor di piccola potenza da impiegare come commutatori elettronici, per es.: BSX90;

“U” indica i transistor di potenza da impiegare come commutatori elettronici, per es.: BU508.

3) Sistema Giapponese: La sigla di identificazione è costituita dal prefisso “2S” seguito da:

“A” , se si tratta di un transistor pnp per alta frequenza;

“B” , “ “ “ “ “ “ “ pnp “ bassa “

“C” , “ “ “ “ “ “ “ npn “ alta “

“D” , “ “ “ “ “ “ “ npn “ bassa “

e da 3 o 4 cifre , per es.: 2SC3620.

Per rilevare sperimentalmente le curve caratteristiche d'ingresso e d'uscita si può impiegare il metodo volt-amperometrico già considerato per i diodi, utilizzando ad esempio i circuiti di fig.9;tuttavia è preferibile utilizzare il metodo dinamico già considerato per i diodi.

Si può utilizzare a tal fine lo schema circuitale di fig. 15,valido per transistor

NPN e PNP,nel quale $R_e = 10 \Omega$ è la resistenza di misura della corrente di emettitore I_e ,circa uguale (in prima approssimazione) alla corrente di collet-

tore I_c , trascurando il contributo dato ad I_e dalla corrente di base ($I_b \ll I_c$ se

h_{FE} è grande).

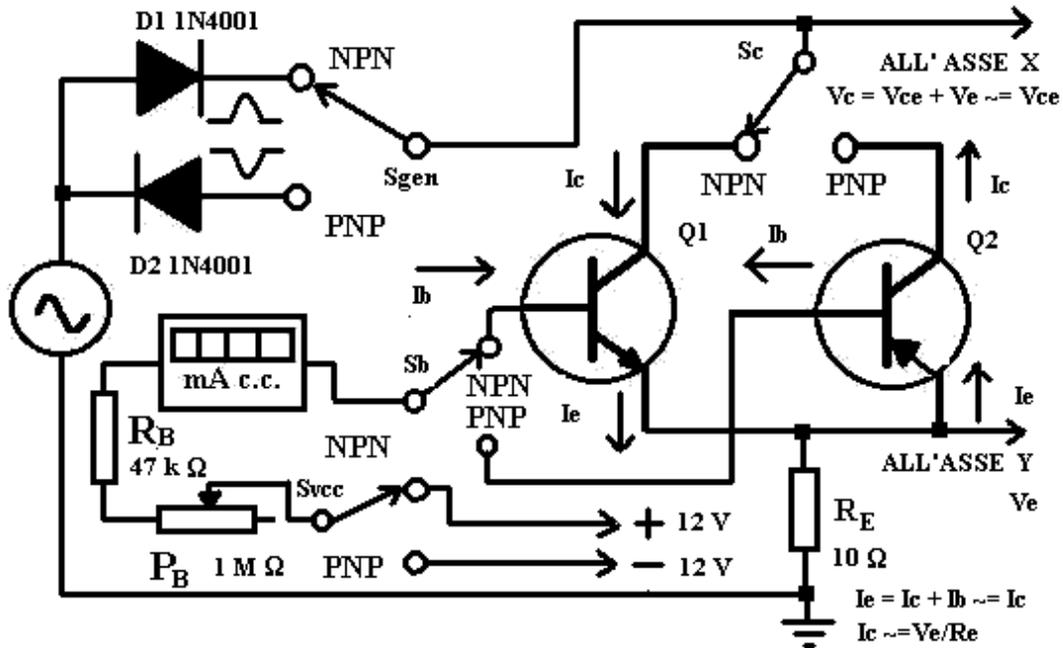


fig.15

Il circuito viene alimentato con impulsi sinusoidali o triangolari, positivi o negativi a seconda che si tratti di transistor NPN o PNP.

Il trimmer P_B da 1 Mohm serve a regolare I_b .

All'asse X dell'oscilloscopio viene applicato il segnale V_c presente tra collettore e massa, circa uguale a V_{ce} se si trascura la caduta di tensione ai capi di R_E , mentre all'asse Y viene applicato il segnale

$$V_e = R_e \cdot I_e = R_e \cdot I_c,$$

proporzionale alla corrente di collettore; pertanto il pennello elettronico è costretto a tracciare la curva caratteristica d'uscita $I_c = f(V_{ce})$, corrispondente alla corrente di base prescelta.

Metodo grafico per la determinazione del punto di lavoro di un transistor BJT

Se sono disponibili le curve caratteristiche d'uscita, è possibile determinare graficamente i valori di I_c e di V_{ce} corrispondenti al valore di I_b prefissato.

Infatti, facendo riferimento alla fig.12 ed avendo tracciato la retta di carico di equazione $V_{ce} = V_{cc} - I_c R_c$, con metodo analogo a quello considerato per il diodo, si rilevano le coordinate I_{cq} e V_{ceq} del punto Q in cui s'intersecano la retta di carico e la curva caratteristica corrispondente al valore di I_b imposto dal circuito di polarizzazione di base ($I_b = (V_{cc} - V_{be})/R_b$).

Le curve caratteristiche d'uscita dividono il piano I_c, V_{ce} in tre zone:

- 1) zona d'interdizione, compresa tra la curva corrispondente ad $I_b = 0$ e l'asse V_{ce} ;
- 2) zona di saturazione, compresa tra l'asse I_c e la linea obliqua (linea dei ginocchi delle curve);
- 3) zona attiva, compresa tra la linea dei ginocchi e la caratteristica corrispondente a $I_b = 0$.

ESEMPIO APPLICATIVO

Esempio di progetto di un amplificatore monostadio per bassa frequenza ad emettitore comune, da utilizzare come stadio preamplificatore per un amplificatore di potenza con resistenza d'ingresso $R_i = R_c' = 10 \text{ k}\Omega$

La fig. 16 mostra lo schema circuitale, pratico, di un amplificatore a transistor BJT connesso ad emettitore comune.

I condensatori C_b e C_c (condensatori di blocco) servono a consentire il passaggio dei segnali alternati, senza che né il generatore del segnale d'ingresso né il carico effettivo R_c' alterino il funzionamento del circuito in continua.

Il punto di lavoro del circuito è determinato dai valori resistivi del partitore di base (R_1, R_2) e dal resistore in serie all'emettitore (R_e), in parallelo al quale è collegato il condensatore C_e (di fuga o di bypass), che serve ad eliminare la componente alternata che si localizza ai capi di R_e per effetto della componente alternata di I_e . La presenza di una componente alternata ai capi di R_e causerebbe infatti una notevole diminuzione del guadagno dell'amplificatore, in quanto agirebbe come generatore di tensione collegato in opposizione al segnale d'ingresso (per reazione negativa o controreazione).

Da notare infine che l'amplificatore ad emettitore comune è invertente; infatti a segnale d'ingresso crescente corrisponde segnale d'uscita decrescente; pertanto i segnali d'ingresso e d'uscita sono in opposizione di fase (sfasati di 180°) tra loro (fig.16).

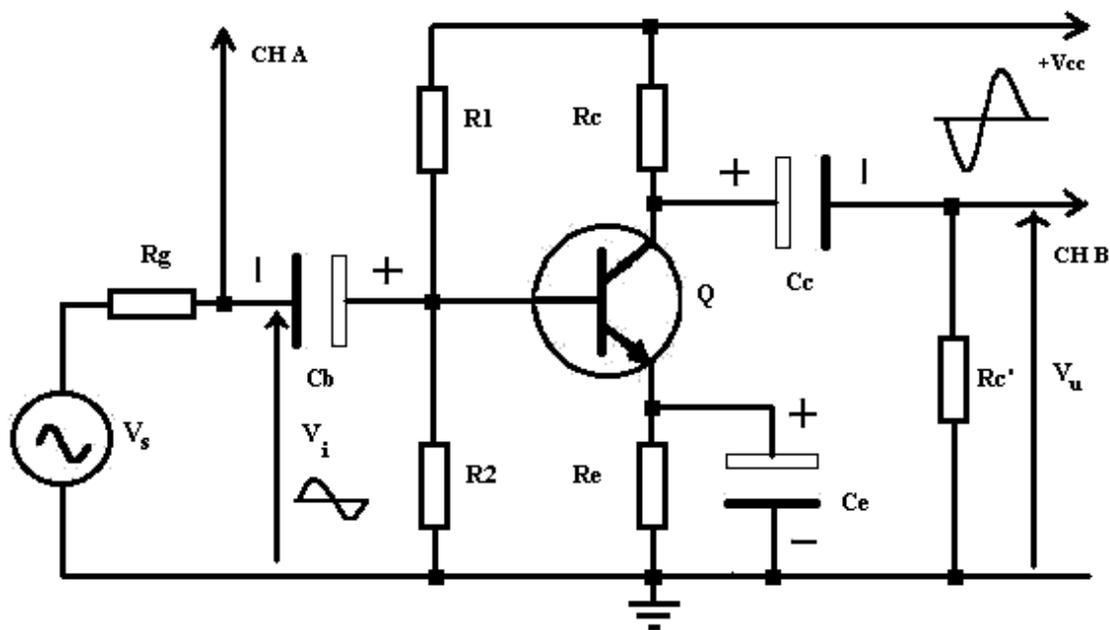


fig. 16

Specifiche di progetto

- 1) Tensione di alimentazione: 12 V;
- 2) Resistore di carico $R_{c'} = 10 \text{ k}\Omega$;
- 3) Fattore di stabilità di corrente $S_I = \Delta I_c / \Delta I_{cbo} = 9$;
- 4) Intensità di corrente di collettore I_c nel punto di lavoro (punto di funzionamento a riposo, cioè in assenza di segnale d'ingresso)
 $I_c = 1 \text{ mA}$;
- 5) Frequenza di taglio inferiore f_i a -3 dB : 15 Hz.
- 6) Guadagno di tensione effettivo (tenendo conto della resistenza del generatore) $A_{vs} = V_{ce} / V_s = -50$;
- 7) $R_i' = R_b // h_{ie} = R1 // R2 // h_{ie} = 3 \text{ k}\Omega$. (Resistenza d'ingresso vista dal generatore).

Dati disponibili

$V_{be} = 0,6 \text{ V}$; $\beta \sim h_{FE} (\text{medio}) = I_c / I_b = 100$;

Parametri ibridi del transistor :

$$h_{fe} = \Delta I_c / \Delta I_b$$

(guadagno di corrente per piccoli segnali con uscita in cortocircuito) = 100 ;

$$h_{ie} = \Delta V_{be} / \Delta I_b$$

(resistenza d'ingresso per piccoli segnali con uscita in cortocircuito) = 5 k Ω .

$$h_{re} = \Delta V_{be} / \Delta V_{ce}$$

(guadagno inverso di tensione senza segnale d'ingresso) : trascurabile ~ 0 ;
 $h_{oe} = \Delta I_c / \Delta V_{ce}$
 (conduttanza d'uscita senza segnale d'ingresso) : trascurabile ~ 0 .
 R_s (resistenza interna del generatore di segnale) : 3 k Ω .

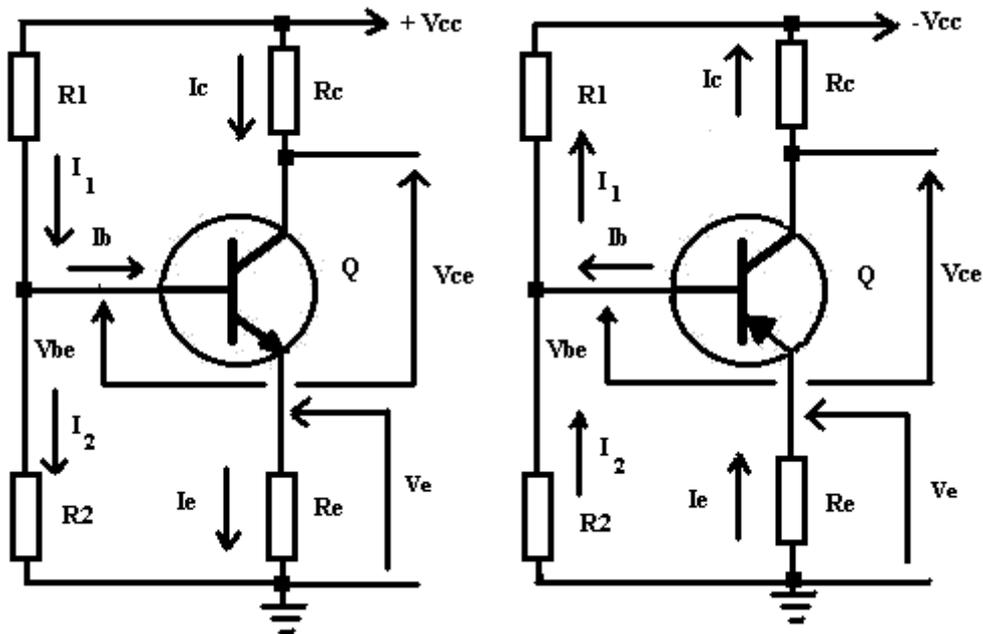


fig. 17 a

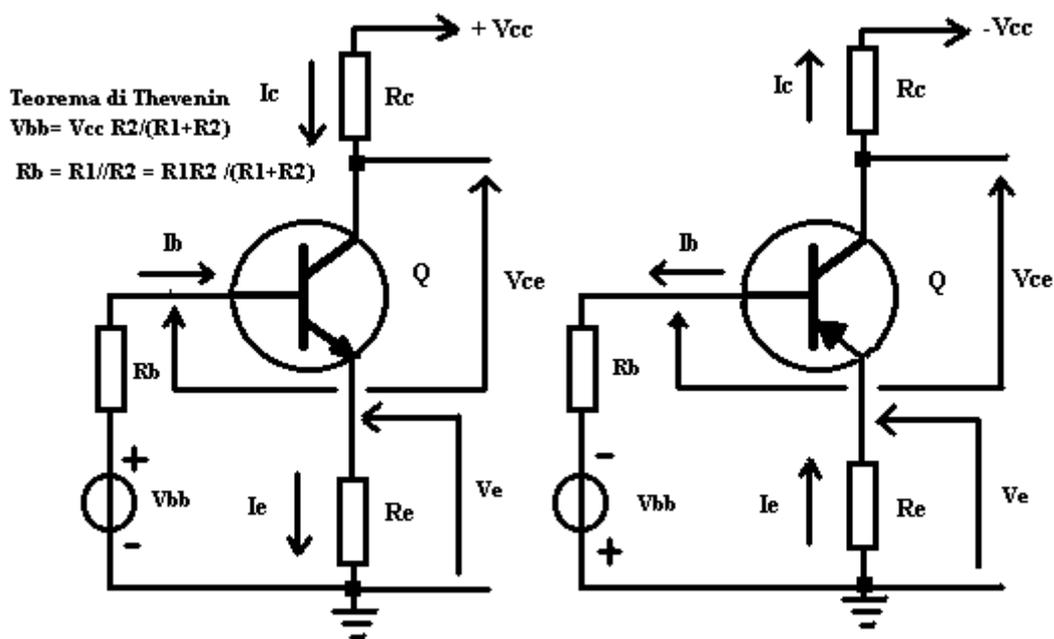


fig. 17 b

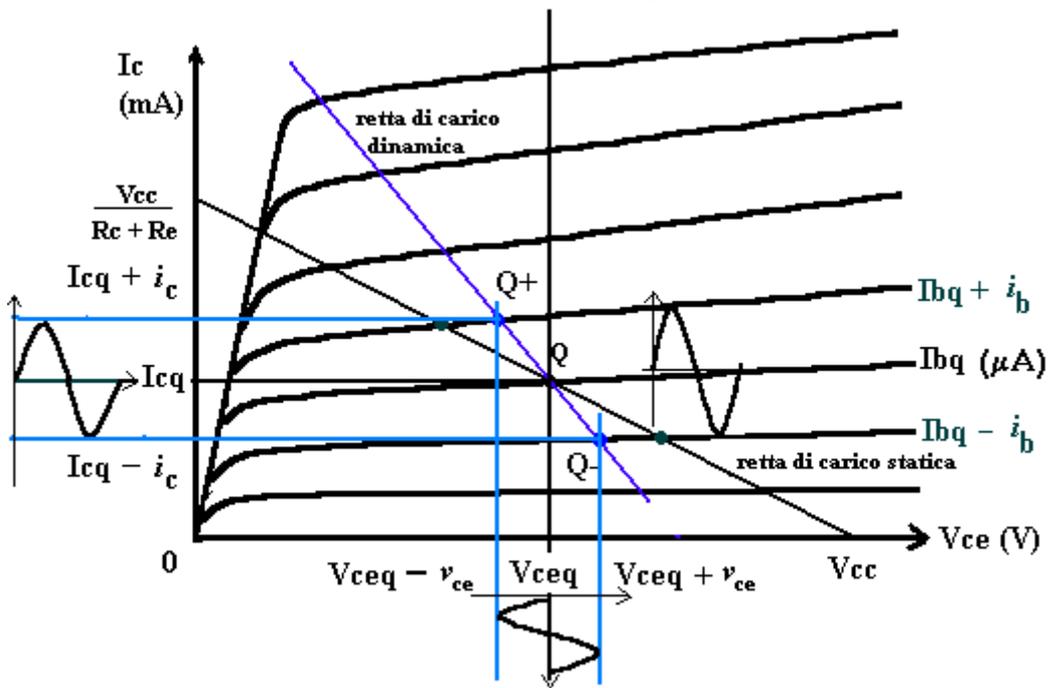
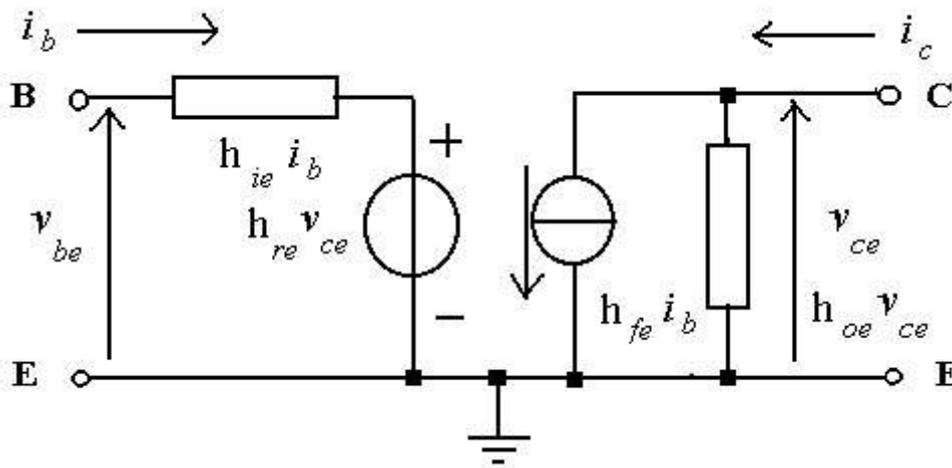


fig. 18

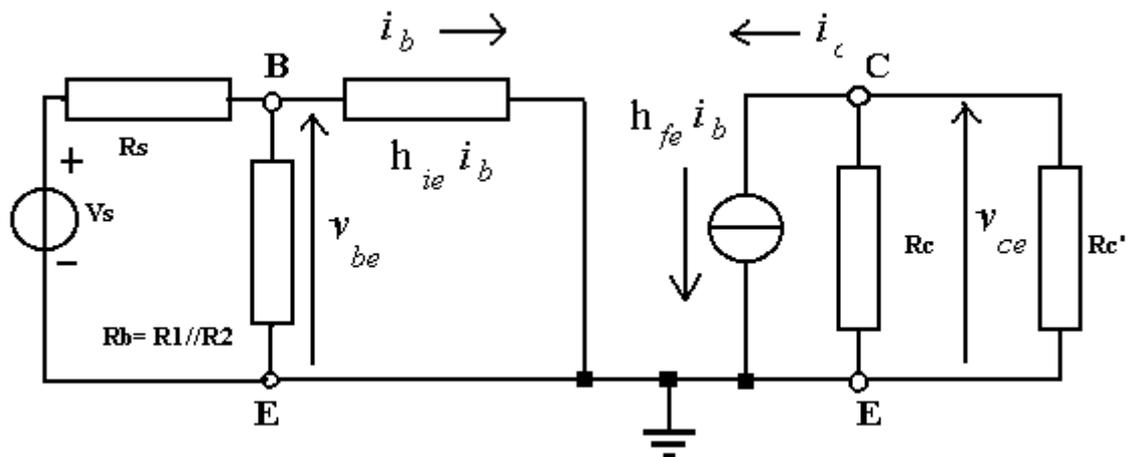


Circuito equivalente (completo) del transistor bipolare per piccoli segnali

fig. 19

Il transistor bipolare si può rappresentare come un quadripolo ,per il quale si possono scrivere le seguenti equazioni:

- 1) ingresso : $V_{be} = h_{ie} i_b + h_{re} V_{ce} \approx h_{ie} i_b$
- 2) uscita : $i_c = h_{fe} i_b + h_{oe} V_{ce} \approx h_{fe} i_b$



Circuito equivalente semplificato dell'amplificatore alle frequenze di centro banda , per le quali i parametri ibridi sono numeri reali
fig. 20

$$v_{be} = h_{ie} i_b ; \quad i_b = v_{be} / h_{ie} ; \quad i_c = h_{fe} i_b ;$$

$$v_{ce} = - (R_c // R_c') i_c = - (R_c // R_c') h_{fe} v_{be} / h_{ie} ;$$

$$A_v = v_u / v_{be} = v_{ce} / v_{be} = - h_{fe} (R_c // R_c') / h_{ie} ;$$

$$v_{be} = V_s (R_b // h_{ie}) / [R_s + (R_b // h_{ie})] ;$$

$$v_{be} / V_s = (R_b // h_{ie}) / [R_s + (R_b // h_{ie})] ;$$

$$A_{vs} = v_u / V_s = v_{ce} / V_s = (v_{ce} / v_{be}) (v_{be} / V_s) =$$

$$= A_v (R_b // h_{ie}) / [R_s + (R_b // h_{ie})] ;$$

Determinazione del carico complessivo di collettore : $R_p = R_c // R_c'$
 - $1/R_p$: pendenza della retta di carico dinamica (in alternata);
 - $1/R_c$: “ “ “ “ “ statica (in continua).

Dalla formula del guadagno di tensione effettivo $A_{vs} = A_v (R_b // h_{ie}) / [R_s + (R_b // h_{ie})]$, dovendo risultare $R_s = R_i' = (R_b // h_{ie})$, si ottiene:

$$A_{vs} = A_v / 2 ; \quad A_v = 2 A_{vs} = 2 * (-50) = - 100$$

Dalla formula del guadagno di tensione $A_v = v_u / v_{be} = v_{ce} / v_{be} = - h_{fe} R_p / h_{ie}$, si ottiene: $R_p = -A_v h_{ie} / h_{fe} = - (-100) * 5000 / 100 = 5000 \Omega$.

Dovendo essere $R_p = R_c // R_c' = R_c * R_c' / (R_c + R_c') = 5000 \Omega$, con $R_c' = 10$

k Ω , si ottiene $R_c = 10 \text{ k}\Omega$.

Dimensionamento del resistore di emettitore R_e

Per dimensionare R_e , assumendo una caduta di tensione $V_e = R_e I_e = 1 \text{ V}$ ai suoi capi, si ottiene: $R_e = V_e / I_e \approx V_e / I_c = 1 \text{ V} / 1 \text{ mA} = 1 \text{ k}\Omega$.

Dalla formula del fattore di stabilità S_I del circuito di autopolarizzazione (vedi introduzione teorica all'esercitazione di laboratorio N. 7 sui circuiti di polarizzazione del transistor bipolare), si ha:

$$R_b/R_e \approx (\beta + 1) (S_I - 1) / [\beta + 1 - S_I] = 101 * (9 - 1) / [101 - 9] = 8,782.$$

$$R_b = 8,782 R_e = 8,782 \text{ k}\Omega .$$

Dal circuito equivalente di Thevenin del partitore di base (fig. 15b), applicando la II legge di Kirchhoff, si ottiene:

$$\begin{aligned} V_{bb} &= R_b I_b + V_{be} + V_e \approx 8,782 * I_c / \beta + 0,6 + 1 = \\ &= 8,782 * 1 / 100 + 1,6 = 8,782 \text{ E-2} + 1,6 = 1,687 \text{ V}. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} (\text{vedi esercitazione N. 7}) R_1 &= V_{cc} R_b / V_{bb} = 12 * 8,782 / 1,687 = \\ &= 62,46 \text{ k}\Omega \text{ (valore commerciale : } 62 \text{ k}\Omega, 5\%); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_2 &= R_b R_1 / (R_1 - R_b) = 8,782 * 62 / (62 - 8,782) = 10,23 \text{ k}\Omega \\ &\text{(valore commerciale } 10 \text{ k}\Omega). \end{aligned}$$

$$R_b = R_1 // R_2 = R_1 * R_2 / (R_1 + R_2) = 62 * 10 / 72 \approx 8,61 \text{ k}\Omega;$$

Calcolo del punto di lavoro a riposo in funzione dei valori commerciali scelti per R_1 ed R_2 :

$$V_{bb} = V_{cc} R_2 / (R_1 + R_2) = 12 * 10 / (62 + 10) = 1,67 \text{ V};$$

$$\begin{aligned} I_b &= (V_{bb} - V_{be} - V_e) / R_b = (1,67 - 0,6 - 1) / 8,61 = 0,07 / 8,61 = \\ &= 8,13 \text{ E-3 mA} = 8,13 \text{ E-6 A} = 8,13 \text{ }\mu\text{A}; \end{aligned}$$

$$I_c \approx \beta I_b = 100 * 8,13 \text{ E-3 mA} = 0,813 \text{ mA}.$$

Applicando la II legge di Kirchhoff alla maglia d'uscita si ottiene:

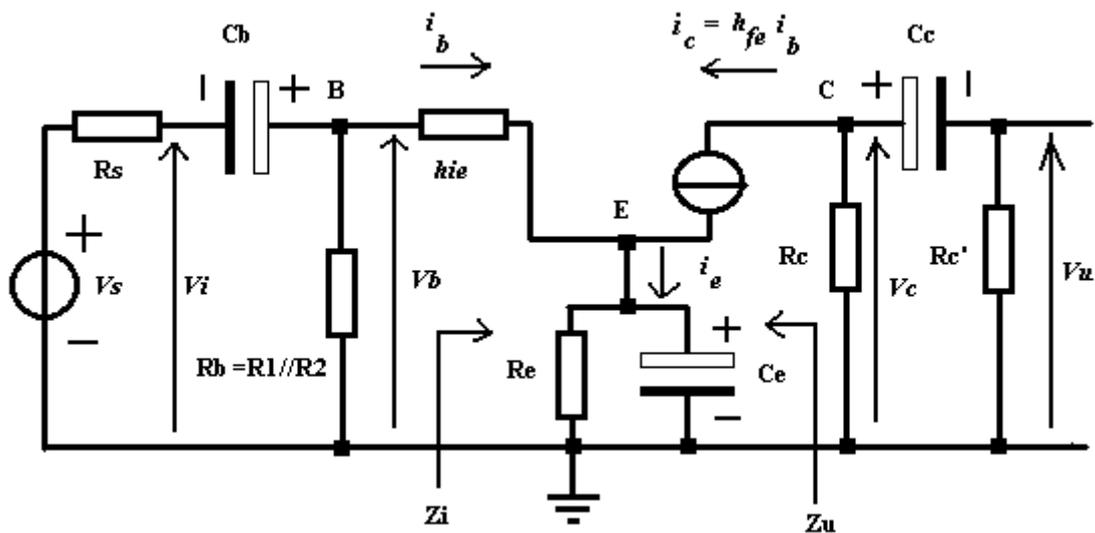
$$\begin{aligned} V_{ce} &= V_{cc} - R_c I_c - R_e I_e \approx V_{cc} - (R_c + R_e) I_c = 12 - (10 + 1) * 0,813 = \\ &= 12 - 8,943 = 3,057 \text{ V}; \end{aligned}$$

Punto di lavoro: $V_{ce} \approx 3 \text{ V}$; $I_c \approx 0,813 \text{ mA}$; $I_b = 8,13 \text{ }\mu\text{A}$.

$$R_i' \text{ (resistenza d'ingresso)} = R_b // h_{ie} = R_b * h_{ie} / (R_b + h_{ie}) =$$

$$= 8,61 \cdot 5 / (8,61 + 5) = 3,163 \text{ k}\Omega.$$

Risposta dell'amplificatore alle basse frequenze



Circuito equivalente dell'amplificatore alle basse frequenze
fig. 21

Individuazione delle capacità interagenti

La fig. 19 evidenzia che le capacità C_b e C_e sono interagenti, in quanto l'impedenza vista da C_b è funzione di C_e , e viceversa; infatti l'impedenza d'ingresso è

$$Z_i = V_b / i_b = \{ h_{ie} i_b + (1 + h_{fe}) [R_e \parallel (1 / (j\omega C_e))] i_b \} / i_b =$$

$= h_{ie} + (1 + h_{fe}) Z_e$, con $Z_e = R_e \parallel (1 / (j\omega C_e))$; quindi, cortocircuitando il generatore V_s , C_b vede ai suoi capi un'impedenza pari a R_s in serie con il parallelo tra R_b e Z_i , con Z_i funzione di C_e .

C_c invece non interagisce né con C_b , né con C_e . Infatti l'impedenza del

generatore ideale di corrente $hfe ib$ è idealmente infinita, in quanto abbiamo trascurato il parametro hoe (conduttanza d'uscita), quindi Cc , dopo avere cortocircuitato Vs ed avere così annullato ib , risulta isolata da Ce e da Cb e vede ai suoi capi la resistenza $Rc + Rc'$.

Per calcolare la frequenza di taglio inferiore (a - 3 dB), bisogna valutare le costanti di tempo associate alle singole capacità, considerando la resistenza vista da ciascuna di esse con $Vs = 0$ e le capacità interagenti con essa, cortocircuitate.

1) Resistenza vista da Cb (interagente con Ce), con Ce e Vs cortocircuitati ($Vs = 0$):

$$\begin{aligned} R_{Cb} &= R_s + (R_b // hie) = R_s + R_b hie / (R_b + hie) = \\ &= 3 + 8,61 * 5 / (8,61 + 5) = \\ &= 3 + 3,163 = 6,163 \text{ k}\Omega ; \end{aligned}$$

2) Resistenza vista da Cc con $Vs = 0$:

$$R_{Cc} = R_c + R_c' = 10 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega = 20 \text{ k}\Omega;$$

3) Resistenza vista da Ce (interagente con Cb), con Cb e Vs cortocircuitati:

$R_{Ce} = R_e // R_{oe}$, dove R_{oe} è la resistenza d'uscita tra emettitore e massa, con R_e disinserito e Cb e Vs cortocircuitati:

$$R_{oe} = (v_e / i_e) = [(hie + R_s') ib] / (ib + hfe ib) = (hie + R_s') / (1 + hfe),$$

dove $R_s' = R_s // R_b = R_s R_b / (R_s + R_b) = 3 * 8,61 / (3 + 8,61) \approx 2,25 \text{ k}\Omega$.

$$R_{oe} \approx (5 + 2,25)(1 + 100) = 7,178 \text{ E-2 k}\Omega = 71,78 \Omega.$$

$$\begin{aligned} R_{Ce} &= R_e // R_{oe} = R_e R_{oe} / (R_e + R_{oe}) = \\ &= 1000 * 71,78 / (1000 + 71,78) \approx 67 \Omega. \end{aligned}$$

Essendo R_{Ce} molto minore di R_{Cc} e di R_{Cb} , conviene fare in modo che la costante di tempo $\tau_e = R_{Ce} C_e$ assuma il minor valore possibile, affinché la capacità C_e non abbia un valore molto grande (con un costo maggiore); pertanto si procede così:

Le capacità Cb e Ce sono interagenti e danno origine ad un polo dominante, cioè ad una pulsazione $\omega_{be} = 1/\tau_e + 1/\tau_b$, dove $\tau_e = R_{Ce} C_e$ e $\tau_b = R_{Cb} C_b$.

Si sceglie: $\tau_e = \tau_b / 10$, $\tau_b = \tau_c = 10 \tau_e$, con $\tau_c = R_{Cc} C_c$.

Pertanto, essendo $\omega_{be} = 1/\tau_e + 1/(10\tau_e) = 1/\tau_e + 0,1/\tau_e = 1,1/\tau_e$, la pulsazione di taglio inferiore ω_i (a - 3 dB) dipende essenzialmente da τ_e ; infatti il contributo di C_c , $\omega_c = 1/\tau_c = 1/(10\tau_e)$ è trascurabile rispetto a ω_{be} ed $\omega_i \approx \omega_{be} = 1,1/\tau_e = 1,1/(R_{ce} C_e)$ (pulsazione di taglio a - 3 dB del filtro passa alto che rappresenta la risposta dell'amplificatore alle basse frequenze).

Poiché $f_i = 15$ Hz, $\omega_i = 2\pi f_i \approx 6,28 * 15 = 94,2$ rad/s.

$C_e = 1,1/(\omega_i R_{ce}) = 1,1/(94,2 * 67) \approx 1,743 \text{ E-4 F} = 174,3 \mu\text{F}$;

Valore commerciale scelto per C_e : 220 μF .

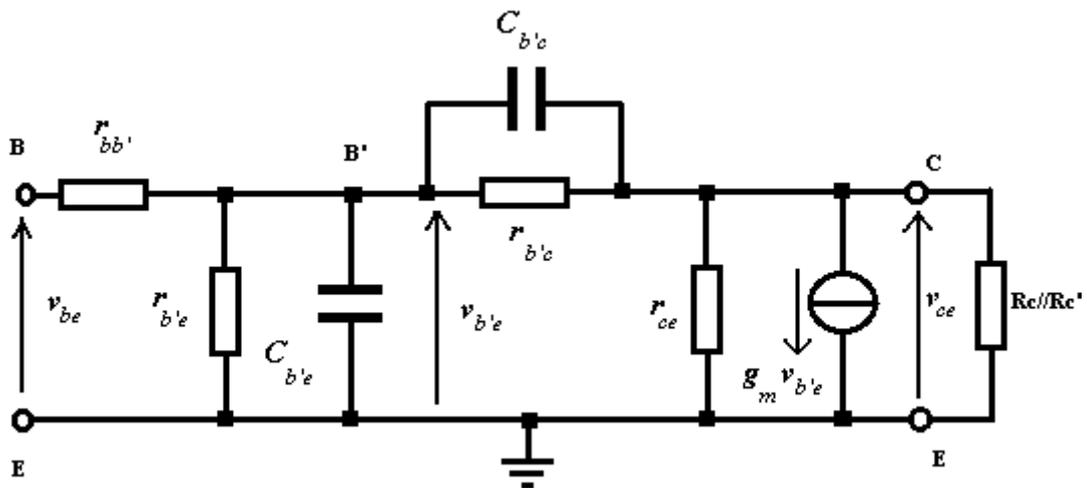
$C_c = \tau_c / R_{Cc} = 10 \tau_e / R_{Cc} = 10 * 1,1 / (\omega_i R_{Cc}) = 11 / (94,2 * 20000) = 5,83 \text{ E-6 F} = 5,86 \mu\text{F}$;

Valore commerciale scelto per C_c : 6,8 μF .

$C_b = \tau_b / R_{Cb} = 10 \tau_e / R_{Cb} = 10 * 1,1 / (\omega_i R_{Cb}) = 11 / (94,2 * 6136) \approx 1,9 \text{ E-5 F} = 19 \mu\text{F}$;

Valore commerciale scelto per C_b : 22 μF .

Risposta dell' amplificatore alle alte frequenze



Circuito equivalente (di Giacoletto) dell'amplificatore alle alte frequenze

fig. 22

A temperatura ambiente valgono le seguenti relazioni tra i parametri del modello di Giacoletto ed i parametri ibridi, per $I_c = 0,813$ mA:

$h_{fe} \approx 100$ $V_T = 26 \text{ mV}$: tensione equivalente all'energia di agitazione termica dei portatori (buche ed elettroni) , a temperatura ambiente

$$r_{b'e} = h_{fe} V_T / |I_C(\text{mA})| = h_{fe} 26 / |I_C (\text{mA})| = 100 * 26 / 0,813 = 3198 \Omega ;$$

$$r_{bb'} \approx 100 \dots 200 \Omega ;$$

$$r_{ce} \approx 1 / h_{oe} \approx 40 \dots 100 \text{ k} \Omega ;$$

$$g_m \text{ (conduttanza mutua in mA/V)} = |I_C(\text{mA})| / 0,026 ;$$

$$r_{b'c} = (h_{ie} - r_{bb'}) / h_{re} \approx 1 \dots 4 \text{ M}\Omega;$$

$$C_{b'e} = g_m / (2\pi f_T);$$

$$C_{b'c} \approx 4,5 \text{ pF};$$

Essendo $I_C \approx 0,813 \text{ mA}$ ed $f_T \approx 200 \text{ MHz}$ (frequenza per cui il guadagno di corrente per piccoli segnali , h_{fe} , ad emettitore comune, diventa unitario), si ha:

$$g_m = 0,813 / 0,026 \approx 31,27 \text{ mA/V};$$

$$C_{b'e} = 31,27 * 10^{-3} / (6,28 * 200 * 10^6) \approx 2,49 * 10^{-11} \text{ F} = 24,9 \text{ pF}.$$

Applicando il teorema di Miller ai nodi B' e C, la capacità $C_{b'c}$ può essere considerata equivalente ad una capacità $[1 + g_m (R_c // R_{c'})]$ volte $C_{b'c}$, collegata in parallelo a $C_{b'e}$.

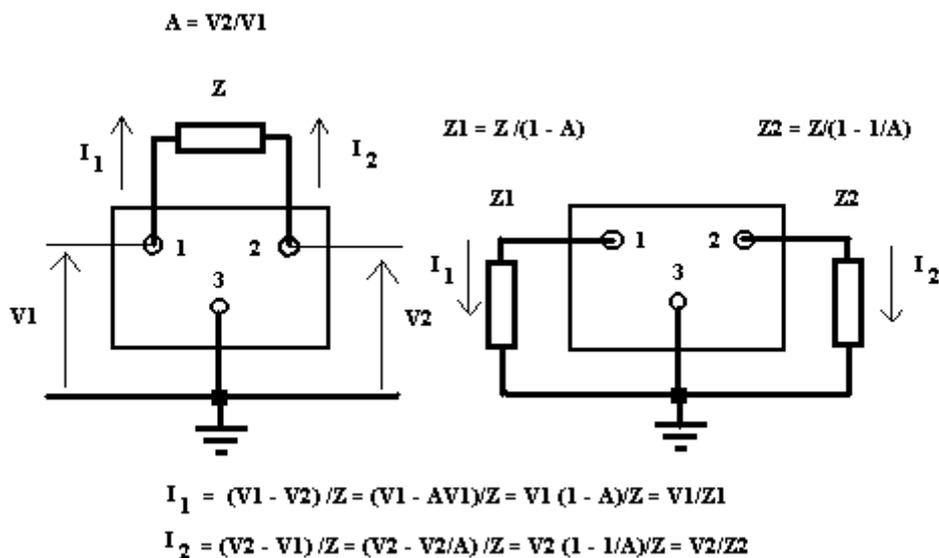
N.B.: $K = -g_m (R_c // R_{c'}) = - 31,27 \text{ (mA/V)} * 5 \text{ k}\Omega = - 156,35$ è il guadagno di tensione ,con sfasamento di 180° , tra i nodi B' e C.

Pertanto si ha :

$$C_{\text{tot B'E}} = C_{b'e} + C_{b'c} [1 + g_m (R_c // R_{c'})] \approx 24,9 + 4,5 * (1 + 156,35) = \approx 733 \text{ pF.}$$

Si considera pertanto trascurabile rispetto a $C_{\text{tot B'E}}$ la capacità $C_{b'c} [1 + 1 / (g_m (R_c // R_{c'}))] \approx C_{b'c}$ riportata ,per il teorema di Miller, tra collettore e massa.

TEOREMA DI MILLER



Se, in particolare, $Z = 1/(\omega C)$ (reattanza capacitiva) e $A = -K$, il teorema di Miller fornisce:

$$Z_1 = (1/\omega C)/(1 + K) = 1/[\omega C(1 + K)], \quad Z_2 = (1/\omega C)/(1 + 1/K) = 1/[\omega C(1 + 1/K)].$$

Pertanto, tra il nodo 1 e massa è presente per effetto Miller una capacità equivalente

$$C_1 = (1 + K)C, \quad \approx KC, \quad \text{se } K \text{ è } \gg 1,$$

mentre tra il nodo 2 e massa è presente una capacità equivalente

$$C_2 = C(1 + 1/K) \approx C, \quad \text{se } K \text{ è } \gg 1.$$

fig. 23

Per calcolare la frequenza di taglio superiore a -3dB del transistor, che si comporta come un filtro RC passa-basso (fig.24) alle alte frequenze, bisogna considerare la resistenza complessiva collegata in parallelo a C_{tot}

B'E ,

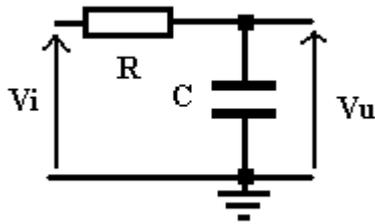


fig. 24

quando la base B è collegata a massa attraverso la resistenza interna del generatore V_s .

Trascurando l'effetto di $r_{b'e}$, si ha: $R_{tot} = r_{b'e} // (r_{bb'} + R_s) \approx 3198 // (200 + 3000) = (3198 * 3200) / (3198 + 3200) \approx 1651 \Omega$.

La frequenza di taglio superiore a -3dB è data pertanto da:

$f_s = 1 / (6,28 R_{tot} C_{tot B'E}) = 1 / (6,28 * 1651 * 733 * 10^{-12}) \approx 1 / (7,6 * 10^{-6}) \approx 131,57 * 10^3 \text{ Hz} = 131,57 \text{ KHz}$.

AMPLIFICATORE A COLLETTORE COMUNE (INSEGUITORE DI EMETTITORE – EMITTER FOLLOWER)

Schema circuitale

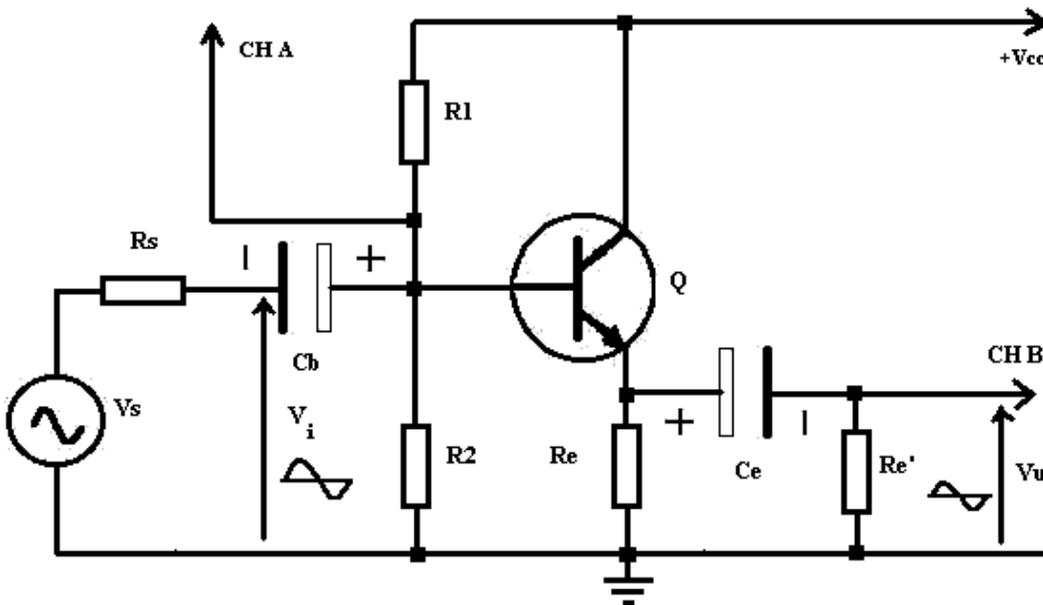


fig. 25

Tensione di alimentazione: $V_{cc} = +12V$

ELENCO COMPONENTI

Q : Transistor BC300

R1,R2: resistori da 10 kΩ , 0,25 W

Re: 1 kΩ ,0,25 W

Re': resistore da 100 Ω - 1 W (carico)

Cb,Ce: condensatori elettrolitici da 47 μF, 16 V

Rs: resistenza interna del generatore di segnale

Guadagno di corrente alle frequenze di centro banda

$$A_i = I_u/I_i \approx 1 + h_{fe}$$

Resistenza d'ingresso

$$R_i = V_{be}/I_b = h_{ie} + A_i (R_e//R_e')$$

Resistenza d'ingresso vista dal generatore

$$R_i' = V_s/I_s = R_i // R_1 // R_2$$

Guadagno di tensione alle frequenze di centro banda

$$A_v = V_u/V_{be} = A_i (R_e//R_e')/R_i = (R_i - h_{ie})/R_i = 1 - h_{ie}/R_i \quad (0,9 \dots 0,99)$$

Guadagno di tensione effettivo, calcolato tenendo conto della resistenza interna del generatore

$$A_{vs} = V_u/V_s = (V_u/V_{be})(V_{be}/V_s) = A_v R_i'/(R_i' + R_s)$$

Resistenza d'uscita (vista dal carico Re')

$$R_u = V_u/I_u = R_e // [(R_s' + h_{ie})/(1 + h_{fe})], \text{ dove } R_s' = R_s // R_1 // R_2$$

L'inseguitore di emettitore è un amplificatore non invertente, caratterizzato da un guadagno di tensione positivo e molto vicino all'unità (0,9 .. 0,98), da un'impedenza d'ingresso maggiore (10 kΩ ..

100 kΩ) di quella dello stadio ad emettitore comune (qualche kΩ) e da un'impedenza d'uscita molto bassa (50 Ω .. 100 Ω).

Amplifica in corrente, e si utilizza come stadio buffer per effettuare l'adattamento di impedenza tra un generatore con elevata impedenza interna ad un carico con bassa impedenza .

AMPLIFICATORE A BASE COMUNE

Schema circuitale

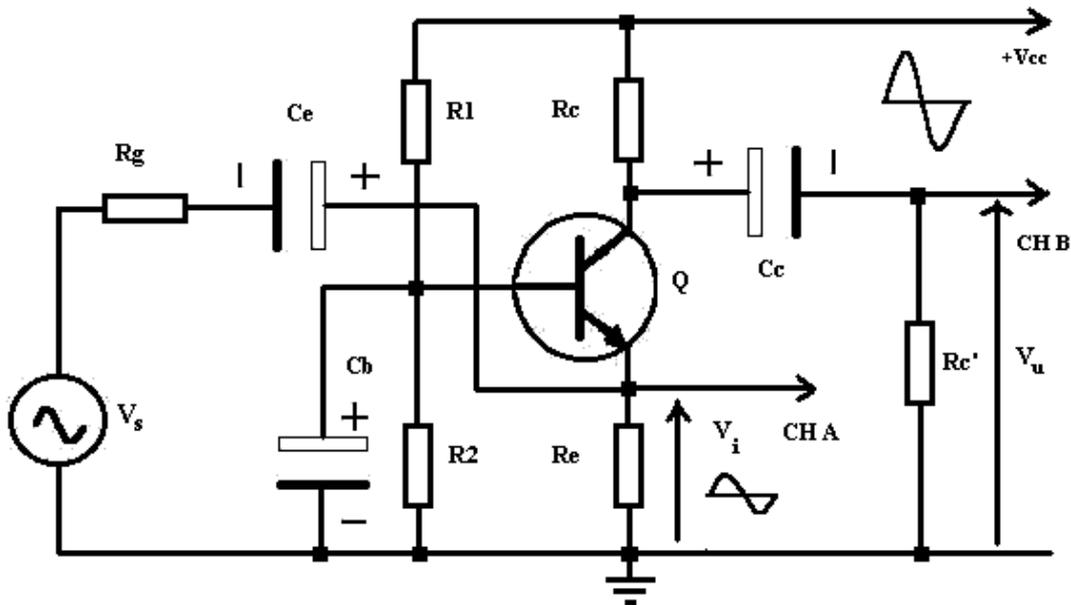


fig. 26

Tensione di alimentazione :Vcc = + 12 V

ELENCO COMPONENTI

Q : Transistor BC300

R1: resistore da 100 k Ω , 0,25 W

R2: " " 10 k Ω " "

Re: " " 1 k Ω " "

Rc': resistore da 100 Ω - 0,25 W (carico)

Cb,Ce,Cc: condensatori elettrolitici da 47 μ F, 16 V

Rg: resistenza interna del generatore di segnale

Guadagno di corrente alle frequenze di centrobanda

$$A_i = I_u/I_i \approx h_{fe}/(1 + h_{fe})$$

Resistenza d'ingresso

$$R_i = V_i/I_i = h_{ie}/(1 + h_{fe})$$

Resistenza d'ingresso vista dal generatore

$$R_i' = V_s/I_s = R_i // R_e$$

Guadagno di tensione alle frequenze di centro banda

$$A_v = V_u/V_i = A_i (R_c // R_c') / R_i = h_{fe} (R_c // R_c') / h_{ie}$$

Guadagno di tensione effettivo, calcolato tenendo conto della resistenza interna del generatore

$$A_{vs} = V_u/V_s = (V_u/V_i)(V_i/V_s) = A_v R_i' / (R_i' + R_g)$$

Resistenza d'uscita (vista dal carico Rc')

$$R_u = V_u/I_u \approx R_c.$$

L'amplificatore a base comune (collegata dinamicamente a massa attraverso C_b) è un amplificatore non invertente caratterizzato da un guadagno di tensione positivo, di valore circa uguale, a parità di carico, a quello di uno stadio ad emettitore comune, da un'impedenza d'ingresso molto bassa ($20 \Omega \dots 50 \Omega$) e da un'impedenza d'uscita maggiore di quella dello stadio ad emettitore comune.

L'amplificatore a base comune è utilizzato in poche applicazioni: come preamplificatore ad alta frequenza nei sintonizzatori radio FM e TV, grazie alla maggiore larghezza di banda rispetto allo stadio ad emettitore comune, ed in qualche caso come generatore di corrente costante, grazie alla grande impedenza d'uscita.

RETROAZIONE NEI CIRCUITI DI AMPLIFICAZIONE

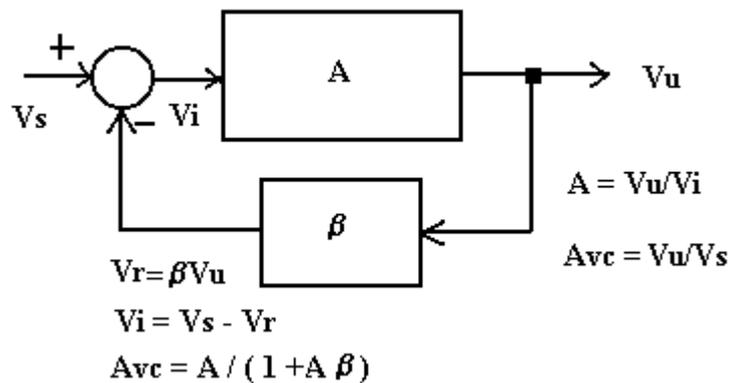


fig. 1

Lo schema a blocchi di fig. 1 rappresenta un amplificatore controreazionato o reazionato negativamente, costituito da un amplificatore base (blocco con funzione di trasferimento A), da un dispositivo sottrattore e da una rete resistiva, resistivo-capacitiva o resistivo-induttiva di reazione (blocco con funzione di trasferimento β).

V_s è il segnale d'ingresso, V_u è il segnale d'uscita, $V_r = \beta V_u$ è il segnale

di reazione e $V_i = V_s - V_r$ è il segnale differenza (o di errore).
 La controreazione (feedback) consiste nel sottrarre dal segnale d'ingresso una frazione del segnale d'uscita e nel pilotare l'amplificatore base con il segnale differenza che si ottiene:

$$V_u = A V_i = A (V_s - V_r) = A V_s - A\beta V_u;$$

$$V_u (1 + A\beta) = A V_s ; A_{vc} = V_u/V_s = A/(1 + A\beta).$$

Se, in particolare $A\beta$ è $\gg 1$, $A_{vc} \approx A/A\beta = 1/\beta$, ed il guadagno A_{vc} dipende soltanto dalla funzione di trasferimento della rete di reazione, che, nella maggior parte dei casi, è una rete resistiva.

Il prodotto $A\beta$ si definisce guadagno d'anello o di maglia, mentre l'espressione $1 + A\beta$ serve ad esprimere il tasso (o fattore) F di controreazione dell'amplificatore, e di solito il suo modulo viene espresso in dB: $F_{dB} = 20 \log_{10} |1 + A\beta|$.

E immediatamente evidente, considerando l'espressione del guadagno a ciclo chiuso A_{vc} dell'amplificatore controreazionato, che la reazione negativa determina una diminuzione del guadagno rispetto al guadagno $A = V_u/V_i$ dell'amplificatore base.

Se, per es.: il guadagno A è pari a 100 e si sottrae dal segnale d'ingresso un segnale di reazione $V_r = \beta V_u = 1/10 V_u = 0,1 V_u$, si ottiene un guadagno a ciclo chiuso

$$A_{vc} = 100 / (1 + 100 * 0,1) = 100 / (1 + 10) = 100/11 = 9,09.$$

Questo svantaggio, tuttavia, è ampiamente compensato da alcuni note-voli vantaggi:

1) Aumento della stabilità del guadagno dell'amplificatore

Infatti, calcolando la derivata del guadagno A_{vc} rispetto ad A , si ottiene:

$$dA_{vc}/dA = d[A/(1 + A\beta)]/dA = [(1 + A\beta) - A\beta]/[1 + A\beta]^2 =$$

$$= 1 / (1 + A\beta)^2 ;$$

$$dA_{vc} = dA / (1 + A\beta)^2 ;$$

Dividendo membro a membro l'espressione precedente per l'espressione $A_{vc} = A/(1 + A\beta)$, si ottiene:

$$dA_{vc}/A_{vc} = (dA/A) / (1 + A\beta).$$

Sostituendo alle variazioni infinitesime dA_{vc} e dA le rispettive variazioni finite e considerando i valori assoluti, si ottiene l'espressione

$$|\Delta A_{vc}/A_{vc}| = |\Delta A/A| / |1 + \beta A| ,$$

da cui si deduce che la variazione relativa $|\Delta A_{vc}/A_{vc}|$ del guadagno di tensione a ciclo chiuso (in presenza di controreazione) è pari a $1/|1 + A\beta|$ la variazione relativa $|\Delta A/A|$ del guadagno dell'amplificatore base. Se, per es. $|\Delta A/A|$, in assenza di reazione negativa, varia del 10 % in seguito alla sostituzione di un transistor, la corrispondente variazione relativa $|\Delta A_{vc}/A_{vc}|$ del guadagno dell'amplificatore reazionato con $\beta = 0,1$ e $A = 100$, è pari a $|\Delta A/A|/|1 + A\beta| = [10/(1 + 100 * 0,1)]\% = (10/11)\% = 0,909 \%$.

2) Riduzione dei disturbi in uscita ,cioè aumento del rapporto segnale/disturbo (S/N) nei confronti dei segnali di disturbo presenti all'uscita dell'amplificatore.

Con riferimento alla fig. 2, si osserva che l'ampiezza del segnale di disturbo (noise) V_{nu} presente all'uscita di un amplificatore in assenza di reazione negativa, si riduce al valore $V_{nuc} = V_{nu}/(1 + A\beta)$ in presenza di controreazione.

Invece, un segnale di disturbo V_{ni} presente all'ingresso dell'amplificatore, viene amplificato come il segnale utile V_s .

Pertanto, facendo il confronto tra le due situazioni , assenza e presenza di controreazione, a parità di ampiezza del segnale d'uscita V_u , si ottiene:

a) Rapporto segnale/disturbo in assenza di reazione negativa :

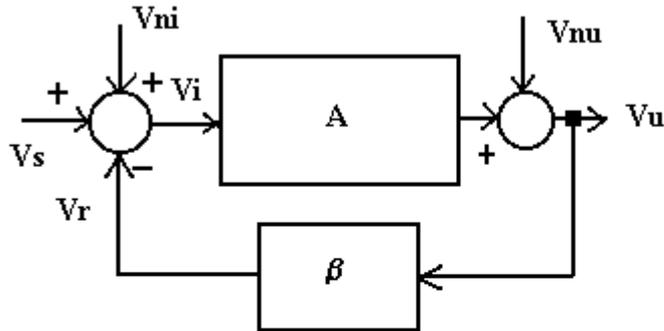
$$S/N = V_u/V_{nu} ;$$

$$\text{in dB} : (S/N)_{dB} = 20 \log_{10} V_u/V_{nu}$$

b)Rapporto (S/N)_c in presenza di reazione negativa :

$$(S/N)_c = V_u/V_{nuc} = V_u/[V_{nu}/(1 + A\beta)] = (V_u/V_{nu}) (1 + A\beta) = (S/N) (1 + A\beta).$$

$$\text{in dB} : (S/N)_{c_{dB}} = 20 \log_{10} (S/N)_c.$$



$$V_u = V_{nu} + A V_i = V_{nu} + A (V_s + V_{ni} - \beta V_u)$$

$$V_u (1 + A \beta) = V_{nu} + A V_{ni} + A V_s$$

$$V_u = V_{nu}/(1 + A \beta) + A V_{ni}/(1 + A \beta) + A V_s/(1 + A \beta)$$

fig. 2

Esempio: In un amplificatore audio, il ronzio prodotto all'uscita dell'amplificatore da un insufficiente filtraggio della tensione di alimentazione ,può essere ridotto mediante la controreazione.

3) Riduzione della distorsione di non linearità presente all'uscita di un amplificatore.

La non linearità delle curve caratteristiche dei transistor finali di potenza determina all'uscita la presenza di armoniche (prevalentemente seconde armoniche) ,dando origine alla cosiddetta distorsione di seconda armonica, che si manifesta soprattutto quando l'amplificatore eroga una potenza vicina a quella massima prevista dal costruttore.

Con un metodo analogo a quello utilizzato per il calcolo del rapporto segnale/disturbo, si può verificare che l'ampiezza di una componente spettrale originata dalla distorsione di non linearità, si riduce ,a parità di ampiezza del segnale utile d'uscita, dal valore V_{uarm} in assenza di reazione negativa al valore $V_{uarm c} = V_{uarm}/(1 + A\beta)$.

4) Aumento della larghezza di banda (banda passante)

Le figg. 3 ,4 mostrano i diagrammi di Bode ,rispettivamente del modulo e della fase, che rappresentano la risposta in frequenza di un amplificatore non controreazionato, invertente (amplificatore base):

f_i ed f_s sono le frequenze di taglio a -3 dB, rispettivamente inferiore e superiore, B è la larghezza di banda (banda passante) a -3 dB.

Dal diagramma della fase si nota l'anticipo di fase alle basse frequenze coerente con il fatto che l'amplificatore ,alle basse frequenze, si comporta come un filtro passa alto ,la cui frequenza di taglio f_i dipende

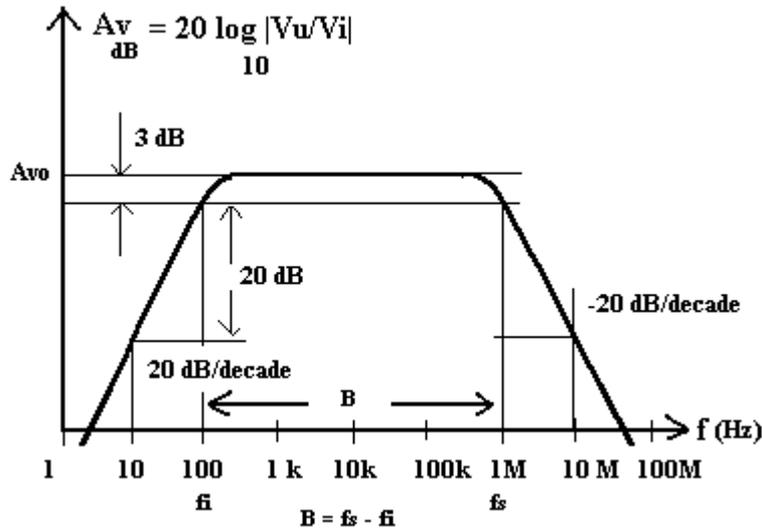


fig. 3

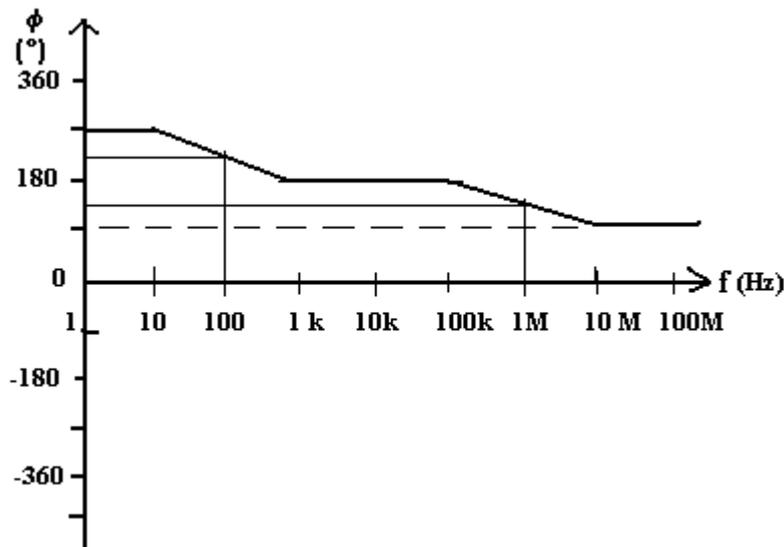


fig. 4

dai valori delle costanti di tempo associate ai condensatori di bypass e di blocco.

Nella regione delle alte frequenze si nota invece il ritardo di fase coe-rente con il fatto che l'amplificatore, alle alte frequenze, si comporta come un filtro passa basso, la cui frequenza di taglio f_s dipende dalle costanti di tempo associate alle capacità parassite delle giunzioni pn dei transistor. Nella fig. 5 è rappresentato il diagramma di Bode del modulo del corrispondente amplificatore controeazionato, che è caratterizzato dal guadagno di centrobanda A_{voc} minore di A_{vo} (guadagno di centrobanda in assenza di controeazione) e dalla banda passante a -3 dB $B_c = f_{sc} - f_{ic}$, minore di B (banda passante in assenza di controeazione). Pertanto la controeazione determina l'aumento

della frequenza di taglio superiore, la diminuzione della frequenza di taglio inferiore ed il corrispondente aumento della larghezza di banda.

Questo effetto si spiega considerando che al variare della frequenza al di sotto ed al di sopra delle frequenze di taglio f_i ed f_s dell' amplificatore base, l'ampiezza del segnale d'uscita e del segnale di reazione diminuiscono, mentre il segnale di errore (differenza tra il segnale d'ingresso, di ampiezza costante, ed il segnale di reazione), aumenta in modo tale da compensare la diminuzione del segnale d'uscita al di fuori della zona di centro banda.

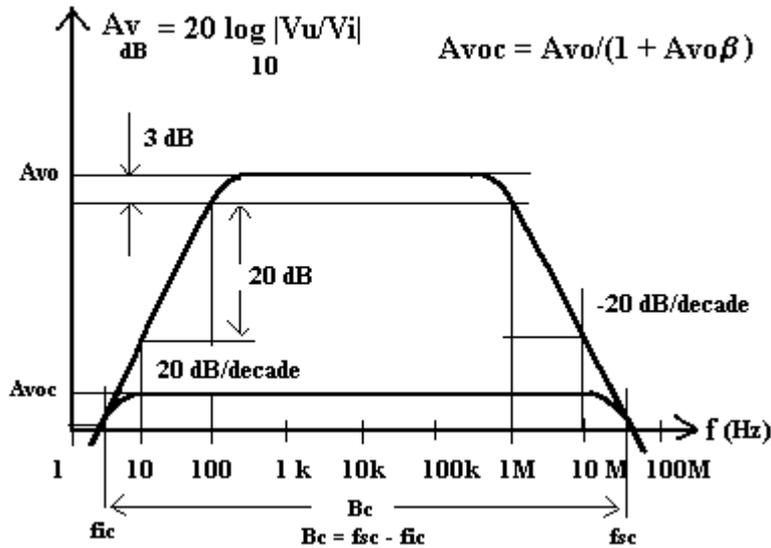


fig. 5

Configurazioni fondamentali degli amplificatori a controreazione

1) Amplificatore con controreazione di tensione (fig. 6)

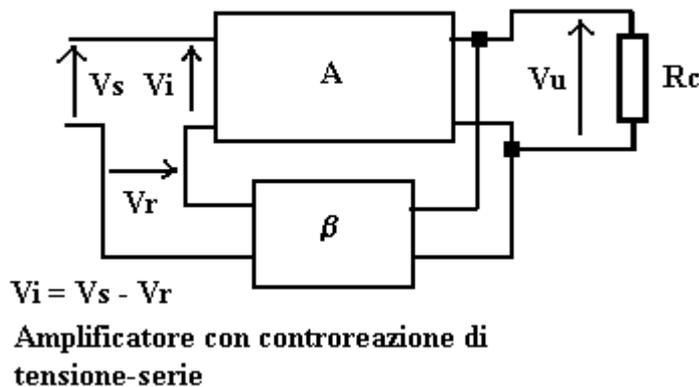


fig. 6

In questa configurazione una frazione $V_r = \beta V_u$ (tensione di reazione) della tensione d'uscita V_u viene sottratta dalla tensione d'ingresso V_s per generare il segnale di errore V_i e viene stabilizzato il guadagno di tensione

$$A_{vc} = V_u/V_s.$$

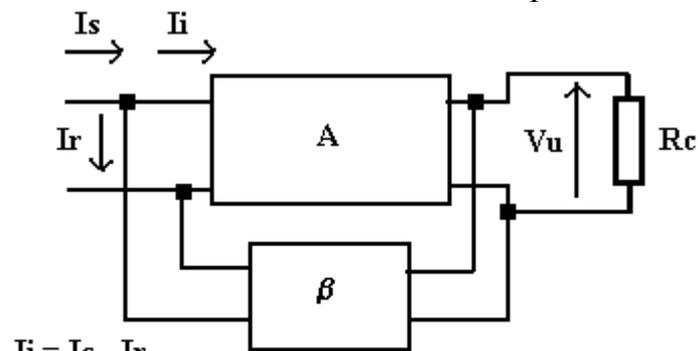
Inoltre, poiché nel circuito d'ingresso la tensione di reazione è in opposizione con la tensione d'ingresso, il generatore di segnale V_s eroga una corrente minore e pertanto "vede" un'impedenza d'ingresso $Z_{ic} = V_s/I_s$ maggiore di quella d'ingresso ($Z_i = V_i/I_s$) dell'amplificatore non controeazionato:

$$\begin{aligned} Z_{ic} &= V_s/I_s = (V_i + V_r)/I_s = (V_i + \beta V_u)/I_s = (V_i + A\beta V_i)/I_s = \\ &= (1 + A\beta) V_i/I_s = (1 + A\beta) Z_i. \end{aligned}$$

Se invece si suppone di applicare all'uscita un generatore di tensione V_{uc} , con V_s cortocircuitato, la corrente I_{uc} da esso erogata è maggiore, per la presenza della rete di reazione collegata in parallelo all'uscita, di quella I_u relativa all'amplificatore non controeazionato; quindi l'impedenza d'uscita $Z_{uc} = V_{uc}/I_{uc}$ dell'amplificatore controeazionato è minore di quella d'uscita $Z_u = V_{uc}/I_u$ dell'amplificatore non controeazionato :

$$\begin{aligned} Z_{uc} &= V_{uc}/I_{uc} = V_{uc}/(I_u + A\beta I_u) = V_{uc}/[I_u (1 + A\beta)] = \\ &= (V_{uc}/I_u)/(1 + A\beta) = Z_u/(1 + A\beta). \end{aligned}$$

2) Amplificatore con controeazione di corrente-parallelo



Amplificatore con controeazione di tensione-parallelo

fig. 7

In questa configurazione una corrente $I_r = \beta V_u$ (corrente di reazione) viene sottratta dalla corrente d'ingresso I_s per generare il segnale di errore I_i e viene stabilizzato il guadagno di trasferimento (transresistenza) $R_{mc} = V_u/I_s$ dell'amplificatore controeazionato rispetto alla transresistenza $R_m = V_u/I_i$ dell'amplificatore base.

In questo caso, poiché sia all'ingresso che all'uscita sono stati effettuati collegamenti in derivazione (parallelo), che implicano l'aumento delle correnti assorbite all'ingresso ed all'uscita, la controeazione determina la riduzione delle impedenze d'ingresso e d'uscita :

$$Z_{ic} = Z_i / (1 + R_m \beta) ; \quad Z_{uc} = Z_u / (1 + R_m \beta).$$

3) Amplificatore con controreazione di corrente-serie (fig. 8)

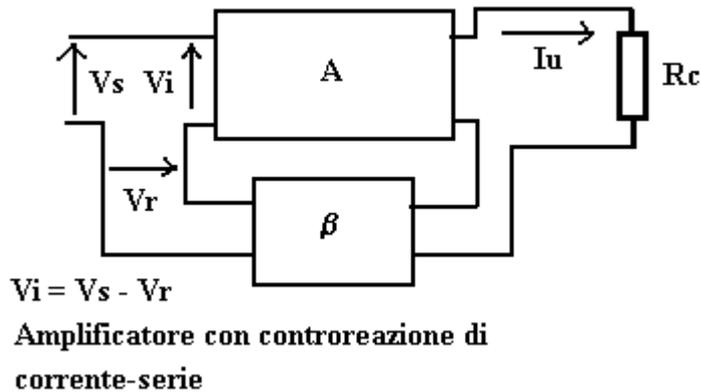


fig. 8

In questa configurazione una tensione $V_r = \beta I_u$ (tensione di reazione) viene sottratta dalla tensione d'ingresso V_s per generare il segnale di errore V_i e viene stabilizzato il guadagno di trasferimento (transconduttanza) $G_{mc} = I_u / V_s$ dell'amplificatore controreazionato rispetto alla transconduttanza $G_m = I_u / V_i$ dell'amplificatore base.

In questo caso, poiché sia all'ingresso che all'uscita sono stati effettuati collegamenti in serie, che implicano diminuzioni delle correnti d'ingresso e d'uscita, la controreazione determina l'aumento delle impedenze d'ingresso e d'uscita:

$$Z_{ic} = Z_i (1 + G_m \beta) ; \quad Z_{uc} = Z_u (1 + G_m \beta).$$

4) Amplificatore con controreazione di corrente-parallelo (fig. 9)

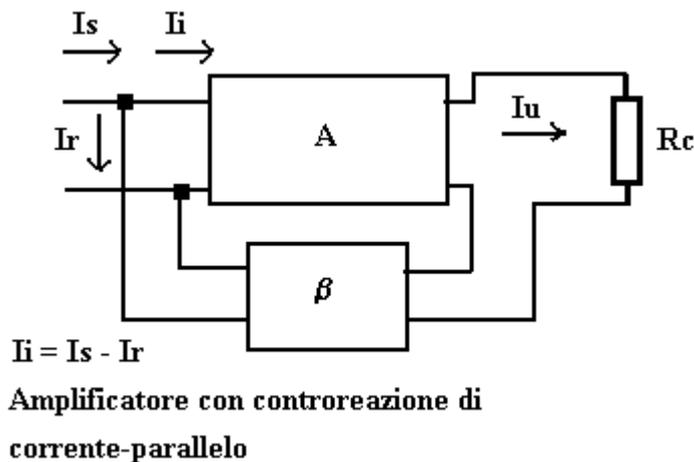


fig. 9

In questa configurazione una corrente $I_r = \beta I_u$ (corrente di reazione) viene sottratta dalla corrente d'ingresso I_s per generare il segnale di errore I_i e viene stabilizzato il guadagno di corrente $A_{ic} = I_u/I_s$ dell'amplificatore controeazionato rispetto al guadagno di corrente

$A_i = I_u/I_i$ dell'amplificatore base.

In questo caso, poiché all'ingresso è stato effettuato un collegamento in derivazione, che implica l'aumento della corrente d'ingresso I_s , mentre all'uscita è stato effettuato un collegamento in serie, che implica la diminuzione della corrente d'uscita, la controeazione determina la riduzione dell'impedenza d'ingresso e l'aumento dell'impedenza d'uscita:

$$Z_{ic} = Z_i / (1 + A_i \beta) ; \quad Z_{uc} = Z_u (1 + A_i \beta).$$

Esempi di amplificatori controeazionati

- 1) Amplificatore a transistor bipolare ad emettitore comune con controeazione di corrente-serie

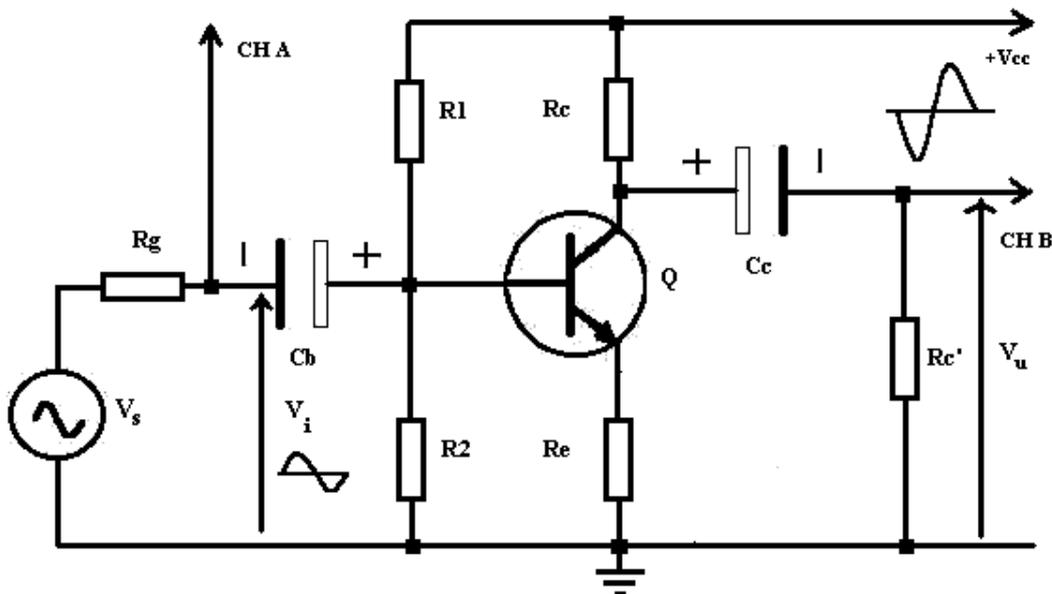


fig. 10

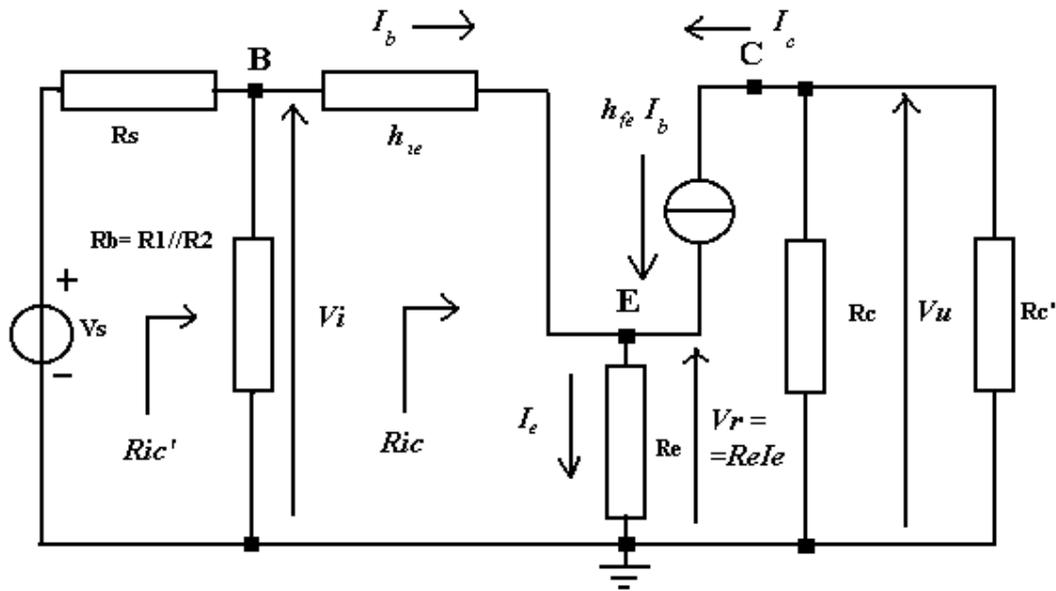
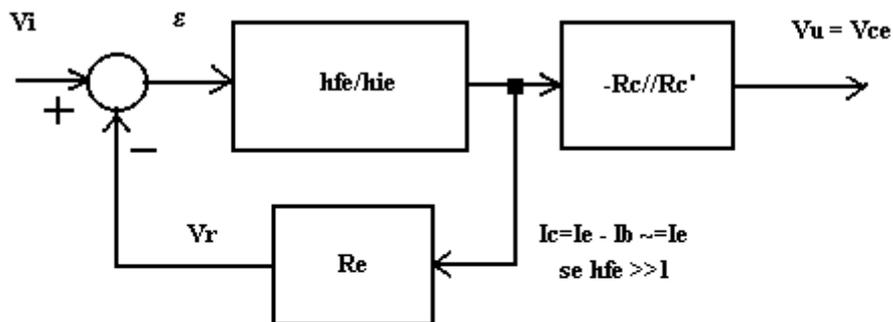


fig. 11



$$\begin{aligned} \varepsilon &= V_i - V_r & V_u &= (h_{fe}/h_{ie}) (-R_c//R_c') (V_i - V_r) = (h_{fe}/h_{ie}) (-R_c//R_c') V_i - (h_{fe}/h_{ie}) R_e V_u \\ V_r &= R_e I_c = -R_e V_u / (R_c//R_c') \\ V_u [1 + (h_{fe}/h_{ie}) R_e] &= - (h_{fe}/h_{ie}) (-R_c//R_c') V_i \\ V_u &= - (h_{fe}/h_{ie}) (-R_c//R_c') V_i / [(h_{ie} + h_{fe} R_e)/h_{ie}] = - [h_{fe} (R_c//R_c') / (h_{ie} + h_{fe} R_e)] V_i \approx \\ &\approx - h_{fe} (R_c//R_c') V_i / (h_{fe} R_e) = - (R_c//R_c') V_i / R_e & \text{(se } h_{fe} R_e \gg h_{ie}) \\ A_v \text{ (guadagno a ciclo chiuso)} &= V_u/V_i = - (R_c//R_c')/R_e \end{aligned}$$

fig. 12

L'eliminazione del condensatore di bypass del resistore di emettitore trasforma l'amplificatore in un amplificatore controreazionato del tipo corrente-serie; infatti, la tensione ai capi di R_e , proporzionale alla corrente di emettitore, che è circa uguale a quella di collettore, rappresenta il segnale di reazione $V_r = R_e I_c$, proporzionale alla corrente d'uscita, che viene sottratto dal segnale d'ingresso V_i per fornire il segnale di errore ε , che coincide con il segnale $V_{be} = V_i - V_r$, presente tra base ed emettitore. Pertanto la corrente di collettore I_c è data dall'espressione:

$$I_c = h_{fe} I_b = h_{fe} V_{be} / h_{ie} = h_{fe} (V_i - V_r) / h_{ie} = h_{fe} (V_i - V_r) / h_{ie}$$

$$I_c = h_{fe}(V_i - R_e I_c)/h_{ie} ; \quad I_c h_{ie} = h_{fe} V_i - h_{fe} R_e I_c;$$

$$I_c (h_{ie} + h_{fe} R_e) = h_{fe} V_i ; \quad I_c = h_{fe} V_i / (h_{ie} + h_{fe} R_e) ;$$

$$V_u = - (R_c // R_c') I_c = - (R_c // R_c') h_{fe} V_i / (h_{ie} + h_{fe} R_e) ;$$

$$A_{vc} = V_u / V_i = - (R_c // R_c') h_{fe} V_i / (h_{ie} + h_{fe} R_e) ;$$

In particolare, se $h_{fe} R_e \gg h_{ie}$, si ottiene :

$$A_{vc} \sim - (R_c // R_c') / R_e .$$

Pertanto, per effetto della controeazione, la resistenza d'ingresso aumenta dal $R_i = h_{ie}$ a $R_{ic} = h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_e$, mentre il guadagno di tensione viene stabilizzato al valore $A_{vc} \sim - (R_c // R_c') / R_e$.

Se, per es. $(R_c // R_c') = 5 \text{ k}\Omega$ ed $R_e = 500 \Omega$, si ottiene un guadagno stabilizzato $A_{vc} = -10$.

La fig. 11 mostra come ricavare A_{vc} direttamente dallo schema a blocchi.

Il guadagno effettivo $A_{vc}' = V_u / V_s$ dell'amplificatore controeazionato, calcolato tenendo conto della resistenza interna R_s del generatore, è dato dall'espressione:

$$A_{vc}' = V_u / V_s = (V_u / V_i)(V_i / V_s) = A_{vc} R_{ic}' / (R_{ic}' + R_s) ,$$

dove $R_{ic}' = R_{ic} // R_1 // R_2$.

2) Inseguitore di emettitore con transistor bipolare

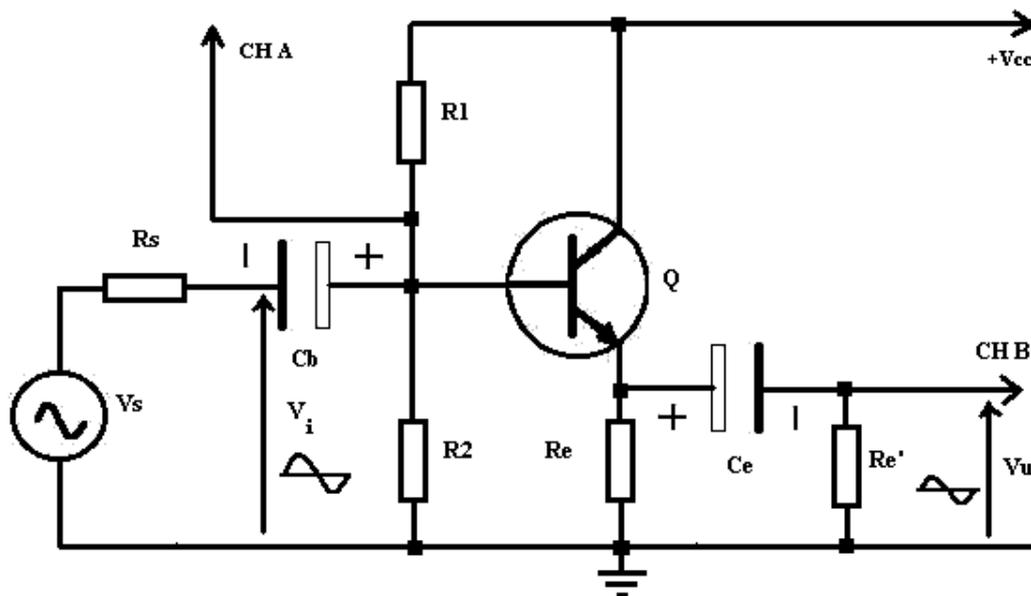


fig. 13

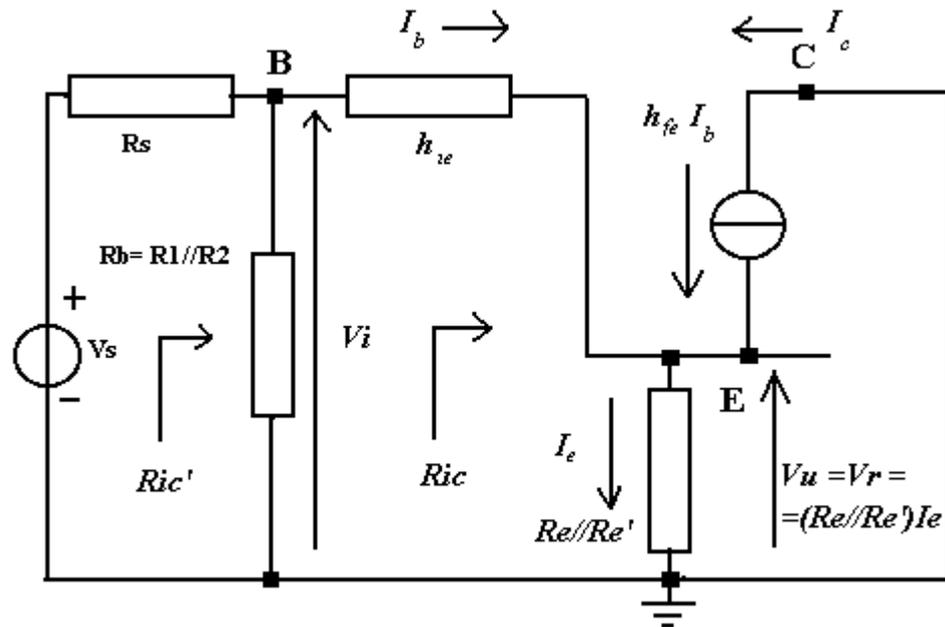


fig. 14

Nell'inseguitore di emettitore esiste una controreazione completa di tensione-serie. Infatti il segnale di reazione $V_r = (R_e//R_e')I_e$, che coincide con il segnale d'uscita V_u , viene sottratto dal segnale d'ingresso V_i :

$$V_{be} = V_i - V_r = h_{ie} I_b .$$

La corrente di emettitore I_e è data dall'espressione:

$$I_e = I_b + h_{fe} I_b = V_{be} / h_{ie} + h_{fe} V_{be} / h_{ie} = (V_i - V_r)(1 + h_{fe}) / h_{ie} =$$

$$= (V_i - R_p I_e)(1 + h_{fe}) / h_{ie}, \text{ con } R_p = R_e // R_e';$$

$$I_e = V_i(1 + h_{fe}) / h_{ie} - R_p I_e(1 + h_{fe}) / h_{ie};$$

$$I_e [1 + R_p (1 + h_{fe}) / h_{ie}] = V_i(1 + h_{fe}) / h_{ie};$$

$$I_e = V_i [(1 + h_{fe}) / h_{ie}] [1 + R_p (1 + h_{fe}) / h_{ie}] =$$

$$= V_i (1 + h_{fe}) / [h_{ie} + R_p (1 + h_{fe})] = V_i(1 + h_{fe}) / Ric ,$$

dove $Ric = h_{ie} + R_p (1 + h_{fe})$ è la resistenza d'ingresso dell'amplificatore controreazionato.

$$V_u = R_p I_e = R_p V_i(1 + h_{fe}) / Ric;$$

$$A_{vc} = V_u / V_i = R_p (1 + h_{fe}) / Ric = (Ric - h_{ie}) / Ric = 1 - h_{ie} / Ric.$$

Si rileva che la resistenza d'ingresso dell'inseguitore di emettitore

(amplificatore a collettore comune), non tenendo conto del parallelo $R1//R2$, è molto più grande di quella dell'amplificatore ad emettitore comune, che è circa pari ad h_{ie} , e che il guadagno di tensione A_{vc} è molto vicino all'unità.

Se, per es., $h_{fe} = 100$, $h_{ie} = 2000 \Omega$ ed $R_p = 1 k\Omega$,

$R_{ic} = 100 + 101 * 1000 = 101,1 k\Omega$ ed $A_{vc} = 1 - 2/101,1 = 0,98$.

$R_{ic}' = R_{ic} // R1 // R2$ è la resistenza d'ingresso effettiva, calcolata tenendo conto del parallelo dei resistori del partitore di base.

Pertanto l'inseguitore di emettitore amplifica soltanto in corrente ($A_i = I_e/I_b = 1 + h_{fe}$) e svolge la funzione di circuito adattatore (traslatore) di impedenza tra un generatore di segnale con elevata impedenza interna ed un carico a bassa impedenza.

Il guadagno effettivo $A_{vc}' = V_u/V_s$ dell'amplificatore controeazionato, calcolato tenendo conto della resistenza interna R_s del generatore, è dato dall'espressione:

$$A_{vc}' = V_u/V_s = (V_u/V_i)(V_i/V_s) = A_{vc} R_{ic}' / (R_{ic}' + R_s),$$

dove $R_{ic}' = R_{ic} // R1 // R2$.

3) Amplificatore a transistor bipolare ad emettitore comune controeazionato tra collettore e base

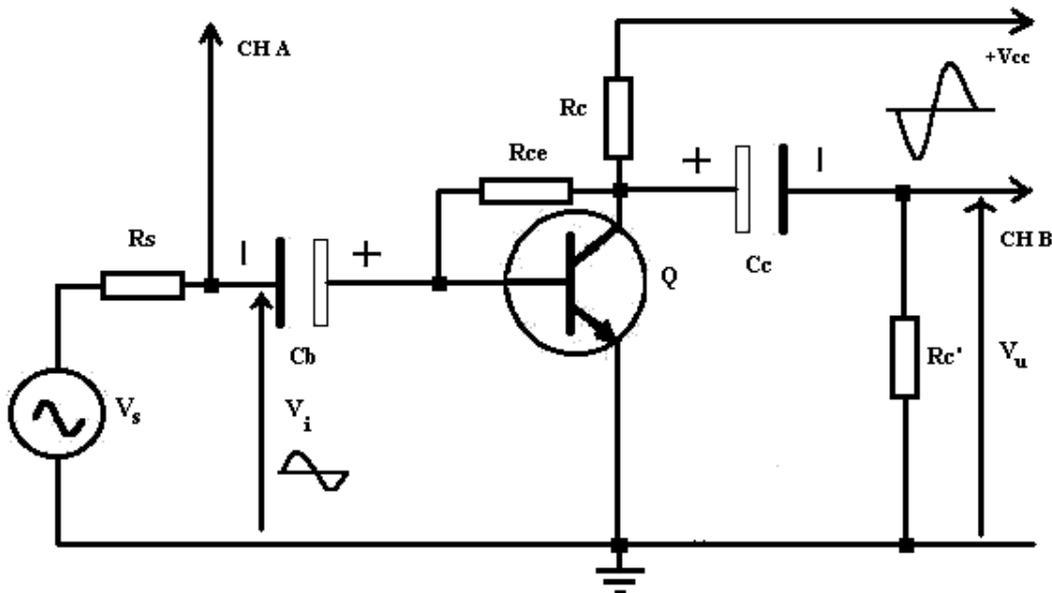


fig. 15

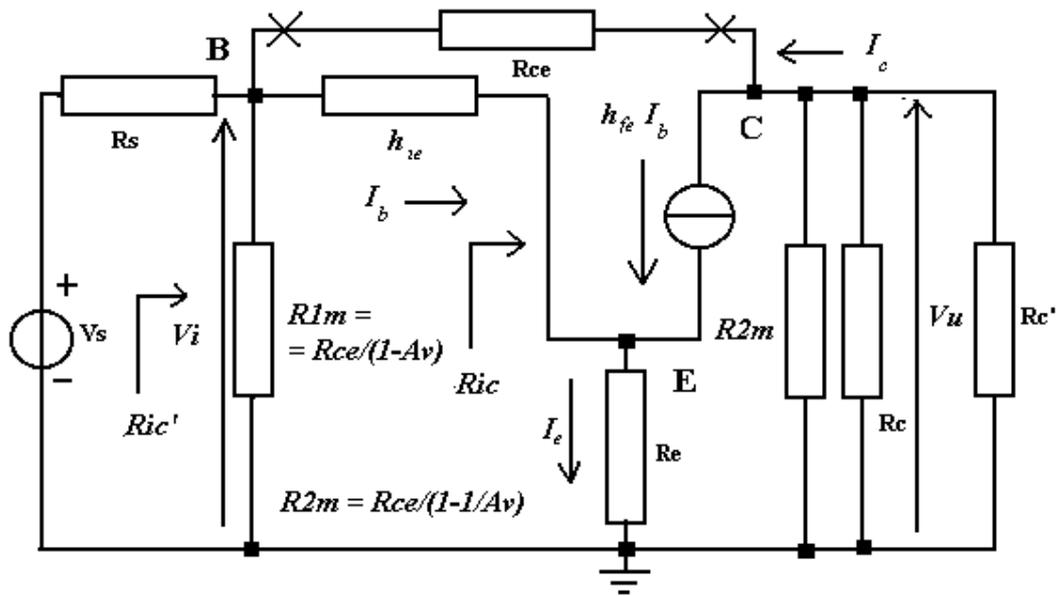


fig. 16

In questo circuito viene utilizzata la controeazione di tensione-parallelo, in quanto ,attraverso la resistenza R_{ce} posta tra collettore e base, viene applicata in parallelo,tra base e massa, una parte del segnale d'uscita ,che è in opposizione di fase con il segnale dovuto al generatore V_s , il che implica una maggiore erogazione di corrente da parte di V_s ed una minore resistenza d'ingresso R_{ic}' rispetto a

$R_i \sim h_{ie}$,resistenza d'ingresso in assenza di controeazione.

Questo risultato può essere dimostrato sostituendo,in base al teorema di Miller, il resistore di controeazione R_{ce} con i resistori

$R_{1m} = R_{ce}/(1 - A_{vc})$ ed $R_{2m} = R_{ce}/(1 - 1/A_{vc}) \sim R_{ce}$, dove A_{vc} è il guadagno di tensione tra collettore e base ,che si suppone abbastanza grande da poter ritenere trascurabile $1/A_v$ rispetto all'unità, e considerare come resistore di carico complessivo tra collettore e massa il parallelo $R_c//R_c'//R_{ce} \sim 4,89 \text{ k}\Omega$.

Con questa semplificazione si ottiene $A_{vc} = V_u/V_i = - h_{fe}(R_c//R_c'//R_{ce})/ h_{ie}$.

Se , per es.: $R_s = 1 \text{ k}\Omega$, $R_{ce} = 220 \text{ k}\Omega$, $R_c = R_c' = 10 \text{ k}\Omega$, $h_{fe} = 100$ ed $h_{ie} = 1 \text{ k}\Omega$, si ottiene:

$$A_{vc} = V_u/V_i = - 100 * 4,89/ 1 = - 489;$$

$$R_{1m} = R_{ce}/(1 - A_{vc}) = 220/(1 -(-489)) \sim 448,98 \Omega ;$$

$$R_{2m} = R_{ce}/(1 - 1/A_{vc}) = 220/(1 - (- 1/489)) = 219,55 \text{ k}\Omega.$$

La resistenza d'ingresso si riduce da $R_{ic} = h_{ie} = 1 \text{ k}\Omega$ a $R_{ic}' = R_{ic}/R_{1m} = 1000*448,98/1448,98 = 309,85 \Omega$.

Il guadagno di tensione effettivo $A_{vc}' = V_u/V_s$ dell'amplificatore controeazionato , calcolato tenendo conto di R_s , è dato da: $A_{vc}' = (V_u/V_i) (V_i/V_s) = A_{vc} (V_i/V_s) =$

$$= Avc Ric'/(Ric' + Rs) = (-100) (309,85)/(309,85 + 1000) = - 23,65 .$$

Principi di regolazione

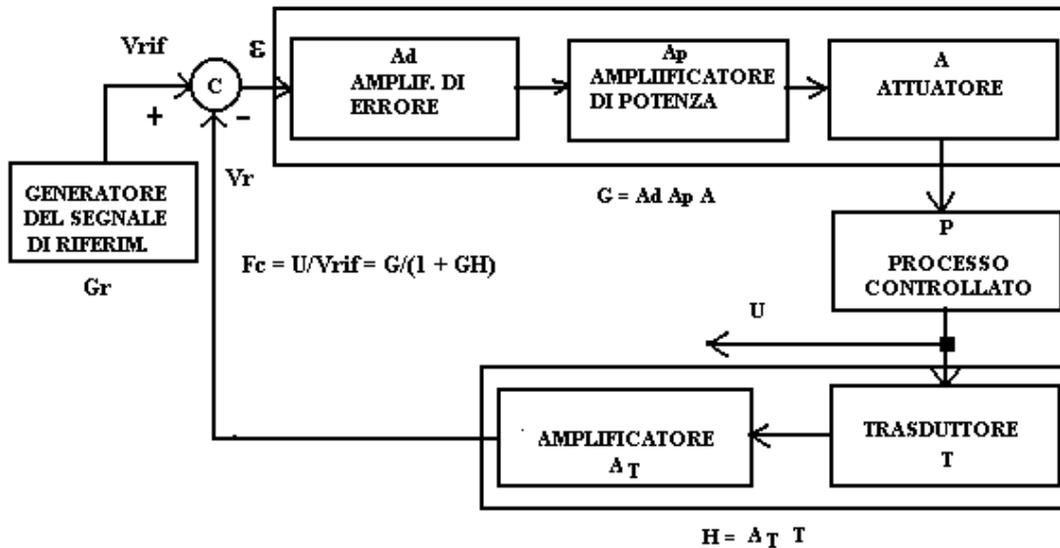


fig. 17

La fig. 17 mostra lo schema a blocchi generale di un sistema di controllo utilizzato per mantenere costante una grandezza fisica (temperatura, tensione, pressione, velocità) in un processo industriale, oppure in una qualsiasi applicazione domestica delle tecniche di regolazione automatica (controlli di temperatura e di umidità in impianti di climatizzazione, controlli di velocità di motori negli elettrodomestici).

Tutti i sistemi di controllo si basano sull'impiego della controreazione: infatti, il segnale elettrico fornito dal trasduttore T (per es.: termocoppia, ponte piezoristivo, dinamo tachimetrica, ecc. ..) della grandezza fisica U, che deve essere regolata automaticamente intorno al valore richiesto dall'utente, viene applicato al nodo di confronto C (sottrattore), dopo essere stato amplificato dal blocco At.

Il nodo C, al quale viene applicata la tensione di riferimento V_{rif} , fornita dal blocco Gr e corrispondente al valore di U impostato dall'utente, fornisce la tensione di errore ϵ (tensione differenza) al blocco Ad, la cui tensione d'uscita controlla la potenza erogata dal blocco Ap all'attuatore At (per es.: elemento riscaldante o refrigerante, elettrovalvola, motore in c.c., ecc. ..), che modifica il processo in modo tale da regolare automaticamente la grandezza U al valore impostato con V_{rif} , anche in presenza di disturbi tendenti a modificare il processo (per. es.: variazioni della temperatura esterna rispetto a quella del locale in cui è posto il climatizzatore, variazioni di pressione in una condotta di alimentazione,

variazioni del carico meccanico applicato ad un motore , ecc. ..).

In particolare, qualora si verifichi un aumento (o una diminuzione) del valore della grandezza fisica regolata , il segnale di errore ,essendo V_{rif} costante,diminuisce (o aumenta) in modo da determinare una variazione di U di segno opposto e di ampiezza tale da riportare il sistema nella condizione di regime.

Tutti i sistemi di controllo realizzati per mantenere costante il valore di una grandezza fisica , si definiscono regolatori (regolatori di temperatura, pressione ,velocità ,tensione , ecc ..).

Invece, se l'ingresso del sistema è un segnale elettrico variabile con una determinata legge (in particolare, segnali a rampa e a gradino), si parla di sistema asservito o asservimento, in quanto l'attuatore è, per es., un servomotore che converte le variazioni del segnale d'ingresso in variazioni di velocità o di posizione.

TRANSISTOR UNIPOLARI

A differenza del transistor bipolare, in cui alla corrente contribuiscono sia i portatori maggioritari che quelli minoritari, nei transistor unipolari la corrente è costituita esclusivamente dai portatori maggioritari.

I transistor unipolari sono dispositivi ad effetto di campo. Infatti in essi la corrente è controllata da un campo elettrico applicato in direzione perpendicolare al moto dei portatori maggioritari, e quindi dalla tensione che produce il suddetto campo.

Mentre nel transistor bipolare, dispositivo pilotato in corrente, la resistenza del circuito d'uscita e la relativa corrente sono modulate dalla corrente d'ingresso, nei transistor unipolari, dispositivi pilotati in tensione, in modo analogo a quanto si verifica nei tubi a vuoto (tubi elettronici o valvole termoioniche), la resistenza e la corrente del circuito d'uscita sono modulate dalla tensione d'ingresso (tensione di gate).

Esistono due tipi di transistor unipolari: il transistor ad effetto di campo a giunzione (JFET : Junction Field Effect Transistor) ed il transistor ad effetto di campo a gate isolato (MOSFET: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)

IL TRANSISTOR JFET

La teoria del JFET fu pubblicata da Shockley nel 1952, riprendendo le ricerche da lui stesso effettuate sin dal 1939, sui dispositivi ad effetto di campo, e che incidentalmente lo portarono assieme a Brattain ed a Bardeen ad inventare nel 1948 il transistor bipolare. I primi esemplari di laboratorio del transistor JFET al silicio furono realizzati negli anni immediatamente successivi, ma la tecnologia di raffinazione del silicio non era stata ancora perfezionata a tal punto da consentire la produzione industriale dei dispositivi ad effetto di campo a costi competitivi rispetto a quelli dei transistor al germanio. Tuttavia, a partire dai primi anni '60, la tecnologia dei dispositivi al silicio, ed in particolare le nascenti tecnologie microelettroniche che resero possibile la commercializzazione dei primi circuiti integrati (che si non si possono realizzare con il germanio), a poco a poco soppiantarono la tecnologia dei dispositivi al germanio, e conseguentemente fu possibile produrre industrialmente i primi JFET e subito dopo i primi MOSFET.

Esistono due tipi di JFET, il JFET a canale n, nel quale i portatori maggioritari sono elettroni, ed il JFET a canale p, nel quale i portatori maggioritari sono buche. I relativi simboli circuitali sono mostrati nelle figg. 1 e 2, che si riferiscono rispettivamente al JFET a canale n ed a quello a

canale p, mentre le relative strutture fisiche semplificate, che fanno riferimento al dispositivo originariamente realizzato da Shockley, sono rappresentate nelle fig. 3,4.

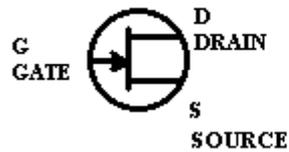


fig. 1

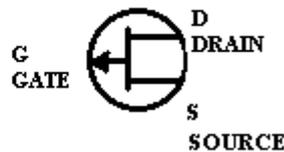


fig. 2

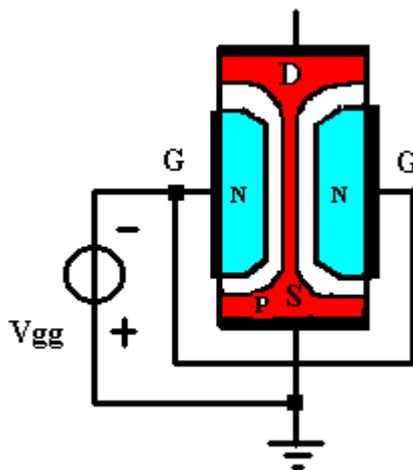


fig. 3

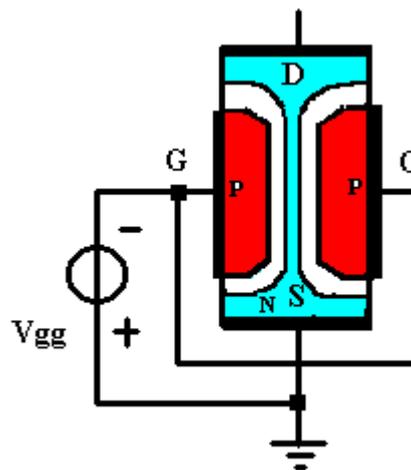


fig. 4

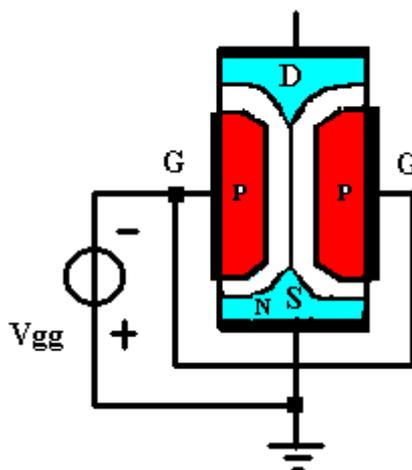


fig. 5

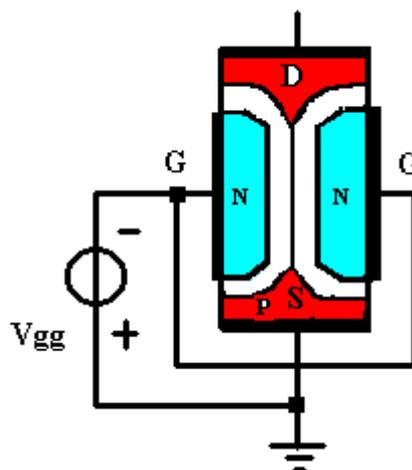


fig. 6

Nelle fig. 3 e 4 entrambe le giunzioni p-n sono polarizzate inversamente dalla tensione V_{gg} , mentre al drain, che è l'elettrodo d'uscita, non è

applicata alcuna tensione di polarizzazione (drain isolato).

In queste condizioni, al crescere della tensione di polarizzazione inversa, aumenta lo spessore dello strato di svuotamento (zona di carica spaziale o depletion layer), che non contiene cariche mobili, ma soltanto ioni donatori ed accettori fissi; di conseguenza la resistenza ohmica del canale (n o p) aumenta al crescere di V_{gg} fino al raggiungimento della condizione di restringimento (pinch off del canale), per $V_{gg} = V_p$ (figg. 5,6).

In pratica il suddetto comportamento si manifesta anche quando si applicano piccole tensioni continue (V_{ds}) tra drain e source, rispettivamente positive per un JFET a canale n e negative per un JFET a canale p, e tali da non determinare il pinch off del canale.

Pertanto, per piccoli valori di V_{ds} , il transistor JFET lavora nella zona

ohmica delle caratteristiche d'uscita (fig. 10) e si comporta come un resistore il cui valore R_{dson} dipende dalla tensione di polarizzazione inversa V_{gs} , : $R_{dson} = R_{dson}(0) / (1 - K |V_{gs}|)$, dove K è una costante che dipende dalle caratteristiche del JFET ed $R_{dson}(0)$ è la resistenza che si misura con il source ed il gate in cortocircuito ($V_{gs} = 0$).

Le figg. 7,8 mostrano l'effetto dell'aumento di V_{ds} sul restringimento del canale. Si osserva che, a causa della caduta di tensione crescente dal source al drain, dovuta alla corrente di drain, al campo elettrico trasversale determinato da V_{gs} , si aggiunge il campo elettrico longitudinale determinato da V_{ds} ; pertanto il restringimento del canale non è uniforme, in quanto è determinato dal campo elettrico risultante, che varia procedendo dal source al drain.

Le caratteristiche d'uscita (fig. 10) evidenziano questo comportamento: infatti si nota che la condizione di pinch off corrisponde ai tratti pianeggianti delle caratteristiche, in corrispondenza dei quali al crescere di V_{ds} , lo spessore del canale non varia e la corrente di drain I_d (o I_{ds}) rimane costante, purchè la tensione V_{ds} non sia così elevata da uguagliare la tensione di breakdown (rottura delle giunzioni per effetto valanga).

Si osserva inoltre che per $V_{gs} = 0$ la condizione di pinch off si ottiene per una V_{ds} maggiore di quelle relative alle caratteristiche per $V_{gs} < 0$, in quanto, per effetto della somma vettoriale dei due campi elettrici, per tutte le caratteristiche, la somma dei valori assoluti di V_{gs} e V_{ds} , che determina la condizione di pinch off, si mantiene costante e pari a $|V_p|$:

$$|V_{gs}| + |V_{ds}| = |V_p|.$$

La fig. 9 mostra la struttura di un JFET planare epitassiale a canale n.

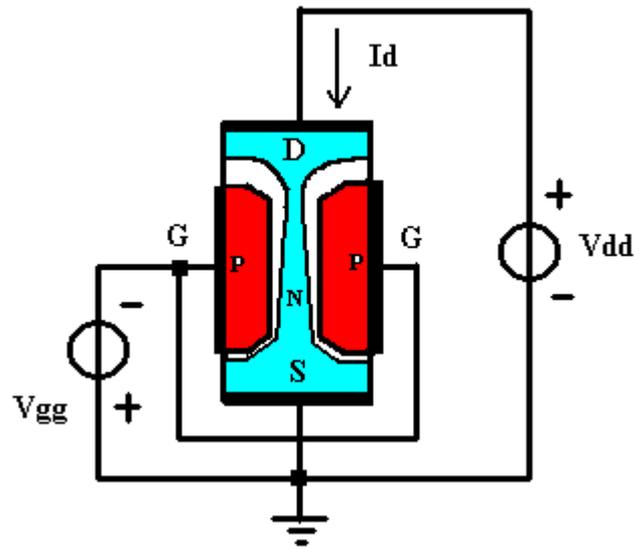


fig. 7

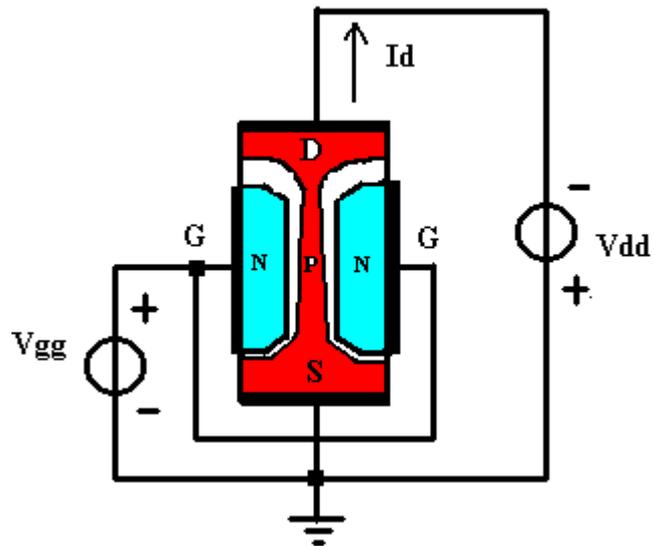


fig. 8

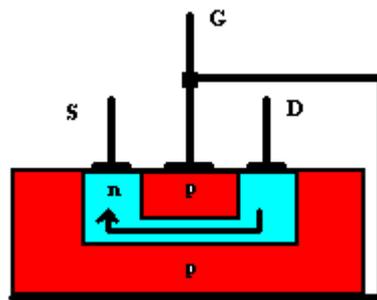


fig. 9

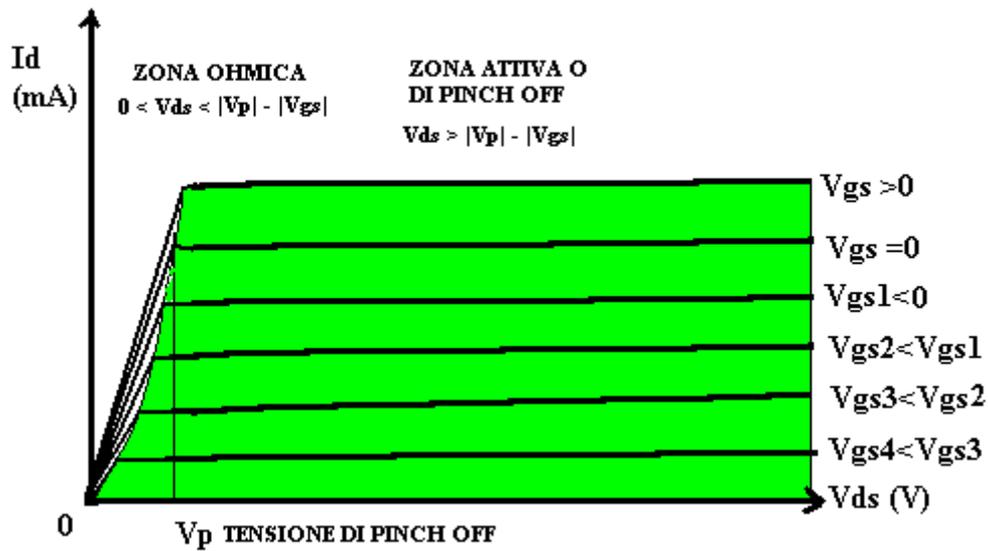


fig. 10

La fig. 11 mostra lo schema del circuito di misura per la visualizzazione (rilievo dinamico) delle caratteristiche d'uscita .

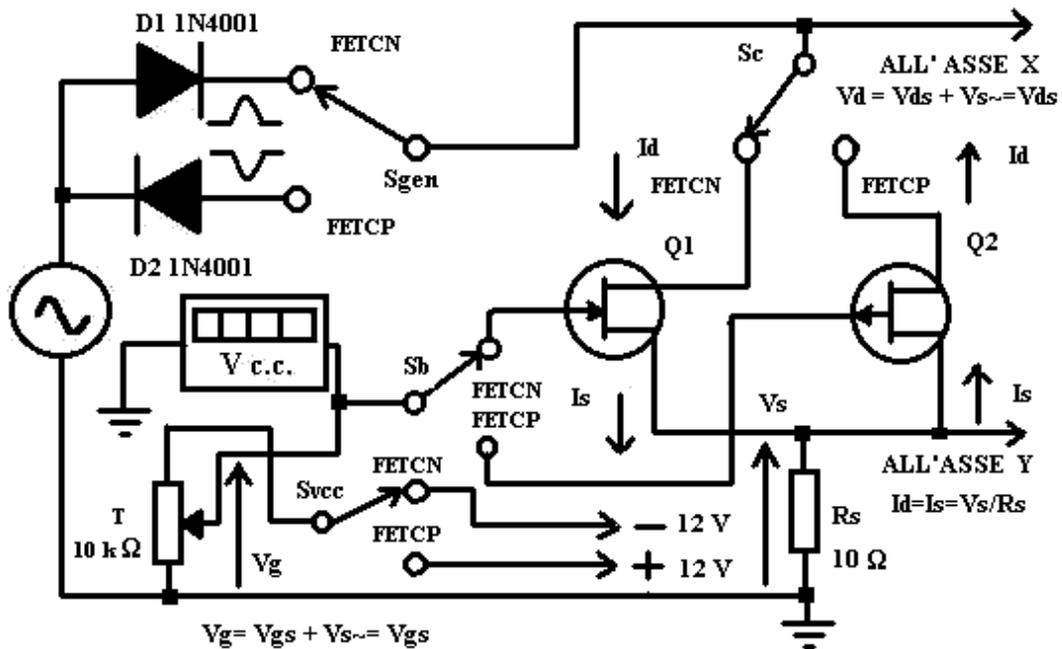


fig. 11

La fig. 12 mostra la curva caratteristica mutua o di trasferimento ,detta anche transcaratteristica, di un JFET nella zona di pinch off (zona a corrente costante), rappresentabile con l'equazione:

$$I_{ds} = I_{dss} (1 - V_{gs}/V_p)^2,$$

dove V_p è la tensione di pinch off e I_{dss} è l'intensità di corrente di drain con $V_{gs} = 0$ (cortocircuito tra gate e source).

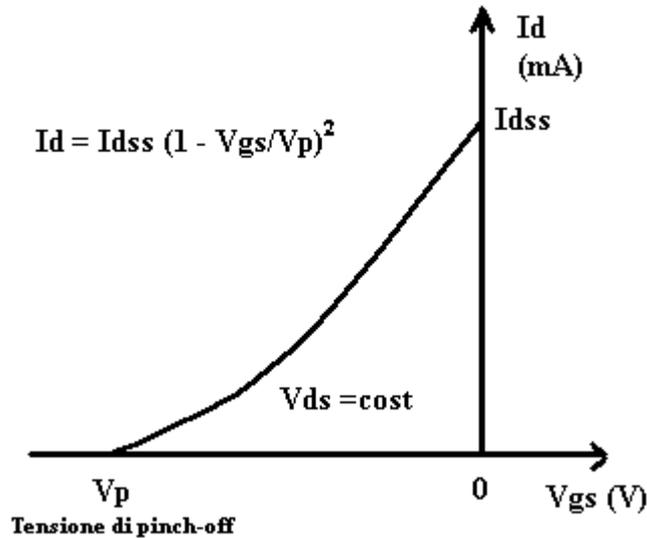


fig. 12

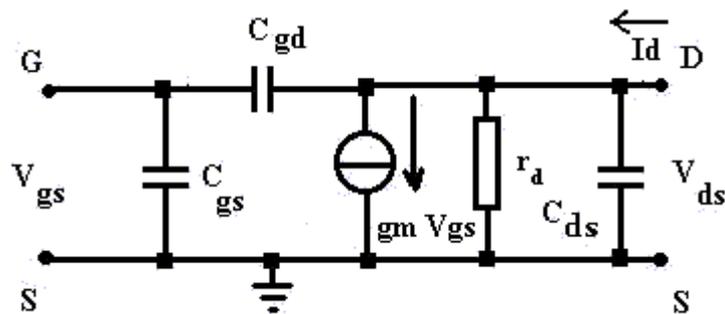


fig. 13

Circuito equivalente del transistor JFET per piccoli segnali

Il transistor JFET si comporta come un generatore reale di corrente $g_m V_{gs}$, controllato da V_{gs} ed avente una resistenza-parallelo incrementale $r_d = \Delta V_{ds} / \Delta I_d$, per V_{gs} costante (r_d : da 100 k Ω a qualche M Ω a seconda del tipo di transistor).

Il parametro g_m è la conduttanza mutua incrementale (o transconduttanza) per piccoli segnali, definita dal rapporto $\Delta I_d / \Delta V_{gs}$ per V_{ds} costante, e si ottiene derivando rispetto a V_{gs} l'equazione $I_{ds} =$

$I_{dss} (1 - V_{gs}/V_p)^2$, che rappresenta la caratteristica mutua del JFET.

$$g_m = d (I_{dss} (1 - V_{gs}/V_p)^2 / dV_{gs} = -2 I_{dss} / V_p (1 - V_{gs}/V_p) =$$

$= g_{mo} (1 - V_{gs}/V_p)$, dove $g_{mo} = -2 I_{dss}/V_p$ è la conduttanza mutua per $V_{gs} = 0$, ed è positiva ,essendo opposti i segni di I_{dss} e V_p .

I parametri C_{gs} , C_{ds} e C_{gd} rappresentano rispettivamente la capacità tra gate e source (1 .. 10 pF) , la capacità del canale tra drain e source (0,1 .. 1pF) e la capacità tra gate e drain (1 .. 10 pF).

I data sheets dei transistor forniscono per ogni dispositivo i seguenti parametri:

- $V_{ds\ max}$: Tensione massima tra drain e source;
- $I_{d\ max}$: Corrente massima di drain;
- $T_{j\ max}$: Temperatura massima di giunzione;
- $P\ max$: Potenza massima dissipabile dal dispositivo;
- V_p : Tensione di pinch off (di restringimento del canale);
- I_{dss} : Corrente di drain nella zona di pinch off (attiva, a corrente costante) per $V_{gs} = 0$;
- g_{mo} : Transconduttanza (conduttanza mutua) per $V_{gs} = 0$ (0,1 .. 10 mA/V);
- $R_{ds(ON)}$: Resistenza tra drain e source V_{ds}/I_{ds} nella zona ohmica (1 Ω .. 5 K Ω) , relativa al funzionamento del JFET come interruttore.

ESEMPIO APPLICATIVO

Esempio di progetto di un amplificatore monostadio a JFET per bassa frequenza, a source comune, da utilizzare come stadio preamplificatore per un amplificatore di potenza con resistenza d'ingresso $R_i = R_c' = 10 \text{ k}\Omega$

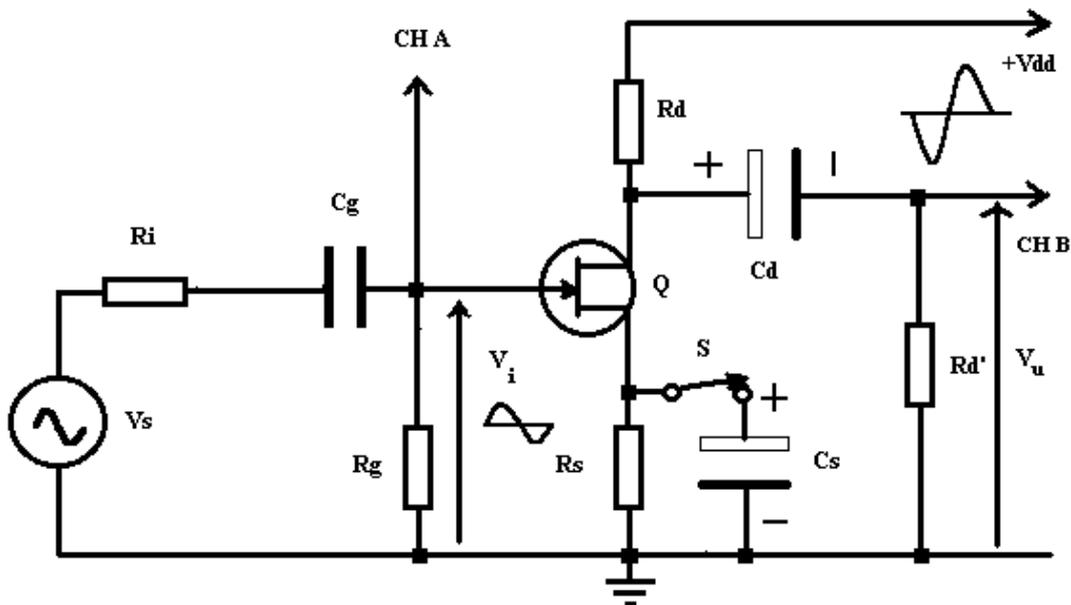


fig. 14

Specifiche di progetto

- 7) Tensione di alimentazione: 12 V;
- 8) Resistore di carico $R_d' = 10 \text{ k}\Omega$;
- 9) Intensità di corrente di drain I_d nel punto di lavoro (punto di funzionamento a riposo, cioè in assenza di segnale d'ingresso)
 $I_d = 0,5 \text{ mA}$;
- 10) Frequenza di taglio inferiore f_i a -3 dB : 15 Hz;
- 11) Guadagno di tensione $A_v = V_u/V_s = -8$;

Dati disponibili

JFET tipo BF245 (a canale n)

V_p (tensione di pinch off) = -2,2 V
 I_{dss} (I_{ds} per $V_{gs} = 0$) = 7 mA
 R_i (resistenza interna del generatore di segnale) = 3 k Ω .

Dimensionamento del resistore R_s del circuito di autopolarizzazione

Dall'equazione della caratteristica mutua $I_{dss} (1 - V_{gs}/V_p)^2$ si ottiene: $I_d = I_{dss}(1 + V_{gs}^2/V_p^2 - 2 V_{gs}/V_p)$;

$$I_d V_p^2 = I_{dss} V_p^2 + I_{dss} V_{gs}^2 - 2 V_{gs} V_p I_{dss};$$

$$I_{dss} V_{gs}^2 - 2 V_p I_{dss} V_{gs} + V_p^2 (I_{dss} - I_d) = 0;$$

$$V_{gs} = (V_p I_{dss} \pm \sqrt{V_p^2 I_{dss}^2 - V_p^2 I_{dss}^2 + I_d I_{dss} V_p^2}) / I_{dss} =$$

$$= V_p \pm V_p \sqrt{I_d/I_{dss}} = V_p (1 \pm \sqrt{I_d/I_{dss}}) = -2,2 (1 \pm \sqrt{0,5/7}) =$$

$$= -2,2(1 \pm 0,267); \quad V_{gs1} = -2,787 \text{ V} ; V_{gs2} = -1,612 \text{ V};$$

La soluzione V_{gs1} non è accettabile, essendo minore della tensione $V_p = -2,2\text{V}$.

Pertanto V_{gs} deve essere pari a $-1,612 \text{ V}$.

In assenza del segnale d'ingresso V_i (funzionamento a riposo), il gate G si trova a potenziale nullo, essendo trascurabile la caduta di tensione ai capi di R_g , dovuta alla corrente inversa di saturazione I_g della giunzione p-n gate-source, polarizzata inversamente dalla caduta di tensione ai capi di R_s .

La polarizzazione inversa $V_{gs} = -1,612 \text{ V}$ si ottiene scegliendo per R_g un valore molto grande (1 M Ω), per non fare erogare al generatore V_i una corrente tale da determinare una sensibile caduta di tensione ai capi di R_i , e scegliendo $R_s = -V_{gs}/I_d = -(-1,612)/0,5 = 3,22 \text{ k}\Omega$

(Valore commerciale $R_s = 3,3 \text{ k}\Omega$).

Per dimensionare il resistore di carico R_d , bisogna ricavare l'espressione del guadagno di tensione $A_v = V_u/V_i$ alle frequenze di centro banda, utilizzando il circuito equivalente di fig. 15, valido alle basse frequenze, con i condensatori C_g , C_s e C_d considerati come cortocircuiti.

Osservando che il generatore reale di corrente del circuito equivalente del JFET (fig. 13) è stato sostituito con un generatore ideale, in quanto è stato trascurato, in prima approssimazione, l'effetto della resistenza parallela (incrementale) di drain, $r_d \approx 1 \text{ M}\Omega$, rispetto al carico complessivo di drain $R_d//R_d'$, dell'ordine di alcuni k Ω , si ottiene:

$$V_u = -g_m V_{gs} (R_d//R_d'); \quad V_{gs} = V_s R_g/(R_g + R_i) \approx V_s ;$$

$$A_v = - V_u / V_s = - g_m (R_d // R_d') = - g_m R_d * R_d' / (R_d + R_d');$$

$$g_{m0} = - 2 I_{dss} / V_p = - 2 * 7 / (-2,2) = 6,363 \text{ mA/V};$$

$$g_m = g_{m0} (1 - V_{gs} / V_p) = 6,363 (1 - (-1,612 / -2,2)) = 6,363 (1 - 0,733) \approx 1,7 \text{ mA/V};$$

$$R_d // R_d' = - A_v / g_m = -(-8) / 1,7 = 4,7 \text{ k}\Omega.$$

$$R_d // R_d' = 4,7 = R_d R_d' / (R_d + R_d'); \quad 4,7 R_d + 4,7 R_d' = R_d R_d';$$

$$R_d (R_d' - 4,7) = 4,7 R_d'; \quad R_d = 4,7 R_d' / (R_d' - 4,7) = 4,7 * 10 / (10 - 4,7) \approx 8,868 \text{ k}\Omega \text{ (Valore commerciale } R_d = 8,2 \text{ k}\Omega).$$

Il punto di lavoro, come nel caso del transistor bipolare, si trova all'intersezione tra la caratteristica d'uscita corrispondente a $V_{gs} = -1,612 \text{ V}$ e la retta di carico statica, la cui equazione si ottiene applicando la II legge di Kirchhoff alla maglia d'uscita:

$V_{dd} = V_{ds} + R_d I_d + R_s (I_d + I_g) \approx V_{ds} + R_d I_d + R_s I_d$, avendo trascurato I_g (qualche nA) rispetto a I_d .

$$V_{ds} = V_{dd} - (R_d + R_s) I_d = 12 - (8,2 + 3,3) * 0,5 = 12 - 5,75 = 6,25 \text{ V}.$$

Punto di lavoro: $V_{ds} = 6,25 \text{ V}$, $I_d = 0,5 \text{ mA}$, $V_{gs} = -1,612 \text{ V}$.

Risposta dell'amplificatore alle basse frequenze

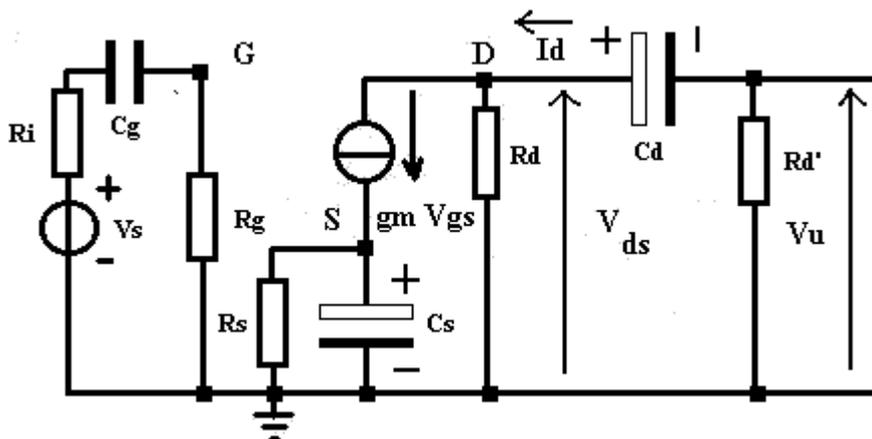


fig. 15

il metodo è analogo a quello utilizzato per l'amplificatore a transistor

bipolare, con la differenza che, in questo caso, le capacità non sono interagenti.

Considerando il circuito equivalente di fig. 15, si nota che le tre capacità non interagiscono, in quanto l'impedenza vista da ciascuna di esse, con il generatore V_i cortocircuitato ed il generatore ideale $g_m V_{gs}$ interrotto, non dipende dalle altre due.

Per il dimensionamento delle capacità bisogna considerare semplicemente la resistenza vista da ciascuna capacità con il generatore V_i in cortocircuito, ed assumere che la costante di tempo associata alla resistenza più piccola sia molto minore delle altre due costanti di tempo, al fine di non impiegare capacità molto grandi (e quindi più costose).

Operando in tal modo si ottiene:

$$R_{C_g} \text{ (resistenza ai capi di } C_g) = R_i + R_g = 3 \text{ k}\Omega + 1000 \text{ k}\Omega = 1003 \text{ k}\Omega ;$$

$$R_{C_d} \text{ (resistenza ai capi di } C_d) = R_d + R_d' = 8,2 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega = 18,2 \text{ k}\Omega ;$$

$$R_{C_s} \text{ (resistenza ai capi di } C_s) = R_s // R_{us} \text{ ,dove } R_{us} \text{ è la resistenza d'uscita tra source e massa con il resistore } R_s \text{ disinserito .}$$

Immaginando di cortocircuitare V_i , con R_s disinserito, di applicare un generatore di segnale V_e tra source e massa, e di misurare la corrente I_e da esso erogata, si ottiene:

$$V_{gs} = V_e;$$

$$R_{us} = V_e / I_e = V_e / (g_m V_{gs}) = 1 / g_m = 1 / (1,7 \text{ mA/V}) \approx 0,588 \text{ k}\Omega.$$

$$R_{C_s} = R_s // R_{us} = R_s R_{us} / (R_s + R_{us}) = 3,3 * 0,588 / (3,3 + 0,588) \approx 0,5 \text{ k}\Omega$$

(la resistenza minore è associata alla capacità C_s).

$$\text{Si sceglie } \tau_s = 0,1 \text{ } \tau_g = 0,1 \text{ } \tau_d ; \text{ pertanto } \tau_g = \tau_d = 10 \tau_s ;$$

Poiché le capacità non sono interagenti, si applica la formula:

$$\omega_i^2 = 1/\tau_s^2 + 1/\tau_g^2 + 1/\tau_d^2 = 1/\tau_s^2 + 1/(100\tau_s^2) + 1/(100\tau_s^2) \approx 1/\tau_s^2$$

$$\omega_i \text{ (pulsazione di taglio inferiore a } -3 \text{ dB)} = 2\pi f_i \approx 6,28 * 15 = 94,2 \text{ rad/s.}$$

$$\omega_i = 1/\tau_s = 1/(R_{C_s} C_s) ; \quad C_s = 1/(R_{C_s} \omega_i) = 1/(500 * 94,2) = 2,12 \text{ E-5 F} = 21,2 \text{ }\mu\text{F (valore commerciale } 22 \text{ }\mu\text{F).}$$

$$R_{C_d} C_d = \tau_d = 10 \tau_s = 10/\omega_i ; \quad C_d = 10/(\omega_i R_{C_d}) = 10/(94,2 * 18200) \approx 5,9 \text{ E-6 F} = 5,9 \text{ }\mu\text{F (valore commerciale } 6,8 \text{ }\mu\text{F):}$$

$$R_{C_g} C_g = \tau_g = 10 \tau_s = 10/\omega_i ; \quad C_g = 10/(\omega_i R_{C_g}) = 10/(94,2 * 10^6) \approx 1,06 \text{ E-7 F} = 0,106 \text{ }\mu\text{F (valore commerciale } 100 \text{ nF).}$$

Lo studio della risposta in alta frequenza si effettua in base al circuito equivalente di fig. 13, con un procedimento analogo a quello adottato per

l'amplificatore a transistor bipolare.

AMPLIFICATORE A DRAIN COMUNE
(INSEGUITORE DI SOURCE – SOURCE FOLLOWER)

Schema circuitale

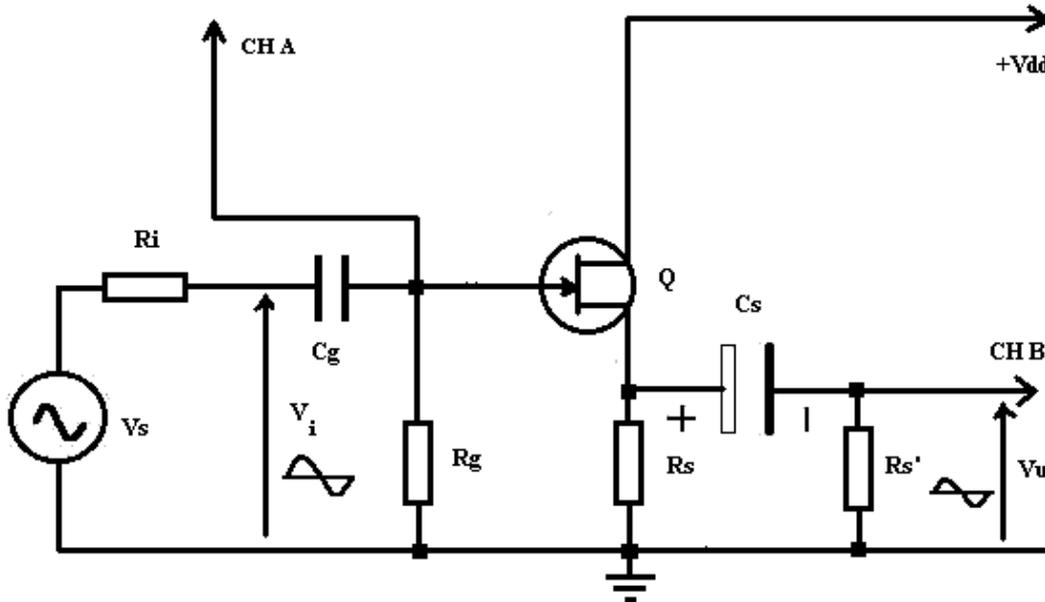


fig. 16

Tensione di alimentazione: $V_{dd} = +12\text{ V}$

ELENCO COMPONENTI

Q : JFET BF245

Cs : condensatore elettrolitico da $47\ \mu\text{F} - 16\text{ V}$

Cg: condensatore in poliestere da $100\ \text{nF}$

Ri : resistenza interna del generatore Vs

Rs: resistore da $3,3\ \text{k}\Omega - 0,25\ \text{W}$

Rs': " " $10\ \text{k}\Omega -$ " " (carico)

Rg: " " $1\ \text{M}\Omega -$ " "

Guadagno alle frequenze di centro banda :

$$A_v = V_u/V_i = g_m R_p / (1 + g_m R_p) \approx 1, \quad \text{dove } R_p = R_s // R_s' // r_d;$$

Guadagno effettivo alle frequenze di centro banda ,calcolato tenendo

Conto della resistenza interna Ri del generatore Vs :

$$A_{vs} = V_u/V_s = (V_u/V_i)(V_i/V_s) = A_v R_g / (R_i + R_g) ;$$

Resistenza d'ingresso $R_i' = V_i/I_i = R_g;$

$$\text{Resistenza d'uscita vista dal carico } R_s': R_u = (1/g_m) // r_d // R_s;$$

L'inseguitore di source è un amplificatore non invertente, analogo all'inseguitore di emettitore, ed è caratterizzato da un guadagno di tensione positivo e molto vicino all'unità ($0,9 \dots 0,98$), da un'impedenza d'ingresso molto elevata ($1 \text{ M}\Omega$) e da un'impedenza d'uscita molto bassa ($50 \Omega \dots 100 \Omega$).

Amplifica in corrente, e si utilizza come stadio buffer per effettuare l'adattamento di impedenza tra un generatore con elevata impedenza interna ad un carico con bassa impedenza.

AMPLIFICATORE A GATE COMUNE

Schema circuitale

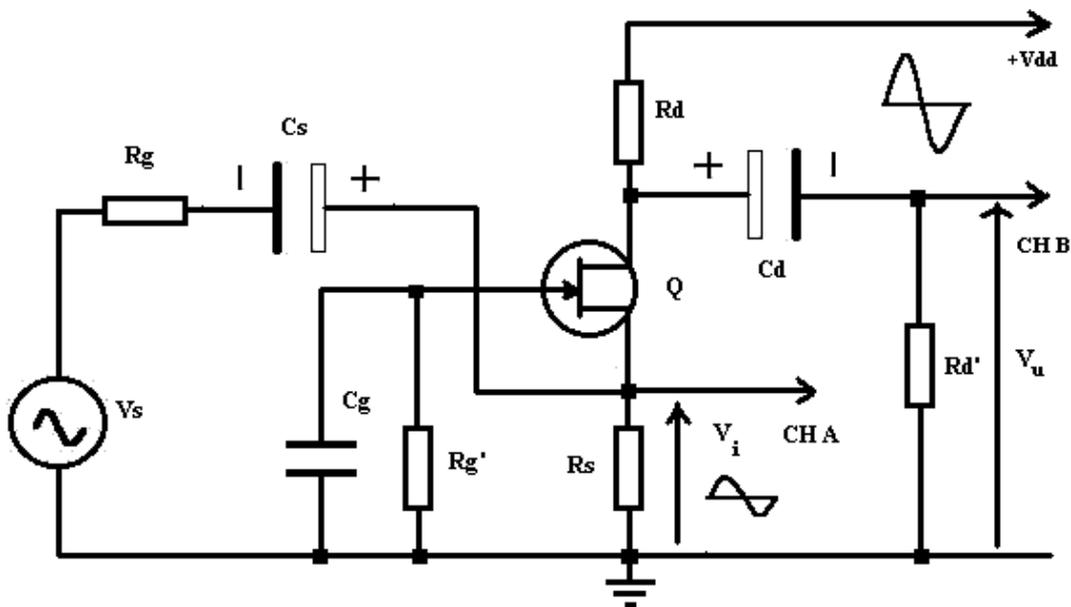


fig. 17

Tensione di alimentazione: $V_{dd} = +12 \text{ V}$

ELENCO COMPONENTI

Q : JFET BF245

Cs, Cd : condensatori elettrolitici da $47 \mu\text{F} - 16 \text{ V}$

Cg: condensatore in poliestere da 100 nF

Rg : resistenza interna del generatore Vs

Rs: resistore da $3,3 \text{ k}\Omega - 0,25 \text{ W}$

Rd: " " $10 \text{ k}\Omega -$ " "

Rd' " " " " " " (carico)

Rg': " " $1 \text{ M}\Omega -$ " "

Guadagno alle frequenze di centro banda :

$$A_v = V_u/V_i \approx g_m R_p, \quad \text{dove } R_p = R_d // R_d' // r_d;$$

Resistenza d'ingresso:

$$R_i = V_s/I_s = [(r_d + R_d // R_d') / (1 + g_m r_d)] // R_s$$

Guadagno effettivo alle frequenze di centrobanda ,calcolato tenendo conto della resistenza interna R_g del generatore V_s :

$$A_{vs} = V_u/V_s = (V_u/V_i)(V_i/V_s) = A_v R_g / (R_i + R_g) ;$$

$$\text{Resistenza d'uscita vista dal carico } R_d': \quad R_u = r_d + (1 + g_m r_d) (R_s // R_g') ;$$

L'amplificatore a gate comune (collegato dinamicamente a massa attraverso C_g) è un amplificatore non invertente caratterizzato da un guadagno di tensione positivo, di valore circa uguale , a parità di carico, a quello di uno stadio a source comune, da un'impedenza d'ingresso molto bassa e da un'impedenza d'uscita molto grande.

L'amplificatore a gate comune è utilizzato in poche applicazioni: come preamplificatore ad alta frequenza nei sintonizzatori radio FM e TV grazie alla maggiore larghezza di banda rispetto allo stadio a source comune ed in qualche caso come generatore di corrente costante , grazie alla sua elevatissima impedenza d'uscita.

IL TRANSISTOR MOSFET

Il transistor MOSFET (Metal Oxide Semiconductor FieldEffect Transistor) è un dispositivo a semiconduttore a tre terminali, nel quale la corrente è costituita unicamente da portatori maggioritari (transistor unipolare), mentre nel BJT (transistor bipolare) la corrente è costituita da entrambi i tipi di portatori.

Il transistor MOSFET, che deriva tecnologicamente dal transistor JFET (Junction Field Effect Transistor), differisce dal BJT in quanto la corrente è controllata da una tensione e quindi da un campo elettrico, da cui il nome di transistor ad effetto di campo.

Il MOSFET è funzionalmente analogo al tubo a vuoto (valvola termoionica): infatti, mentre il BJT è un dispositivo pilotato in corrente e si comporta come amplificatore di corrente, il MOSFET, come il tubo a vuoto, è invece un dispositivo pilotato in tensione, cioè le variazioni della corrente d'uscita sono proporzionali alle variazioni della tensione d'ingresso.



fig. 1



fig. 2

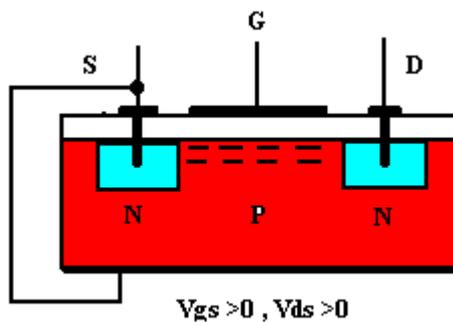


fig.3

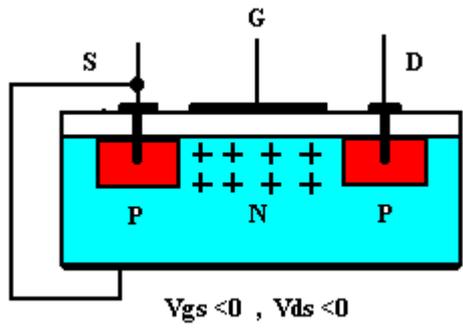


fig.4

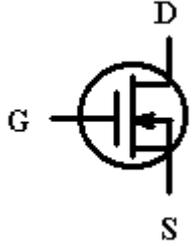


fig. 5

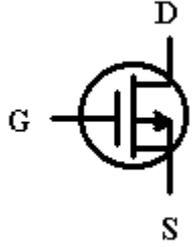


fig. 6

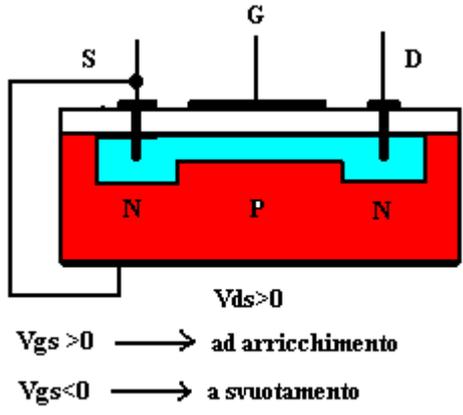


fig.7

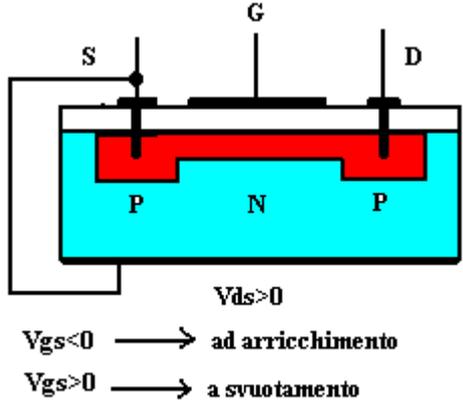


fig.8

Fisicamente il MOSFET è costituito da un cristallo di silicio di tipo P o di

tipo N (substrato - body),nel quale si realizzano per diffusione due zone,entrambe di tipo N o entrambe di tipo P, che corrispondono al source ed al drain.

Il cristallo viene quindi ricoperto con un sottilissimo strato (qualche decimo di micron) di biossido di silicio (SiO_2),dotato di un elevatissimo potere isolante,ed al di sopra della zona di ossido posta tra le zone del source e del drain viene depositato un sottilissimo strato di alluminio (gate),che costituisce l'elettrodo di controllo del dispositivo.

Dal punto di vista funzionale il source, il gate ed il drain corrispondono rispettivamente all'emettitore,alla base ed al collettore di un BJT.

Con la tecnologia planare epitassiale vengono realizzati quattro tipi di MOSFET: due ad arricchimento (enhancement) , rispettivamente a canale n (fig. 3) ed a canale p (fig.4), i cui simboli circuitali sono rappresentati nelle figg.1,2 e due a svuotamento (depletion), rispettivamente a canale n (fig.7) ed a canale p (fig.8), i cui simboli circuitali sono rappresentati nelle figg. 5,6.

Nei MOSFET ad arricchimento il canale di conduzione si forma per effetto di campo, quando viene applicata tra gate e massa la tensione che controlla la corrente tra source e drain; nei MOSFET a svuotamento, invece, il canale viene diffuso assieme alle zone di source e drain, e la tensione di controllo applicata tra gate e massa , a seconda della polarità, determina un aumento o una diminuzione dello spessore del canale, con conseguenti variazioni dell'intensità di corrente tra source e drain; pertanto il MOSFET a svuotamento può funzionare come tale con una determinata polarità, e funzionare invece ad arricchimento con una tensione di polarità opposta.

Consideriamo anzitutto il funzionamento di un transistor MOSFET ad arricchimento a canale n ,inserito nel circuito di fig.9.

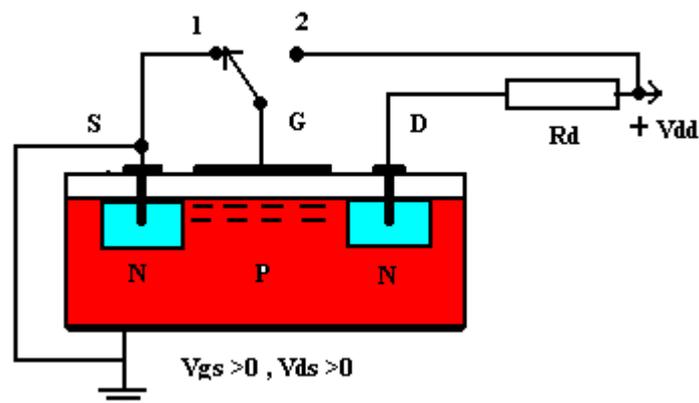


fig.9

Il substrato di tipo p viene collegato a massa assieme al source,mentre il drain è collegato attraverso il resistore di carico R_d al polo positivo dell'alimentatore

(Vdd).

Il deviatore S consente di collegare il gate al polo positivo dell'alimentatore oppure a massa.

Quando il gate è collegato a massa, il MOSFET non conduce;

infatti la giunzione source-substrato è polarizzata inversamente e passa soltanto una debolissima corrente di dispersione (qualche nA). Se invece il gate è collegato al polo positivo dell'alimentatore, il condensatore formato dal gate, dallo strato di biossido di Si e dal substrato, si carica alla tensione Vdd, determinando per induzione elettrostatica (effetto di campo) l'accumulo di elettroni nella zona sottostante il gate; si costituisce pertanto un canale indotto che consente il passaggio di portatori maggioritari (elettroni) dal source al drain. Il funzionamento di un transistor MOSFET a canale P si spiega in modo analogo, tenendo presente che il canale indotto è formato da buche e che la tensione di gate deve essere negativa rispetto al substrato. Entrambi i MOSFET sono del tipo ad arricchimento.

La fig. 10 mostra la struttura di un transistor VMOS ad arricchimento, caratterizzato dal fatto che la corrente fluisce in direzione trasversale rispetto al chip, grazie alla scanalatura a V. La tecnologia VMOS viene utilizzata per produrre transistor MOSFET di elevata qualità per impieghi specifici.

Il circuito equivalente di un transistor MOSFET per piccoli segnali è identico a quello di un JFET (fig.11), ed i simboli utilizzati indicano gli stessi parametri.

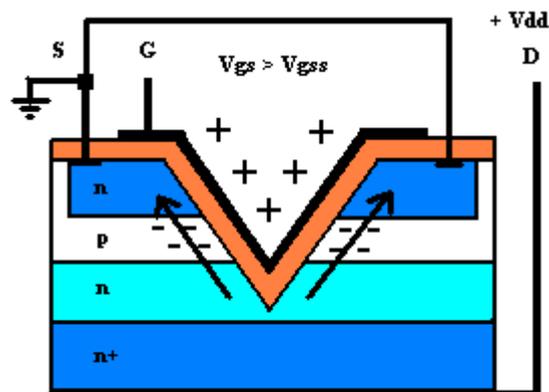


fig. 10

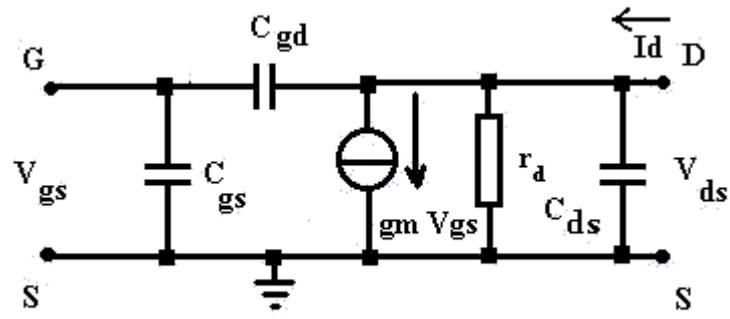


fig. 11

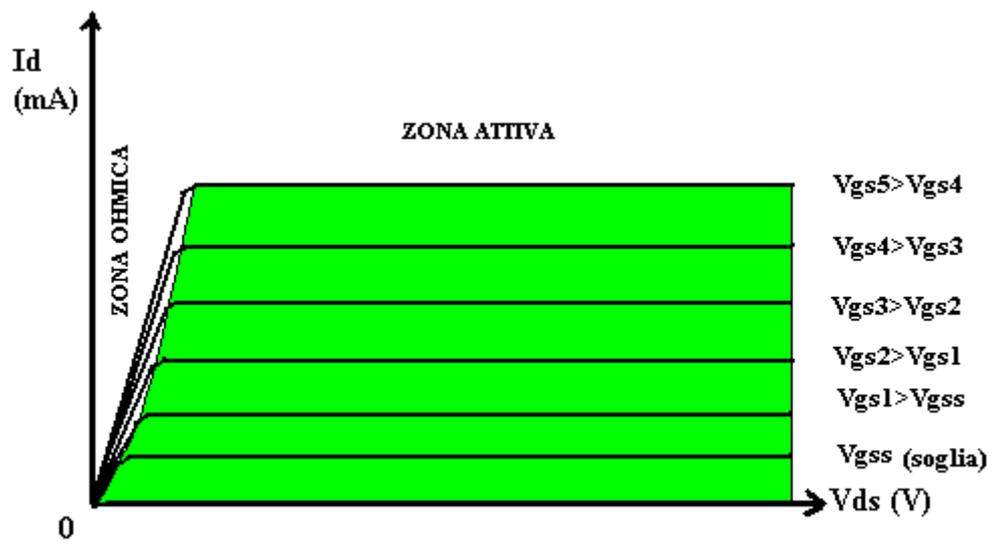
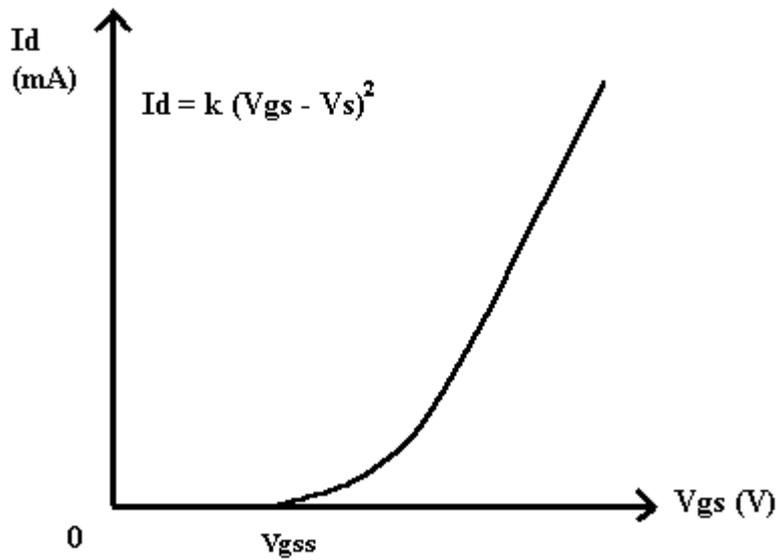


fig. 12



Tensione di soglia
fig. 13

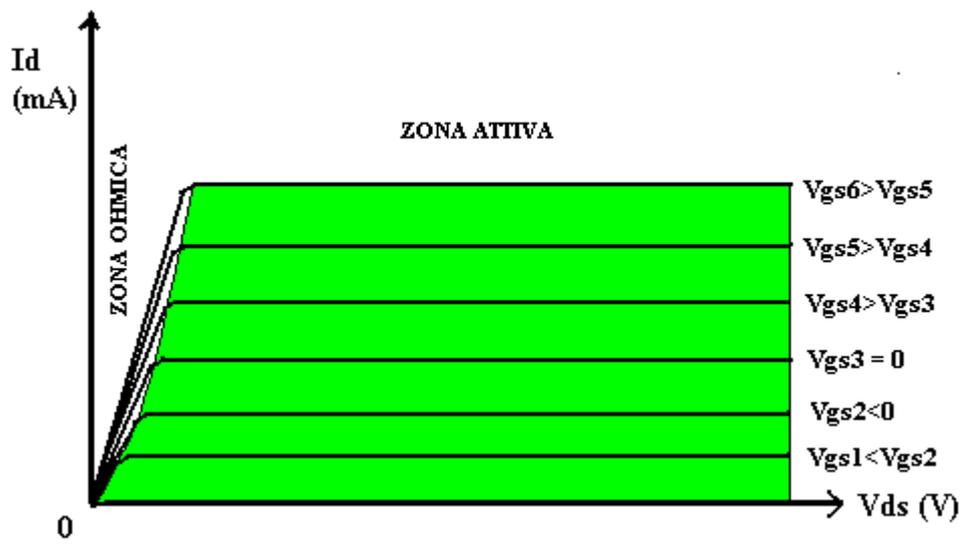


fig. 14

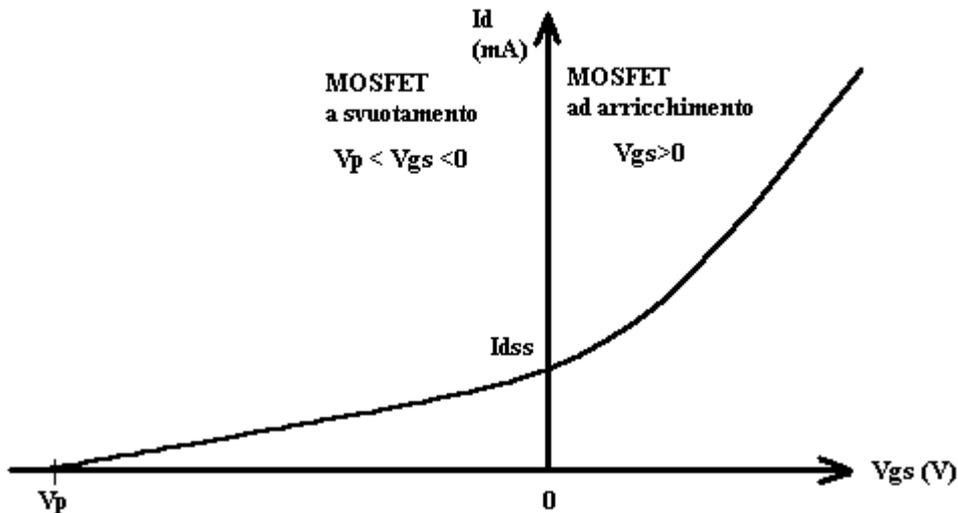


fig.15

Con riferimento al circuito equivalente, tra gate e source è presente la capacità C_{gs} (1 .. 10 pF), mentre nel circuito d'uscita (di drain) è presente il generatore reale di corrente I_d , con resistenza-parallelo R_d , controllato dalla tensione V_{gs} tra gate e source, in base all'equazione della caratteristica mutua $I_d = k(V_{gs} - V_s)^2$, nel caso del mosfet ad arricchimento, dove k è una costante che dipende dalle caratteristiche fisiche del dispositivo e V_s è la tensione di soglia (1 .. 3 V), al di sopra della quale la corrente di drain cresce rapidamente in funzione di V_{gs} .

C_{gd} e C_{ds} rappresentano le capacità parassite, rispettivamente tra gate e drain e tra drain e source, che determinano la risposta del dispositivo alle alte frequenze.

La fig.12 mostra la famiglia delle curve caratteristiche d'uscita di un MOSFET ad arricchimento a canale n, che rappresentano l'andamento della corrente di drain I_d in funzione della tensione V_{ds} tra drain e source, avendo assunto come parametro la tensione V_{gs} , mentre la fig. 13 mostra la corrispondente caratteristica di trasferimento, per V_{ds} costante.

Nella fig. 12 la zona a destra della curva passante per i ginocchi delle curve, è la zona attiva, nella quale le caratteristiche sono pianeggianti; la zona a sinistra della linea tratteggiata è invece la zona ohmica, nella quale, per piccoli valori di V_{ds} , la resistenza R_{ds} tra source e drain dipende da V_{gs} .

Le figg. 14 e 15 mostrano rispettivamente le caratteristiche d'uscita e la caratteristica mutua di un MOSFET a svuotamento a canale n.

Le curve evidenziano che il dispositivo a svuotamento, per tensioni V_{gs} positive funziona come MOSFET ad arricchimento, mentre per tensione V_{gs} negative funziona a svuotamento.

L'equazione della caratteristica mutua è identica a quella del JFET:

$$I_{ds} = I_{dss} (1 - V_{gs}/V_p)^2 .$$

Polarizzazione dei MOSFET

Il MOSFET a svuotamento, quando viene fatto funzionare come tale, richiede una tensione V_{gs} di polarità contraria rispetto a V_{ds} ; pertanto è possibile utilizzare lo stesso resistore di autopolarizzazione inserito tra source e massa: $R_s = - V_{gs}/I_d$, dove V_{gs} e I_d si riferiscono al punto di lavoro scelto.

Il MOSFET ad arricchimento ed il MOSFET a svuotamento utilizzato come MOSFET ad arricchimento richiedono invece un partitore di polarizzazione per fornire la tensione $V_{gs} > V_{gss}$ (tensione di soglia), ed avente la stessa polarità di V_{ds} .

Ovviamente è valido anche per il transistor MOSFET il metodo grafico basato sull'impiego della retta di carico, di equazione

$V_{ds} = V_{dd} - R_d I_d$, e delle curve caratteristiche nel piano (I_d, V_d) , al fine di determinare il punto di lavoro del dispositivo (punto d'intersezione tra la retta di carico e la curva caratteristica corrispondente al valore fissato per V_{gs}).

L'impiego dei transistor MOSFET ad arricchimento è alla base degli straordinari progressi tecnologici conseguiti nel campo dei microprocessori

(circuiti integrati digitali VLSI, cioè a grandissima scala d'integrazione);

infatti il MOSFET, consentendo di sfruttare molto meglio l'area di silicio disponibile sul chip rispetto al BJT, ha favorito un continuo incremento della densità d'integrazione (numero di transistor per chip) fino a raggiungere

valori superiori a 20 milioni di transistor, come nei più recenti processori PENTIUM.

L'impiego del MOSFET in elettronica digitale ha dato origine a tre famiglie di circuiti integrati digitali: PMOS (a canale P), NMOS (a canale N) e CMOS (con transistor complementari, cioè di entrambi i tipi).

Attualmente le tecnologie MOS più diffuse sono la NMOS, alla quale appartengono la maggior parte delle memorie e dei microprocessori e la CMOS, che è la tecnologia dominante nella realizzazione dei più svariati dispositivi miniaturizzati (orologi, calcolatrici, computer portatili), grazie al suo bassissimo consumo di energia elettrica, fondamentale per l'alimentazione con batterie.

I parametri forniti dai data sheet dei MOSFET sono analoghi a quelli considerati per i JFET.

Per quanto concerne le caratteristiche delle tre configurazioni fondamentali dei MOSFET, source comune, gate comune, drain comune, ed i relativi impieghi, vale quanto detto per i JFET. Riportiamo soltanto gli schemi

circuitali, quasi uguali a quelli relativi ai JFET, tranne che per il partitore di polarizzazione, necessario per i MOSFET ad arricchimento.

N.B.:I MOSFET non presentano l'inconveniente dell'instabilità termica, cui sono soggetti invece i transistor bipolari.

Infatti, poiché la corrente è trasportata soltanto dai portatori maggioritari, all'aumentare della temperatura il canale si comporta come un metallo, e la sua resistività aumenta linearmente con essa, determinando una diminuzione automatica dell'intensità di corrente. Pertanto il MOSFET è un dispositivo autostabilizzante rispetto alle variazioni di temperatura.

D'altra parte, la presenza del gate isolato con uno sottilissimo strato di biossido di silicio (qualche frazione di micron), implica l'adozione di accorgimenti atti ad impedire la perforazione dello strato isolante per effetto di fenomeni di induzione elettrostatica che possono aver luogo maneggiando i dispositivi mentre si è soggetti a fenomeni di elettrizzazione, per esempio camminando su un tappeto di gomma o su una moquette. Per ovviare a questi inconvenienti bisogna saldare i dispositivi MOS dotando il saldatore di una buona presa di terra e munendosi di un braccialetto antistatico collegato a terra attraverso un resistore del valore di alcuni $M\Omega$.

Inoltre i dispositivi MOS integrati devono essere conservati inserendone i pin in uno speciale materiale spugnoso ad alta conducibilità elettrica per cortocircuitare i pin ed impedire in tal modo il verificarsi di fenomeni di induzione elettrostatica.

AMPLIFICATORE A MOSFET A SOURCE COMUNE

Schema circuitale

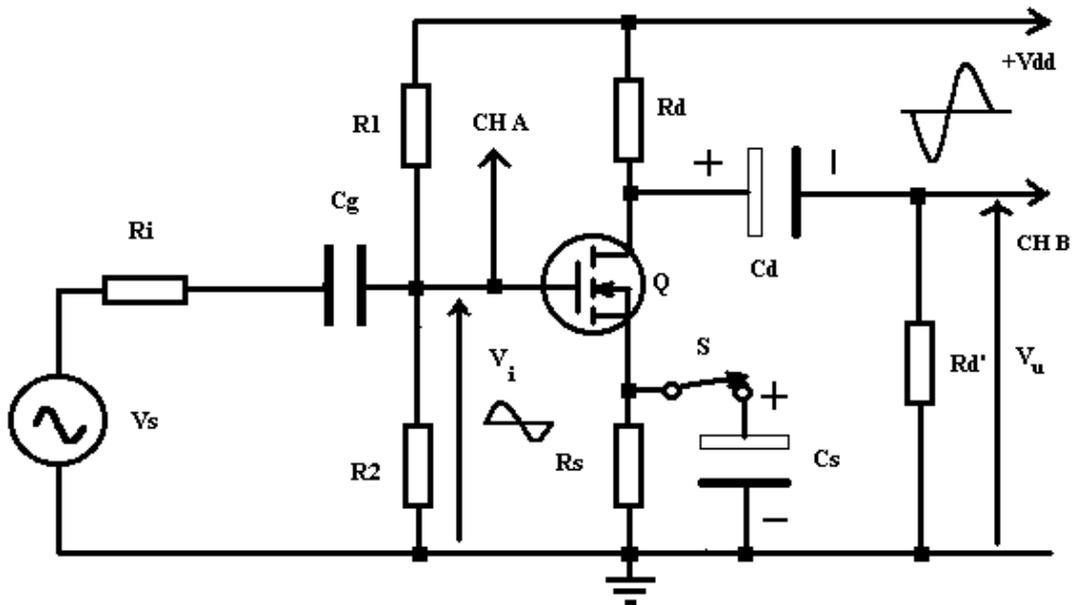


fig. 16

AMPLIFICATORE A MOSFET A DRAIN COMUNE
(INSEGUITORE DI SOURCE – SOURCE FOLLOWER)

Schema circuitale

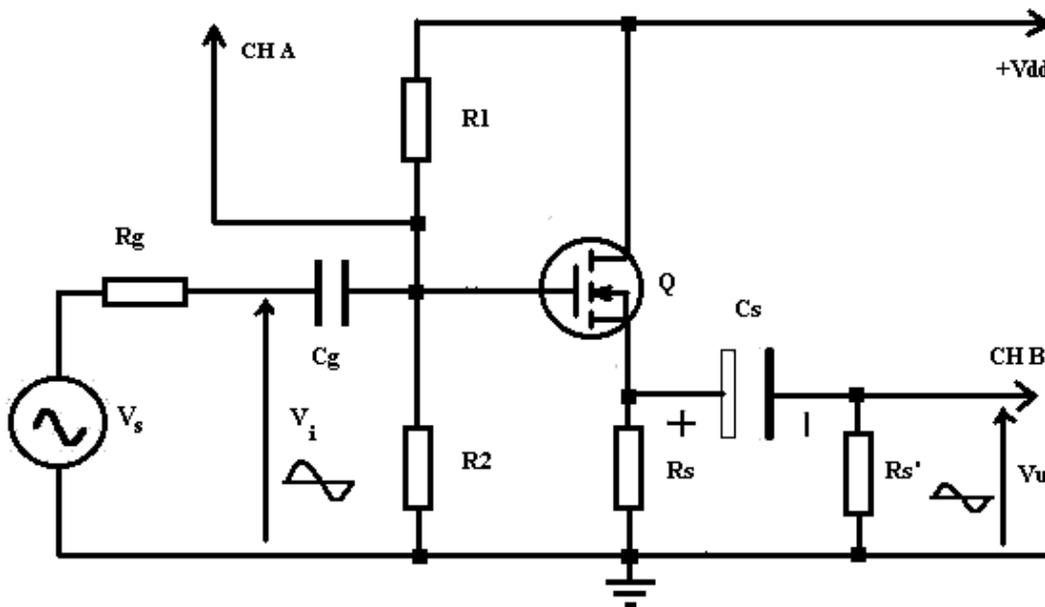


fig. 17

AMPLIFICATORE A MOSFET A GATE COMUNE

Schema circuitale

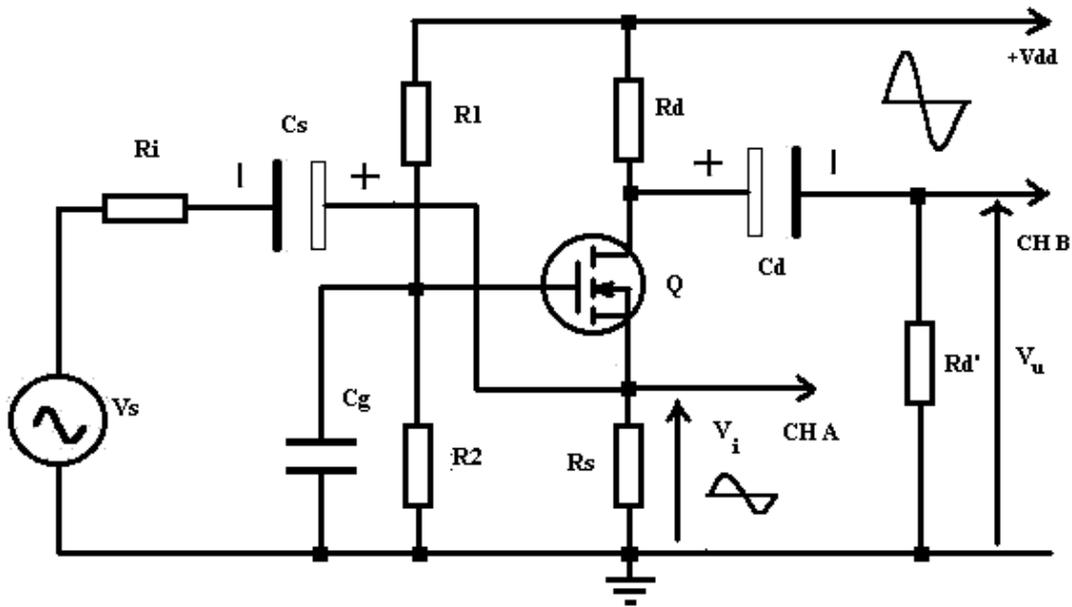
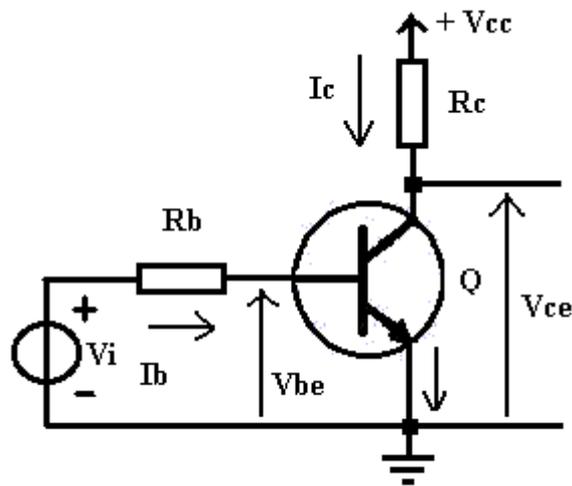


fig. 18

TRANSISTOR IN COMMUTAZIONE

Impiego del transistor bipolare come interruttore



$$I_e = I_c + I_b$$

fig.1

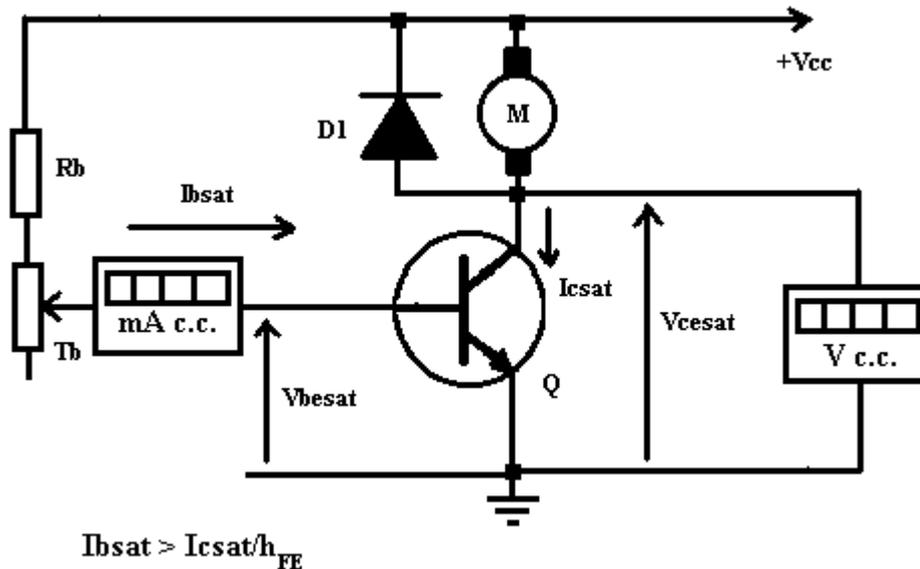


fig. 2

Il transistor bipolare ,quando viene utilizzato come dispositivo ON-OFF , lavora nelle zone di interdizione e di saturazione.

Nella zona di interdizione, nella quale entrambe le giunzioni sono polarizzate inversamente, il transistor si comporta come un interruttore aperto (OFF) , con $I_c \approx 0$, se si trascura la corrente di dispersione $I_{ceo} = (1 + \beta) I_{cbo}$.

N.B.:A differenza dei transistor al germanio, la cui produzione cessò intorno ai primi anni '70, e che richiede una polarizzazione inversa $V_{be} \approx -100$ mV per la giunzione di emettitore, il transistor al silicio viene invece interdetto con $V_{be} \approx 0$.

Nella zona di saturazione, nella quale entrambe le giunzioni sono polarizzate direttamente, il transistor si comporta come un interruttore chiuso (ON), con $I_c = I_{csat}$, ed è caratterizzato da una tensione minima (V_{cesat}) tra collettore ed emettitore, che può variare da un minimo di 100 .. 300 mV, ad un massimo di 1 .. 2 V nei transistor di grande potenza (per correnti di collettore di centinaia di ampere).

La tensione di polarizzazione diretta V_{besat} può variare da un minimo di 0,7 V fino a 2 V nei transistor di grande potenza.

Ricordiamo che la condizione da soddisfare per garantire la saturazione del transistor è la seguente: $I_{bsat} > I_{csat} / h_{FE} = (V_{cc} - V_{cesat}) / (R_c h_{FE})$ (fig. 1) .

Quando il transistor viene impiegato come commutatore , nelle applicazioni ad alta velocità di commutazione (con tempi di apertura e chiusura inferiori al μs) , bisogna che ,nella commutazione dalla saturazione all'interdizione, i portatori minoritari iniettati da I_{bsat} nella base , vengano estratti dalla corrente inversa di pilotaggio nel più breve tempo possibile, affinché, al crescere della tensione V_{ce} da V_{cesat} verso

Vcc durante la commutazione, la corrente di collettore decresca abbastanza rapidamente, in modo tale che non vengano superati i limiti di dissipazione di potenza del dispositivo.

La fig. 2 mostra l'impiego di un transistor in commutazione, per il controllo ON/OFF di un motore in c.c..

Il diodo D1 viene utilizzato per proteggere il transistor dalla sovratensione induttiva che si genera ai capi dell'avvolgimento di armatura del motore quando il transistor viene interdetto. Infatti, il diodo inizia a condurre non appena venga applicata ai suoi capi una tensione induttiva superiore alla tensione di soglia, e consente pertanto di dissipare l'energia del transitorio senza danneggiare il transistor, che altrimenti verrebbe sottoposto ad una sovratensione induttiva pari a $L I_{csat}/t_{off}$, per la legge di Faraday-Neumann (f.e.m. autoindotta = $- L\Delta I/\Delta t$), dove L è il coefficiente di autoinduzione dell'avvolgimento di armatura del motore.

Pertanto i transistor da utilizzare in commutazione devono essere caratterizzati da tempi di commutazione molto piccoli.

La fig. 3 mostra l'andamento temporale del segnale impulsivo di pilotaggio della base (V_i) e della corrente di collettore (I_c) in un transistor utilizzato in commutazione.

Si definiscono i seguenti parametri:

- t_d : (delay time) tempo (di ritardo) che intercorre tra l'applicazione del fronte di salita dell'impulso di comando ed il raggiungimento di una corrente di collettore pari al 10% di I_{csat} ;

- t_r : (rise time) tempo (di salita) necessario perché la corrente di collettore aumenti dal 10% al 90% di I_{csat} ;

- t_{on} : (tempo di chiusura) = $t_d + t_r$;

- t_s : (storage time) tempo (di immagazzinamento) che intercorre tra l'applicazione del fronte di discesa dell'impulso di comando e l'istante in cui la corrente di collettore diminuisce da I_{csat} al 90% di I_{csat} ;

- t_f : (fall time) tempo (di discesa) necessario perché la corrente di collettore diminuisca dal 90% al 10% di I_{csat} ;

- t_{off} : (tempo di apertura) = $t_s + t_f$.

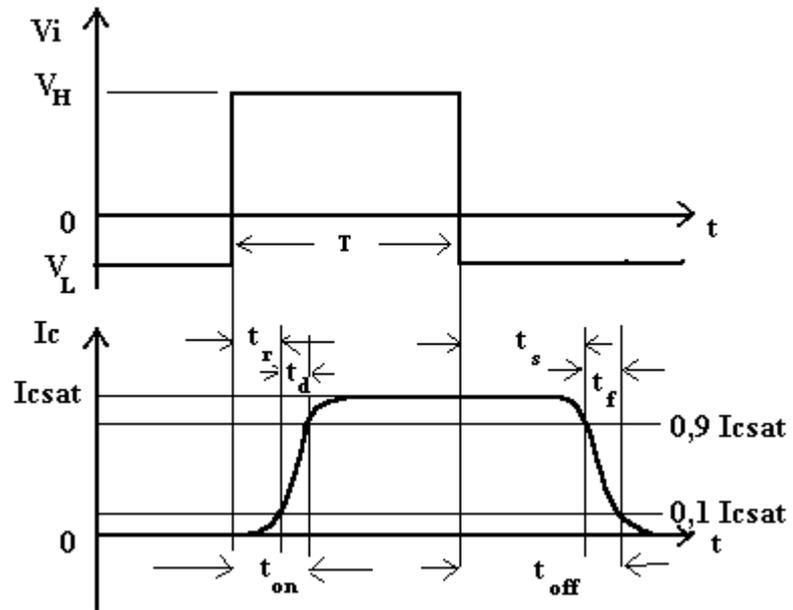


fig.3

Impiego del transistor MOSFET come interruttore

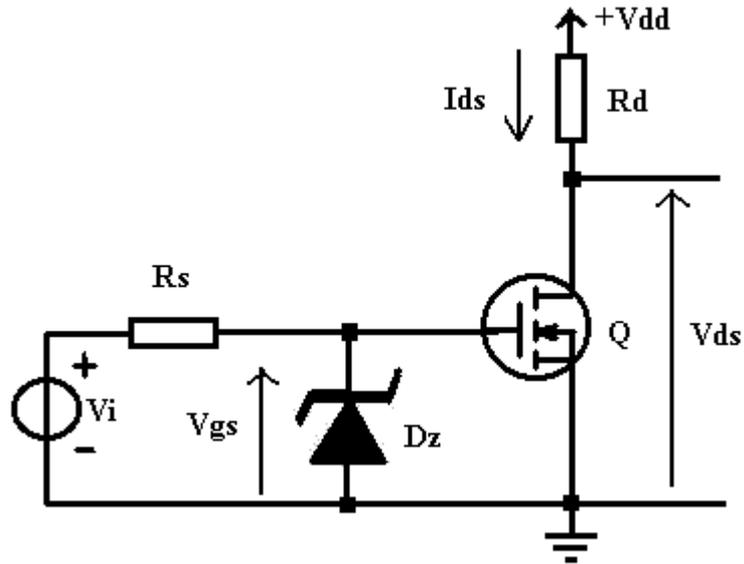


fig. 4

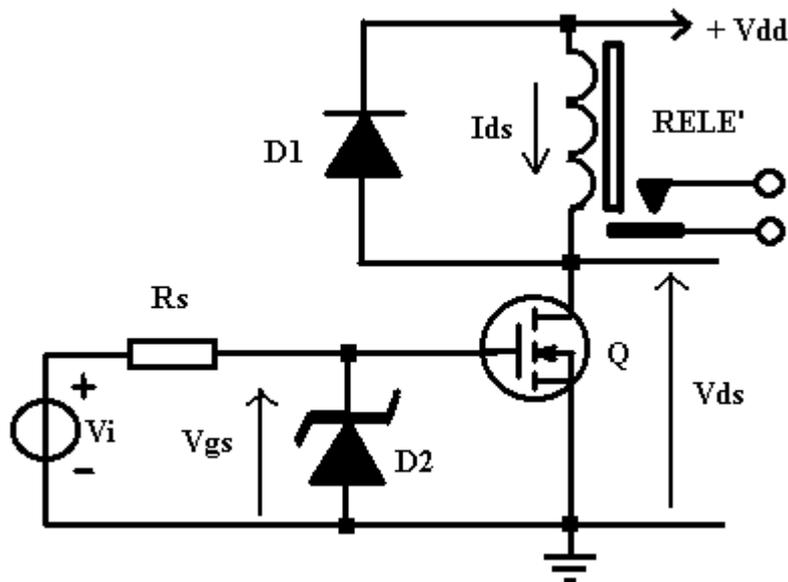


fig. 5

Le figg. 4 e 5 illustrano l'impiego di un MOSFET a canale n ad arricchimento come interruttore elettronico, rispettivamente con carico resistivo e con carico induttivo (bobina del relè).

I diodi Zener Dz e D2 (da 18 V) con la resistenza limitatrice Rs, proteggono i transistor dalle eventuali sovratensioni presenti tra gate e source, in condizioni operative caratterizzate da intensi disturbi elettromagnetici. D1 protegge il MOSFET dalle sovratensioni induttive.

Gli attuali MOSFET di potenza impiegati come commutatori sono costituiti da un chip che può contenere da 1000 a 100000 MOSFET

elementari ,collegati tutti in parallelo . Possono controllare correnti comprese tra qualche ampere e centinaia di ampere ,con tensioni massime tra drain e source da 50 a 500 V, e sono caratterizzati da tempi di chiusura e di apertura compresi tra alcune decine di ns ed un centinaio di ns ,con valori di $R_{ds\ on}$ (resistenza di conduzione) che possono variare da meno di 100 milliohm nei MOSFET di grande potenza fino a qualche ohm nei MOSFET di piccola potenza.

Esempio di caratteristiche rilevate dai data sheet:

IRF822 : MOSFET a canale n di media potenza, di tipo VMOS ad arricchimento;

$V_{dss\ max}$ (tensione massima tra drain e source) : 500 V;

$V_{gs\ max}$ (tensione massima tra gate e source) : +/- 20 V;

$V_{gss\ max}$ (tensione massima di soglia) : 4 V;

$I_{ds\ max}$ (corrente massima di drain) : 2 A;

$R_{ds\ on}$ (resistenza di conduzione) :4 Ω ;

$V_{ds\ on}$ (tensione massima tra drain e source in conduzione) : 10 V
(con $V_{gs} = 10\ V$ e $I_d = 1\ A$);

$P_d\ max$ (potenza massima con il contenitore ,tipo TO220, mantenuto alla temperatura di 25 °C) : 40 W;

$T_j\ max$ (temperatura massima di giunzione) : 150 °C;

t_{on} (turn on delay time, tempo di chiusura) = $t_d + t_r$: 40 ns;

t_{off} (turn off delay time, tempo di apertura) = $t_s + t_r$: 60 ns

Esempio applicativo

Invertitore logico CMOS

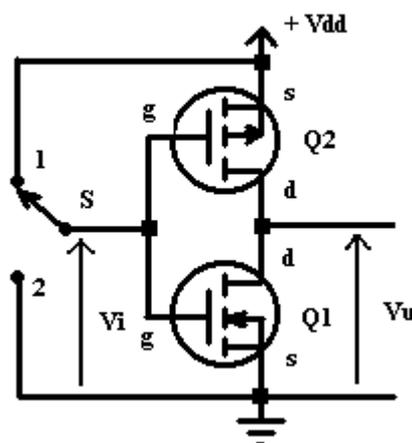


fig.6

La fig. 6 mostra lo schema circuitale di un invertitore logico MOS (porta NOT),realizzato con MOSFET complementari. Se all'ingresso viene applicato il livello logico alto (Vdd) ,conduce il MOSFET Q1 a canale n e rimane interdetto il MOSFET Q2 a canale p; pertanto l'uscita commuta dal

livello alto (1) al livello basso (0). Viceversa, se all'ingresso viene applicato il livello logico basso (0), rimane interdetto il MOSFET Q1 e conduce il MOSFET Q2; pertanto l'uscita commuta al livello alto.

Bisogna notare che, poichè uno dei due MOSFET è sempre interdetto, l'assorbimento di corrente è nullo dopo la commutazione della porta logica; la corrente passa pertanto soltanto in corrispondenza dei fronti di salita e di discesa dei segnali digitali applicati all'ingresso, e serve a caricare ed a scaricare le piccolissime capacità parassite associate ai due transistor (capacità C_{gs} tra gate e source).

AMPLIFICATORI DI POTENZA

Caratteristiche generali

Gli amplificatori di potenza, a differenza degli amplificatori per piccoli segnali, cioè per piccole variazioni di tensioni e correnti intorno ai valori a riposo, funzionano con grandi variazioni di tensioni e correnti intorno ai valori a riposo, e possono fornire al carico (altoparlante, servomotore) correnti e tensioni adeguate alla potenza richiesta.

In particolare, il dimensionamento di un amplificatore di potenza da utilizzare come stadio finale di una catena di amplificazione per audio-frequenze deve essere affrontato utilizzando, in sostituzione del modello a parametri h , le caratteristiche d'ingresso e d'uscita degli elementi attivi da impiegare (transistor bipolari e MOSFET), evitando che le escursioni di tensione e corrente siano così ampie da far lavorare i dispositivi nelle zone non lineari delle caratteristiche, per non introdurre una sensibile distorsione di non linearità (dovuta prevalentemente alla seconda armonica del segnale d'uscita).

Classi di funzionamento degli amplificatori

La classe di funzionamento di un amplificatore viene definita in funzione delle condizioni di polarizzazione (punto di lavoro o di funzionamento a riposo) e dell'ampiezza del segnale sinusoidale applicato all'ingresso.

Le principali classi di funzionamento sono 4:

1) Classe A, (fig.1), in cui l'angolo di circolazione α della corrente nel circuito d'uscita (di collettore o di drain) è pari a 360° , e corrisponde all'intervallo di conduzione di un periodo.

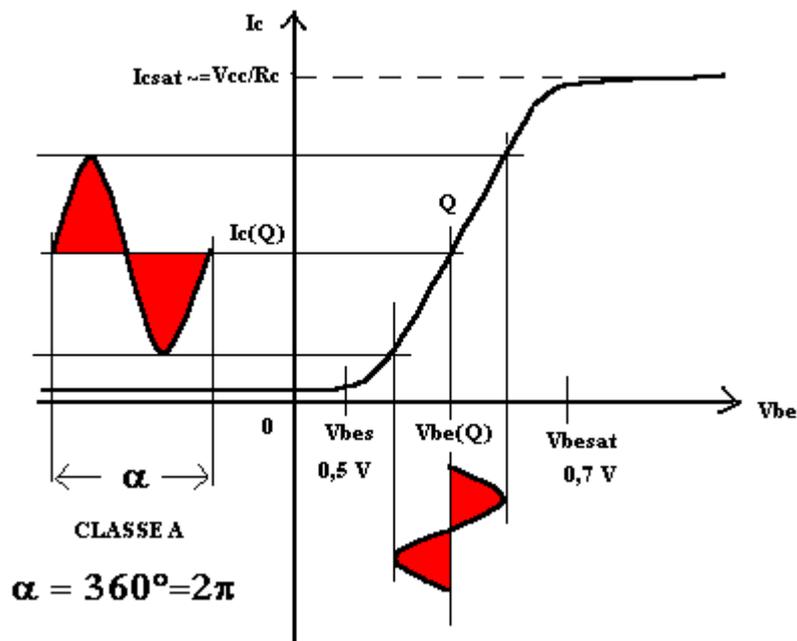


fig.1

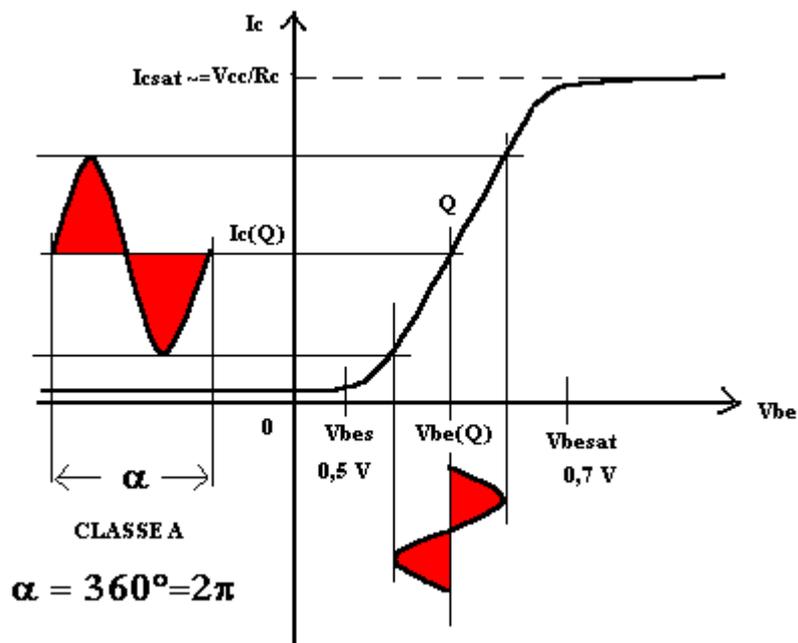
Il punto di funzionamento a riposo deve essere scelto nella zona lineare della caratteristica di trasferimento ($I_c = f(V_{be})$ per un transistor bipolare , $I_d = f(V_{gs})$ per un transistor MOSFET).

Il rendimento massimo (teorico) dell'amplificatore, rapporto tra la potenza massima erogata al carico e la potenza di alimentazione in continua, è compreso tra il 25% , se il carico è percorso dalla corrente d'uscita a riposo , ed il 50%, se il carico è accoppiato mediante un trasformatore d'uscita, che serve ad impedire che il carico (altoparlante) venga danneggiato dal passaggio della corrente continua d'uscita in assenza di segnale, ed anche a realizzare l'adattamento di impedenza ,qualora l'impedenza d'uscita dell'amplificatore sia diversa da quella del carico.

2)Classe B, (fig.2), in cui l'angolo di circolazione α della corrente nel circuito d'uscita (di collettore o di drain) è pari a 180° ,e corrisponde all'intervallo di conduzione di un semiperiodo.

Il punto di funzionamento a riposo deve essere scelto nel punto di transizione tra la zona di interdizione e la zona lineare della caratteristica di trasferimento ($I_c = f(V_{be})$ per un transistor bipolare , $I_d = f(V_{gs})$ per un transistor MOSFET) .

Il rendimento massimo (teorico) dell'amplificatore è pari al 78,5%, grazie al fatto che , in assenza di segnale, la corrente d'uscita è nulla.



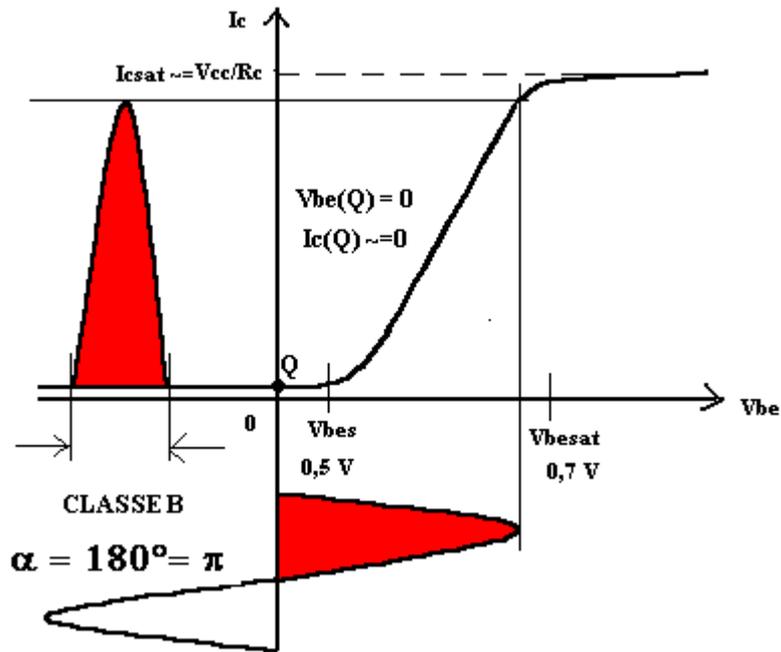


fig.2

Poiché la corrente circola per un semiperiodo, per la realizzazione dell'amplificatore occorrono due elementi attivi (transistor bipolari o MOSFET) con caratteristiche (idealmente) identiche, funzionanti in contofase (push pull): in un semiperiodo lavora un solo dispositivo attivo, e l'altro lavora nel semiperiodo successivo. Il segnale completo viene ricostruito dal carico (altoparlante).

3) Classe AB (fig.3), in cui in cui l'angolo di circolazione α della corrente nel circuito d'uscita (di collettore o di drain) è compreso tra 180° e 360° , e corrisponde ad un intervallo di conduzione compreso tra un semiperiodo ed un periodo.

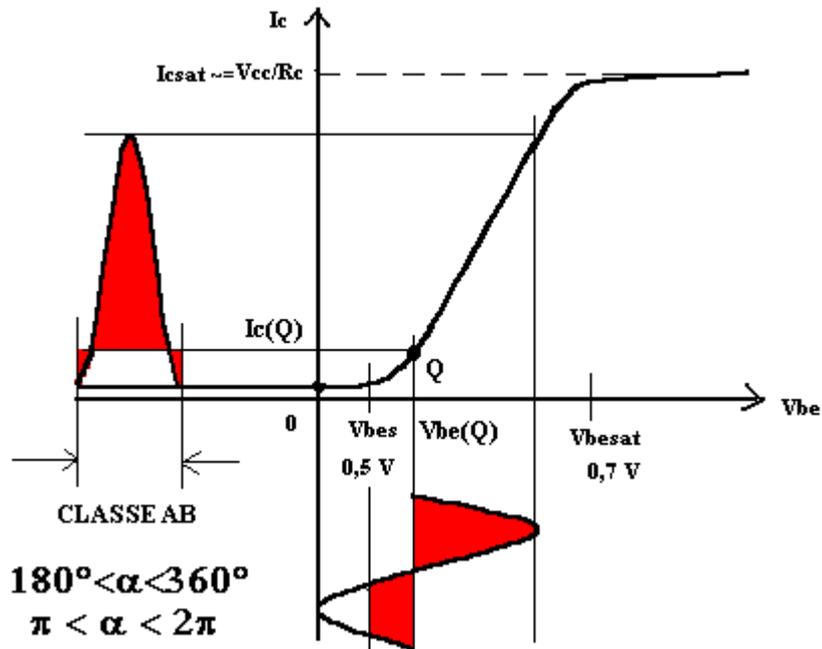


fig. 3

Il punto di funzionamento lavoro deve essere scelto nella parte iniziale della zona lineare della caratteristica di trasferimento [$I_c = f(V_{be})$ per un transistor bipolare, $I_d = f(V_{gs})$ per un transistor MOSFET], applicando una polarizzazione a riposo tale da far funzionare il dispositivo attivo linearmente, anche con segnali d'ingresso di piccola ampiezza, che altrimenti verrebbero sensibilmente distorti a causa della non linearità del tratto iniziale della caratteristica.

Il rendimento massimo (teorico) è intermedio tra quelli massimi delle classi A e B, a seconda dell'intensità della corrente d'uscita a riposo, da cui dipende la potenza dissipata dagli elementi attivi in assenza di segnale. Si tenga presente, inoltre, che il transistor, che fisicamente funziona come amplificatore di corrente, dovrebbe essere pilotato da un generatore ideale di corrente, per rendere minima la distorsione dovuta sia alla non linearità della curva caratteristica d'ingresso (giunzione base-emettitore), sia alla tensione di soglia (0,5 V).

Poiché generalmente la base viene pilotata in tensione da uno stadio driver, che si comporta come generatore reale di tensione, si verifica una distorsione di non linearità, di *crossover* (incrocio) (fig.4), che

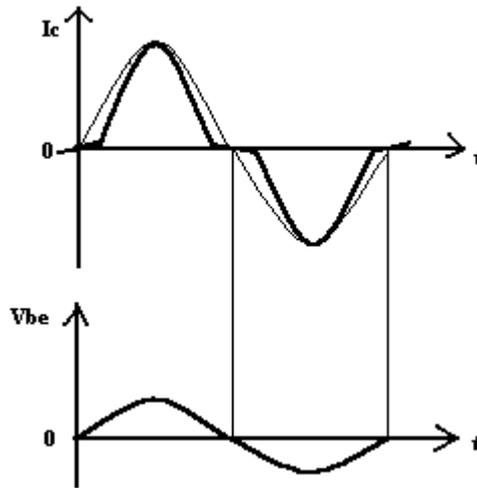


fig.4

implica una corrente di base distorta e quindi la presenza di armoniche della corrente di collettore, che è proporzionale alla corrente di base. La piccola corrente di polarizzazione a riposo, utilizzata nel funzionamento in classe AB, consente, a scapito del rendimento, di ridurre sensibilmente la distorsione di *crossover*. Ovviamente, quanto maggiore è il valore della corrente a riposo, tanto più il rendimento dell'amplificatore in classe AB tende a quello dell'amplificatore in classe A.

4) Classe C (fig.5), in cui l'angolo di circolazione α della corrente nel circuito d'uscita (di collettore o di drain) è compreso tra 0 e 180° , e corrisponde ad un intervallo di tempo minore un semiperiodo.

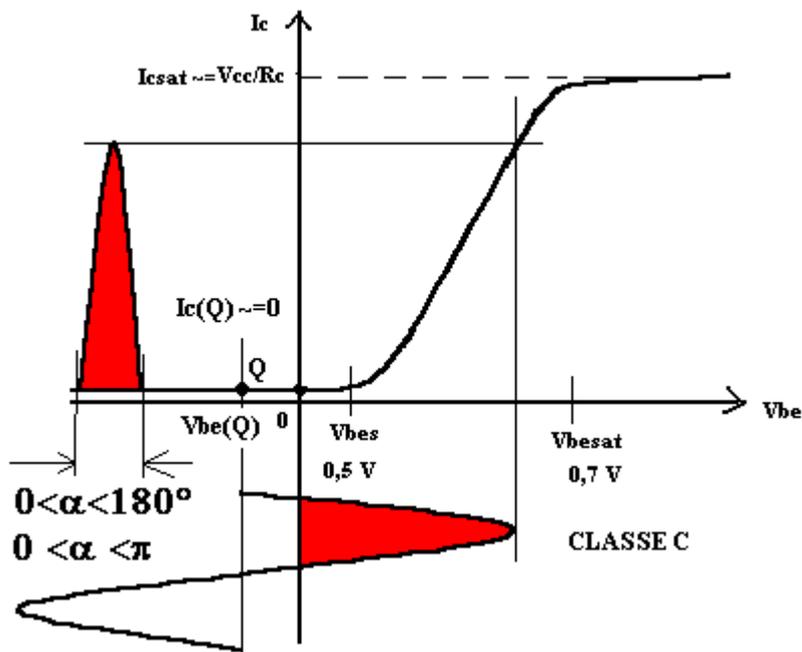


fig.5

L'amplificatore in classe C , grazie al piccolo valore dell'angolo di circolazione della corrente d'uscita, offre rendimenti massimi elevati , compresi tra il 60% e l'85%, in quanto il dispositivo attivo è polarizzato al di là della condizione di interdizione (V_{be} negativa).

Di conseguenza, la corrente d'uscita è impulsiva ,e può passare soltanto quando il valore istantaneo del segnale d'ingresso supera il valore assoluto della tensione di polarizzazione ,che di solito si ottiene utilizzando un circuito RC il cui condensatore, caricandosi con gli impulsi di corrente che attraversano la giunzione base-emettitore durante gli intervalli di polarizzazione diretta, si mantiene carico,in media, al valore della tensione di polarizzazione che fa lavorare l'amplificatore in classe C.

Tuttavia l'amplificatore in classe C non è adatto per amplificare linearmente i segnali, in quanto la corrente d'uscita circola ad impulsi.

Nei casi in cui la distorsione di non linearità dell'amplificatore sia accettabile,esso viene impiegato per realizzare amplificatori a radiofrequenza accordati, cioè aventi come carico di collettore (o di drain) un circuito risonante LC-parallelo, che eccitato dagli impulsi di corrente che attraversano l'induttanza, genera il segnale sinusoidale completo.

Per amplificare segnali a radiofrequenza modulati in ampiezza, e quindi richiedenti un'amplificazione lineare, si utilizzano amplificatori in classe B o AB.

Circuiti applicativi

1)Amplificatore di potenza a transistor bipolare con accoppiamento a trasformatore

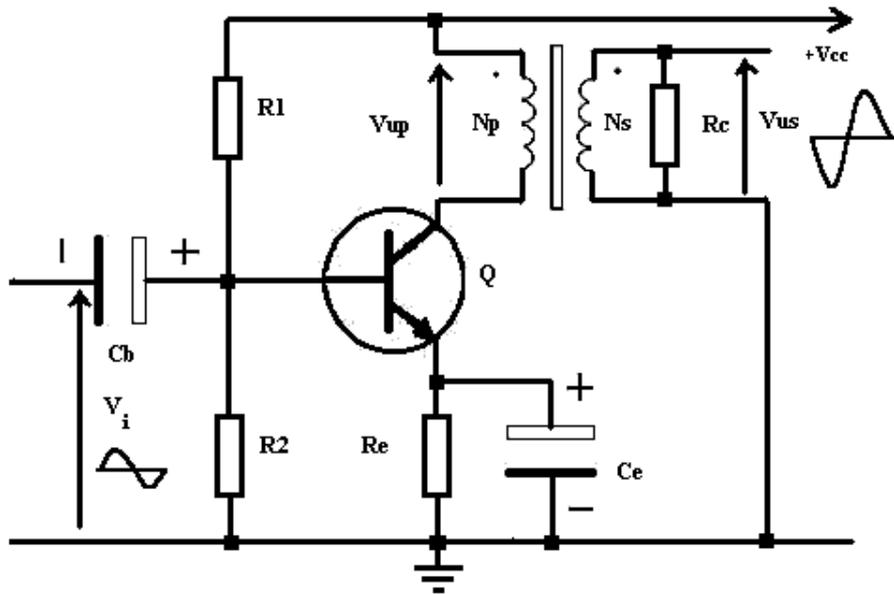


fig.6

Tensione di alimentazione: $V_{cc} = +15\text{ V}$.

Q: Transistor 2N3055;

$C_b, C_e = 470\ \mu\text{F}, 25\text{ V}$;

$R_e = 1\ \Omega, 2\text{ W}$;

$R_1 = 27\ \Omega, 7\text{ W}$;

$R_2 = 3,3\ \Omega, 2\text{ W}$;

Trasformatore di accoppiamento con rapporto spire $N_p/N_s = 100/75 \approx 1,33$; R_p (resistenza ohmica primario) $= 0,8\ \Omega$;

R_c' : altoparlante da $8\ \Omega, 30\text{ W}$

Il punto di lavoro a riposo è stabilito dal circuito di autopolarizzazione, costituito dai resistori R_1, R_2 ed R_e (bypassato da C_e per eliminare la controreazione in corrente alternata), e che deve essere dimensionato con fattori di stabilità $S_I, S_{V_{be}}$ ed S_β sufficientemente piccoli da prevenire il fenomeno della fuga termica del transistor, causata dall'aumento di I_{c0} , dalla diminuzione di V_{be} e dall'aumento di β al crescere della temperatura. E' inoltre necessario montare il transistor di potenza su un dissipatore con resistenza termica $\Theta\ (^{\circ}\text{C}/\text{W}) = (T_{j_{\max}} - T_{\text{amb}})/P_{D_{\max}}$, inversamente proporzionale alla potenza massima che il dispositivo deve dissipare, per un dato salto termico $T_{j_{\max}} - T_{\text{amb}}$, dove $T_{j_{\max}}$ è la massima temperatura di giunzione (da 150°C a 200°C a seconda del tipo), e T_{amb} è la temperatura ambiente in prossimità del dissipatore termico.

La fig. 6 mostra sul piano (I_c, V_{ce}) delle caratteristiche d'uscita la retta di carico statica, con pendenza pari a $-1/(R_p + R_e)$, dove R_p è la resistenza ohmica dell'avvolgimento primario (con N_p spire) del trasformatore di accoppiamento, e la retta di carico dinamica, con pendenza $-1/R_c'$, dove

$R_c' = (N_p/N_s)^2 R_c$ è la resistenza di carico trasferita al circuito di collettore dal trasformatore di accoppiamento, il cui secondario alimenta l'altoparlante (carico R_c).

Questo risultato si giustifica considerando il funzionamento ideale del trasformatore di accoppiamento:

$$V_{up} = (N_p/N_s) V_{us} ; \quad I_{up} = (N_s/N_p) I_{us};$$

$$R_c' = V_{up}/I_{up} = (N_p/N_s)^2 (V_{us}/I_{us}) = (N_p/N_s)^2 R_c$$

Essendo $R_c = 8 \Omega$, $N_p = 100$ spire ed $N_s = 75$ spire, il carico dinamico di collettore è $R_c' = (100/75)^2 8 \approx 14,22 \Omega$.

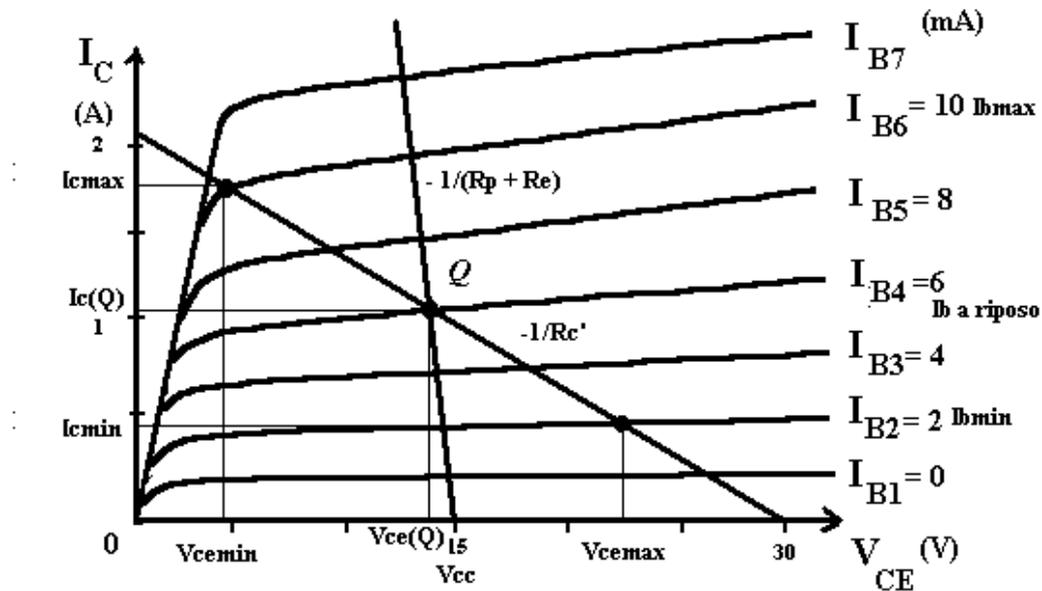


fig.7

Bilancio energetico dell'amplificatore . Rendimento

La fig. 6 mostra che, per effetto dell'accoppiamento a trasformatore, la tensione V_{ce} , che a riposo, a causa delle cadute di tensione ai capi di R_e e della resistenza ohmica R_p del primario, è di poco inferiore a $V_{cc} = +15 V$, in presenza di segnale può assumere un valore pari a $2V_{cc} = 30 V$, in regime sinusoidale.

Assumendo un guadagno di corrente medio $h_{FE} = I_c/I_b = 100$, $I_{cmax} = 1,8 A$, $I_{cmin} = 0,45 A$, $V_{cemin} = 4,5 V$, $V_{cemax} = 22,5 V$, si ottiene: $I_{bmax} = I_{cmax}/h_{FE} = 1,8/100 = 18 mA$, $I_{bmin} = 0,45/100 = 4,5 mA$.

Pertanto, il massimo valore di picco del segnale sinusoidale ai capi del primario del trasformatore è $V_{upmax} = (V_{cemax} - V_{cemin})/2 =$

$= (22,5 - 4,5)/2 = 9 \text{ V}$, cui corrisponde un valore efficace $V_{\text{umax}} =$
 $= 9/1,414 \approx 6,365 \text{ V}$ ed una potenza d'uscita (RMS)

$$P_{\text{RMSmax}} = V_{\text{umax}}^2 / R_{\text{c}'} = 6,365^2 / 14,22 \approx 2,85 \text{ W}.$$

Il punto di lavoro a riposo si calcola risolvendo rispetto a V_{ce} l'equazione della retta di carico statica : (con $I_{\text{c}}(Q) \approx 1 \text{ A}$)

$$V_{\text{ce}}(Q) = V_{\text{cc}} - (R_{\text{p}} + R_{\text{e}}) I_{\text{c}}(Q) = 15 - (0,8 + 1) 1 = 13,2 \text{ V}.$$

La potenza in continua erogata dall'alimentatore è

$$P_{\text{al}} = V_{\text{cc}} I_{\text{c}}(Q) = 15 * 1 = 15 \text{ W}.$$

La potenza P_{D} dissipata dalla giunzione di collettore del transistor, con $P_{\text{RMSmax}} = 2,85 \text{ W}$, è data dall'espressione :

$$P_{\text{D}} = P_{\text{al}} - I_{\text{c}}^2(Q) (R_{\text{p}} + R_{\text{e}}) - P_{\text{RMSmax}} = 15 - 1(0,8 + 1) - 2,85 =$$
$$= 15 - 1,8 - 2,85 = 10,35 \text{ W}.$$

Il rendimento è $\eta = P_{\text{RMSmax}} / P_{\text{al}} = 2,85/15 = 0,19$ (19%).

Il rendimento massimo (teorico) si calcola considerando ideali le caratteristiche d'uscita del transistor e trascurabili le cadute di tensione ai capi di R_{e} e di R_{p} , con $I_{\text{cmax}} = 2 I_{\text{c}}(Q)$, $I_{\text{cmin}} = 0$, $V_{\text{cemin}} = 0$ e $V_{\text{cemax}} = 2V_{\text{cc}}$ (segnale d'uscita di ampiezza massima).

Con questa ipotesi si ottiene:

$$V_{\text{upmax}} = (V_{\text{cemax}} - V_{\text{cemin}})/2 = V_{\text{cc}} ;$$

$$V_{\text{umax}} (\text{val. efficace}) = V_{\text{upmax}}/\sqrt{2} = V_{\text{cc}}/\sqrt{2},$$

$$I_{\text{c}}(Q) = I_{\text{cmax}}/2 = V_{\text{cc}}/R_{\text{c}'},$$

$$P_{\text{RMSmax}} = V_{\text{umax}}^2 / R_{\text{c}'} = V_{\text{cc}}^2 / (2 R_{\text{c}'}) ; \quad P_{\text{al}} = V_{\text{cc}} I_{\text{c}}(Q) = V_{\text{cc}}^2 / R_{\text{c}'}$$

$$\eta (\text{max}) = P_{\text{RMSmax}} / P_{\text{al}} = 1/2 = 0,5 \text{ (50\%) .}$$

Considerando l'espressione $P_{\text{D}} = P_{\text{al}} - I_{\text{c}}^2(Q) (R_{\text{p}} + R_{\text{e}}) - P_{\text{RMS}}$,

si nota che la potenza P_{D} dissipata dal transistor è massima in assenza di segnale (se $P_{\text{RMSmax}} = 0$, $P_{\text{Dmax}} \approx P_{\text{al}}$) , e decresce all'aumentare della potenza erogata al carico , al crescere dell'ampiezza del segnale d'uscita.

Pertanto, per ottenere una data potenza d'uscita massima, bisogna impiegare un transistor capace di dissipare una potenza doppia, nelle condizioni più gravose (in assenza di segnale).

2) Amplificatore di potenza in classe B con transistor bipolari a simmetria complementare

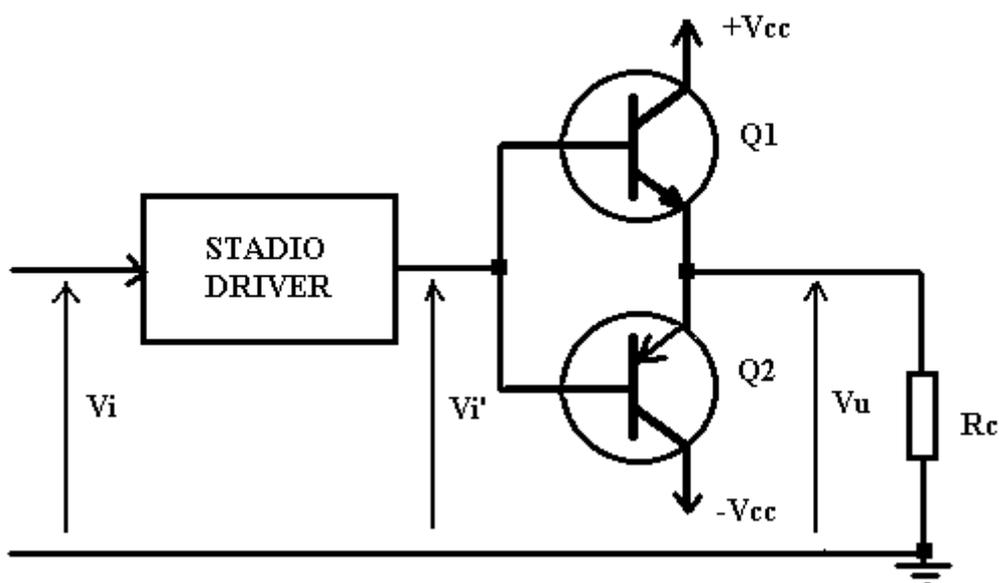


fig.7

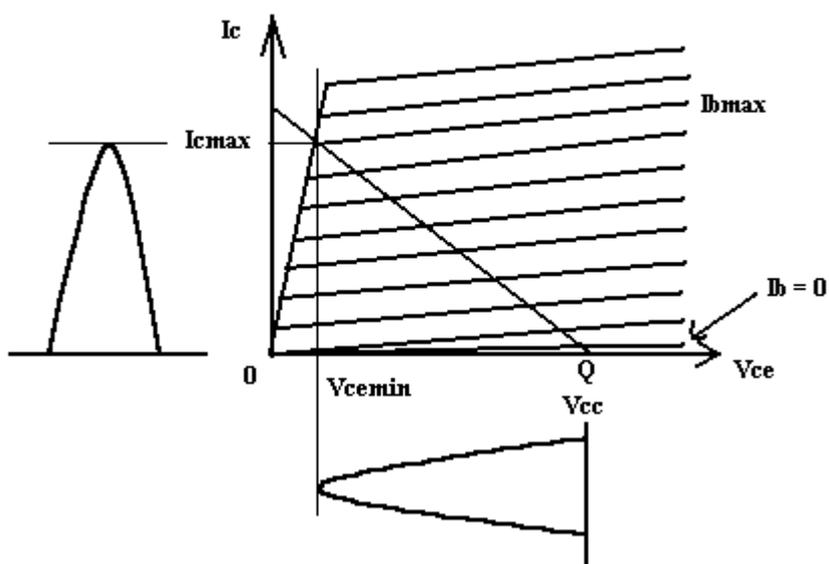


fig.8

La fig. 7 mostra lo stadio finale di potenza a simmetria complementare, pilotato dallo stadio pilota (driver) che amplifica in tensione, fornendo un segnale di ampiezza leggermente maggiore di quello d'uscita.

I transistor Q1 e Q2, polarizzati nella zona di interdizione in assenza di segnale, costituiscono un emitter follower (inseguitore di emettitore a simmetria complementare) che amplifica soltanto in corrente adattando l'alta impedenza d'uscita dello stadio driver alla bassa impedenza d'uscita del carico . Il transistor Q1 conduce durante il semiperiodo positivo, mentre Q2 è interdetto; Q2 invece conduce durante il semiperiodo

negativo, mentre Q1 è interdetto. Ai capi del carico si ottiene il segnale sinusoidale completo, di ampiezza pari a quella fornita dallo stadio driver, diminuita di V_{be} (0,6 .. 0,8 V).

La fig. 8 mostra la retta di carico del transistor NPN (Q1), analoga a quella del transistor PNP (Q2).

Il segnale d'uscita di ampiezza massima ha un valore di picco pari a $V_{upmax} = (V_{cc} - V_{cem})$ ed un valore efficace $V_{umax} = V_{upmax}/\sqrt{2}$.

La massima potenza (RMS) d'uscita P_{RMSmax} è data da :

$$P_{RMSmax} = V_{umax}^2/R_c = V_{upmax}^2/(2R_c) = (V_{cc} - V_{cem})^2/(2R_c).$$

Se invece si fa riferimento al massimo valore picco-picco

$V_{upppmax} = 2 V_{upmax}$ del segnale V_u , si ha:

$$P_{RMSmax} = V_{upppmax}^2/(8R_c).$$

Considerando che la componente continua (valor medio) della corrente di collettore di ciascun transistor, con $V_u = V_{umax}$, è

$I_{cc} = (V_{cc} - V_{cem})/(\pi R_c)$, si ottiene la potenza totale in continua erogata dall'alimentatore :

$$P_{al(max)} = 2V_{cc} I_{cc} = 2 V_{cc} (V_{cc} - V_{cem})/(\pi R_c) = \\ = 2V_{cc} V_{upmax}/(\pi R_c)$$

Il rendimento massimo (teorico) è $\eta = P_{RMSmax} / P_{al(max)} =$

$$= (\pi/4) (V_{cc} - V_{cem})/V_{cc} = (\pi/4) (1 - V_{cem}/V_{cc}) =$$

$$= 0,785 (1 - V_{cem}/V_{cc}) . \text{ Se } V_{cem} \ll V_{cc}, \eta(max) = 78,5\%.$$

I valori pratici del rendimento non superano il 70 .. 75%.

La potenza P_D dissipata sui due elementi attivi si ottiene come differenza tra P_{al} e P_{RMS} :

$$P_D = P_{al} - P_{RMS} = 2V_{cc} V_{up}/(\pi R_c) - V_{up}^2/(2R_c) .$$

P_D è nulla in assenza di segnale ($V_{up} = 0$), cresce al crescere di V_{up} , ed assume per $V_{up} = 2 V_{cc}/\pi$ il massimo valore

$$P_{Dmax} = 2V_{cc} (2V_{cc}/\pi)/(\pi R_c) - (2V_{cc}/\pi)^2/(2R_c) = \\ = 4V_{cc}^2/(\pi^2 R_c) - 4V_{cc}^2/(\pi^2 2R_c) = 2V_{cc}^2/(\pi^2 R_c) .$$

Se V_{cem} è \ll di V_{cc} , $P_{RMSmax} \approx V_{cc}^2/(2R_c)$, si ottiene:

$$P_{Dmax}/P_{RMSmax} = [2V_{cc}^2/(\pi^2 R_c)]/[V_{cc}^2/(2R_c)] = 4/\pi^2 \approx 0,405.$$

Pertanto l'amplificatore in classe B offre, rispetto a quello in classe A, il notevole vantaggio di una dissipazione massima totale pari a circa il 40% della potenza massima che deve essere erogata al carico.

Per es., per ottenere una potenza massima d'uscita di 200 W, bastano due transistor di potenza in grado di dissipare ciascuno 40 W, rispetto ai 400 W da dissipare nel caso dell'amplificatore in classe A.

Analisi circuitale di un amplificatore di potenza in classe B impiegante transistor bipolari a simmetria complementare

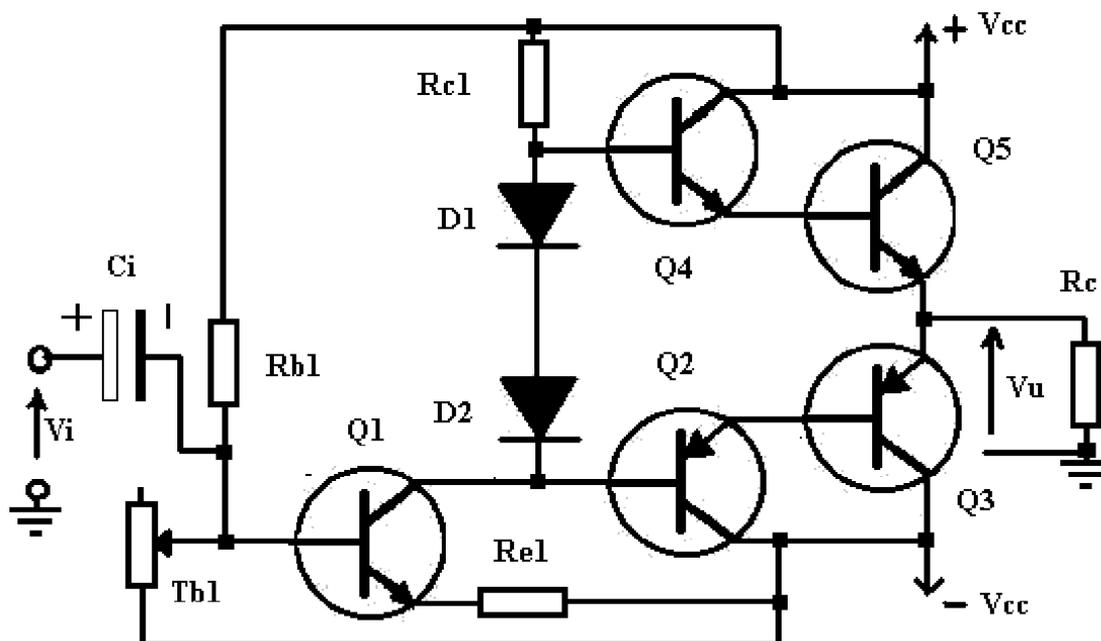


fig.9

TENSIONI DI ALIMENTAZIONE : $V_{cc} = \pm 12 \text{ V}$

ELENCO COMPONENTI

- Q1: Transistor NPN tipo BC300 (o tipo equivalente)
- Q2: Transistor PNP tipo BC560 “ “
- Q3: Transistor PNP tipo TIP2955
- Q4: Transistor NPN tipo BC549 (o tipo equivalente)
- Q5: Transistor NPN tipo TIP3055
- Tb1: Trimmer da $4,7 \text{ k}\Omega$
- Rb1: Resistore da $22 \text{ k}\Omega - \frac{1}{4} \text{ W}$
- Rc1: Resistore da $2,2 \text{ k}\Omega - \frac{1}{4} \text{ W}$
- Re1: Resistore da $22 \Omega - \frac{1}{4} \text{ W}$
- Rc : Carico: altoparlante da $8 \Omega , 5 \text{ W}$
- Ci : Condensatore elettrolitico da $220 \mu\text{F} - 25 \text{ V}$
- D1,D2: Diodi al silicio tipo 1N4148

Se si trascura $V_{cesat} \approx 0,3 \text{ V}$ rispetto alla tensione di alimentazione, si ottiene: $P_{RMSmax} \approx \frac{V_{cc}^2}{2Rc} = \frac{144}{2 * 8} = 9 \text{ W}$.

$P_{Dmax} = 0,4 P_{RMSmax} = 0,4 * 9 = 3,6 \text{ W}$. Ciascun transistor deve pertanto dissipare $1,8 \text{ W}$.

Se si monta ciascun transistor su un dissipatore termico in alluminio

anodizzato nero, caratterizzato da una resistenza termica Θ di $4^{\circ}\text{C}/\text{W}$, la temperatura massima di giunzione $T_{j\max}$, se si suppone che la temperatura ambiente non superi i 40°C , sarà:

$T_{j\max} = T_{\text{amb}} + \Theta P_{D\max}/2 = 40 + 4 \cdot 3,6/2 = 40 + 7,2 = 47,2^{\circ}\text{C}$, valore molto minore del valore massimo (200°C) ammesso per i transistor al silicio.

L'utilizzazione delle coppie Darlington Q2-Q3 e Q4-Q5 consente di disporre di un transistor equivalente con $h_{FED} \approx$ al prodotto degli h_{FE} di ciascun transistor e di ottenere in tal modo un guadagno di corrente medio intorno a 10000.

Il resistore $R_{c1} = 2,2 \text{ k}\Omega$, unitamente al resistore $R_{e1} = 22 \Omega$, stabilizza il guadagno di tensione per piccoli segnali del driver Q1, grazie alla controreazione di corrente-serie, intorno al valore

$R_{c1}/R_{e1} = 100$. Pertanto, per ottenere un segnale d'uscita sinusoidale con valore di picco di $11,7 \text{ V}$, occorre applicare all'ingresso un segnale con ampiezza di 117 mV .

Il trimmer T_{b1} consente di regolare il punto di lavoro di Q1 in modo tale da amplificare simmetricamente e con distorsione trascurabile entrambe le semionde di un segnale sinusoidale.

I diodi D1 e D2 stabilizzano termicamente il punto di lavoro dei transistor Q2 e Q4: infatti, se i diodi sono mantenuti in buon contatto termico con il dissipatore dei transistor finali, al crescere della temperatura, le tensioni V_{be} di Q3 e Q5 e le cadute di tensione V_{d1} e V_{d2} decrescono di $2,5 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$, subendo decrementi circa uguali, e decresce simultaneamente la somma delle tensioni V_{be2} e V_{be4} tra le basi di Q2 e Q4, pari alla somma $V_{d1} + V_{d2}$. E poiché l'amplificatore funziona in classe AB, grazie a D1 e D2, la diminuzione delle tensioni V_{be2} e V_{be4} implica la diminuzione delle rispettive correnti di base e di collettore.

I diodi D1 e D2 inoltre consentono di minimizzare la distorsione di crossover dovuta alla non linearità delle caratteristiche d'ingresso di Q2 e Q4.

La fig. 10 rappresenta la versione a MOSFET complementari (2SK1058 a canale n e 2SJ162 a canale p) dell'amplificatore precedente.

I valori dei componenti sono uguali a quelli del circuito precedente, tranne che per R_{e2} ed R_{e4} , del valore di 560Ω .

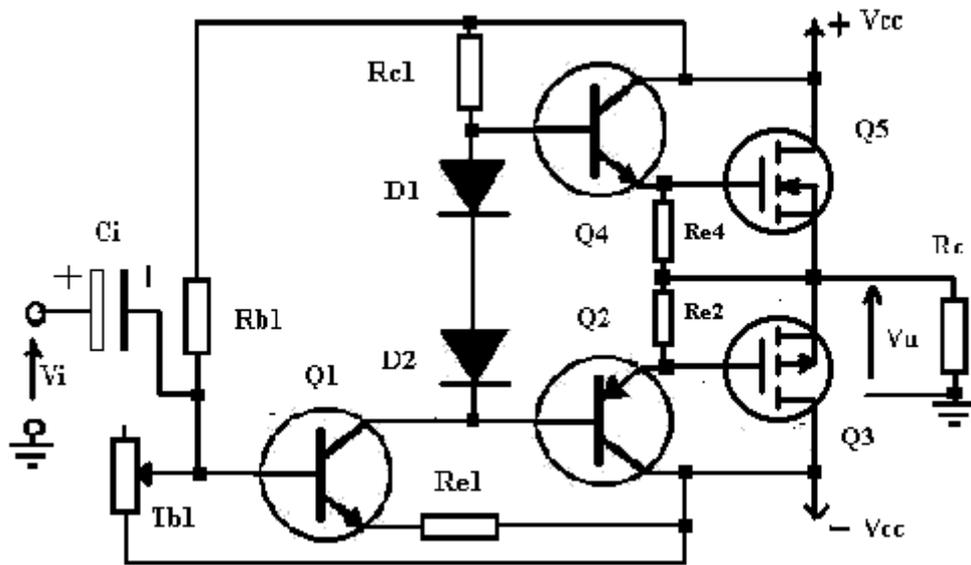


fig.10

AMPLIFICATORI OPERAZIONALI E CIRCUITI APPLICATIVI

L'amplificatore operazionale integrato è un componente lineare dotato di due ingressi (-) e (+), rispettivamente invertente e non invertente, che fornisce, idealmente, un segnale proporzionale alla differenza dei segnali applicati agli ingressi.

L'A.O. è un amplificatore differenziale costituito da due o più stadi differenziali (fig. 1), realizzati con transistor bipolari o unipolari, accoppiati direttamente, cioè senza l'impiego di gruppi RC, al fine di ottenere l'amplificazione sia di componenti continue che di segnali alternati di qualsiasi tipo.

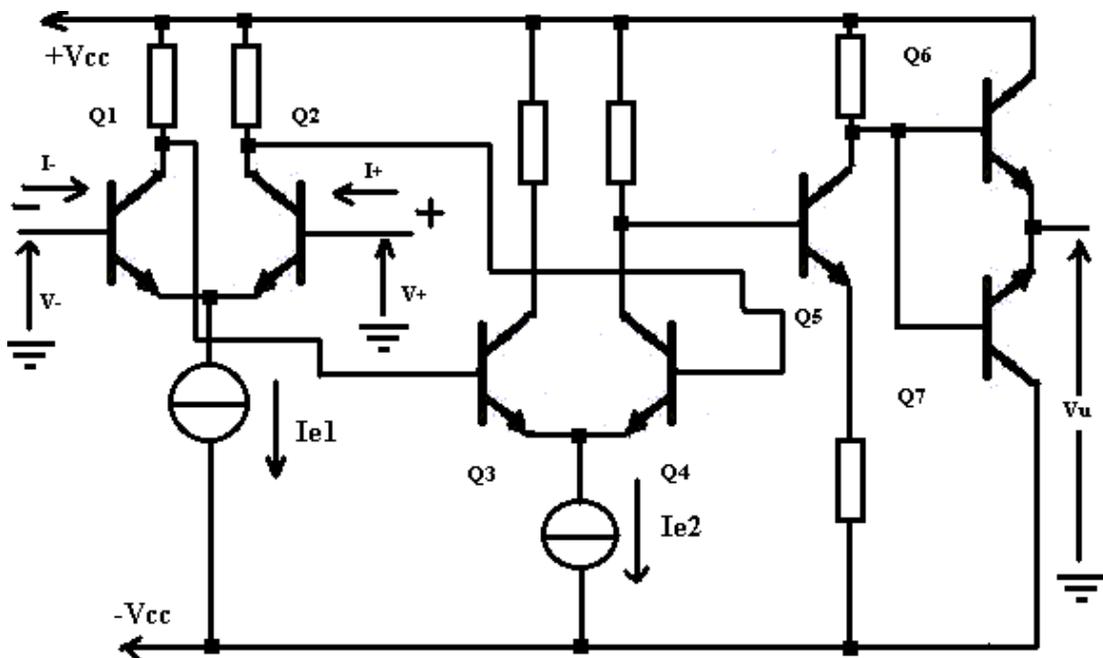


fig.1

La fig. 1 mostra che l'A.O. considerato impiega due stadi differenziali, ciascuno dei quali è costituito da due transistor con gli emettitori accoppiati attraverso un generatore di corrente. I due stadi sono connessi in cascata e pilotano lo stadio d'uscita a simmetria complementare attraverso uno stadio traslatore di livello, che serve a fornire alle basi dei transistor finali un segnale di livello adeguato alla dinamica del segnale d'uscita. Il simbolo circuitale di un amplificatore operazionale (A.O.) è rappresentato in fig.2, ed è identico a quello dell'amplificatore differenziale.

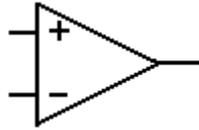


fig.2

L'A.O. integrato richiede un'alimentazione duale, per es. +12 V e -12V, in quanto è in grado di amplificare segnali continui ed alternati di qualsiasi tipo.

Se si considera, per semplicità, un amplificatore operazionale con caratteristiche ideali, il segnale d'uscita V_u è proporzionale al segnale differenziale d'ingresso, cioè alla differenza tra V_+ e V_- , essendo V_+ e V_- i segnali elettrici presenti rispettivamente all'ingresso non invertente ed a quello invertente : $V_u = A (V_+ - V_-)$.

L'ingresso (+) si definisce non invertente in quanto, se si applica ad esso un segnale elettrico V_+ , con l'ingresso invertente connesso a massa, si ottiene un segnale d'uscita V_u in fase con il segnale V_+ (sfasamento nullo (fig.3).

L'ingresso (-) si definisce invertente in quanto, se si applica ad esso un segnale elettrico V_- , con l'ingresso non invertente connesso a massa, si ottiene un segnale d'uscita V_u in opposizione di fase (sfasato di 180°) rispetto al segnale V_- (fig.4).

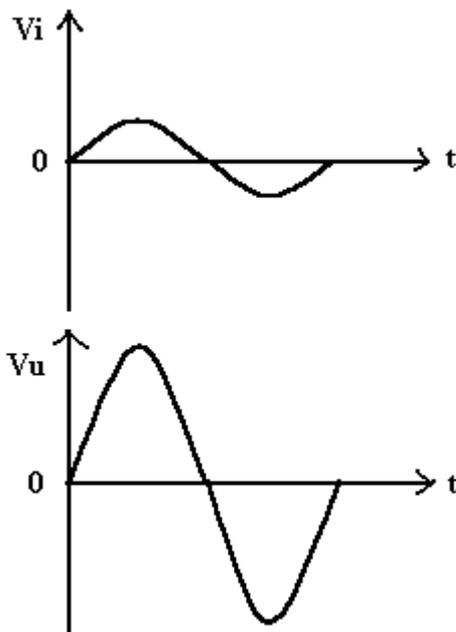


fig.3

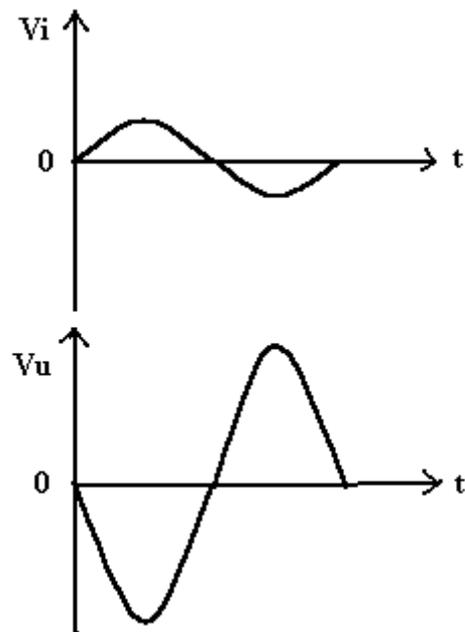


fig.4

Principali parametri di un amplificatore operazionale

Con riferimento al circuito equivalente di fig.5 definiamo i seguenti parametri:

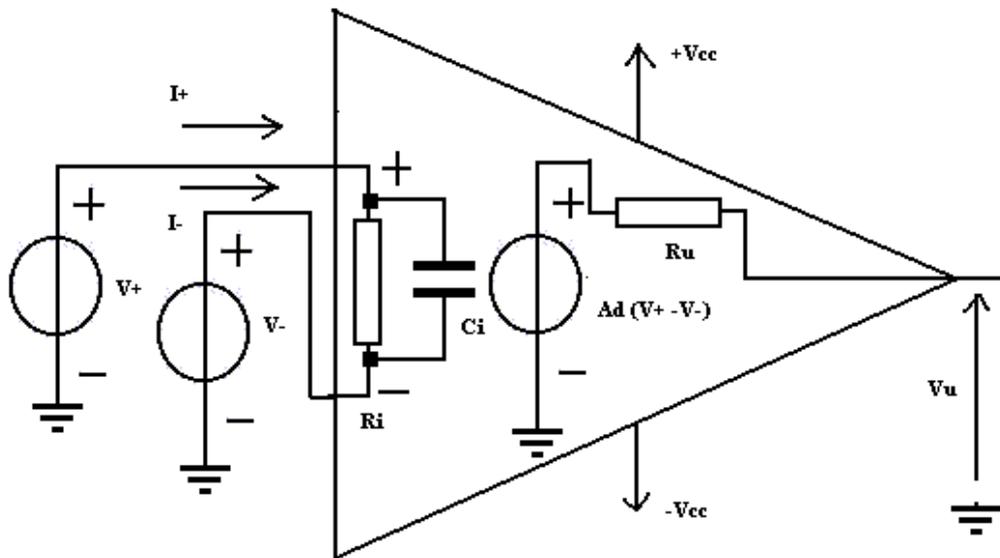


fig.5

1) $Ad = Vu/Vd = Vu / (V_+ - V_-)$ Guadagno differenziale di tensione a ciclo aperto (senza reazione negativa) (Open Loop Voltage Gain) .

Ad si considera infinito nel caso di un amplificatore operazionale ideale; in pratica è compreso tra 10^5 e 10^6 (100 .. 120 dB).

2) $Ac = Vu/Vc = Vu / [(V_+ + V_-)/2]$ Guadagno di modo comune (Common Mode Voltage Gain).

In un amplificatore operazionale reale, al segnale d'uscita $Ad Vd$, proporzionale al segnale differenziale $Vd = V_+ - V_-$, si aggiunge il termine $Ac Vc$, proporzionale al segnale di modo comune $Vc = (V_+ + V_-)/2$, essendo Ac il guadagno di modo comune, nullo in un amplificatore operazionale ideale. Ac deve essere il minore possibile, in quanto implica la risposta aggiuntiva $AcVc$, indesiderata in un amplificatore differenziale, che per definizione deve fornire un segnale d'uscita proporzionale esclusivamente alla differenza dei segnali d'ingresso V_+ e V_- . Pertanto, in un amplificatore operazionale reale il segnale d'uscita è $Vu = Ad Vd + Ac Vc = Ad Vd + (Ad/CMRR) Vc$, dove il parametro CMRR è il cosiddetto rapporto di reiezione del modo comune, definito dal modulo del rapporto tra i guadagni Ad e Ac.

Di solito $CMRR = |Ad/Ac|$ nei data sheet viene espresso in dB :

$$CMRR (dB) = 20 \log_{10} |Ad/Ac|.$$

Se, per es., $Ad = 100000$ e $Ac = 10$, $CMRR = 10000$ e

$$CMRR (dB) = 20 \log_{10} 10000 = 80 \text{ dB}.$$

Esempio:

$A_d = 100000$, $A_c = 10$, $V_+ = 15,625$ mV, $V_- = 15,613$ mV, $V_{cc} = \pm 15$ V

$V_d = V_+ - V_- = 15,625 - 15,613 = 0,012$ mV, $V_c = (V_+ + V_-)/2 =$

$(15,625 + 15,613)/2 = 15,619$ mV;

$V_u = A_d V_d + A_c V_c = 100000 * 0,012 \text{ E-3} + 10 * 15,619 \text{ E-3} =$

$\approx 1,2 + 0,1562 = 1,356$ V.

Il parametro CMRR fornisce la misura della deviazione del modello dell'amplificatore operazionale reale rispetto al modello ideale, ed è tanto più elevato quanto minore è il guadagno di modo comune.

Un valore elevato del CMRR indica che l'A.O. fornisce un segnale d'uscita dipendente, prevalentemente, dal segnale differenziale V_d , attenuando notevolmente la risposta indesiderata dovuta al valor medio $V_c = (V_+ + V_-)/2$ dei segnali d'ingresso e quindi all'insieme dei segnali di disturbo (noise) sovrapposti al segnale utile $V_d = V_+ - V_-$.

Questa è una condizione molto importante da soddisfare soprattutto nell'acquisizione di segnali molto deboli, con ampiezza compresa tra pochi μV e qualche mV (segnali forniti da termocoppie e segnali bioelettrici), inquinati generalmente da segnali di disturbo di vario tipo (insufficiente filtraggio della tensione di alimentazione, tensioni di contatto tra metalli diversi, ecc.).

I valori del CMRR sono compresi, di solito, tra 80 e 120 dB.

3) Tensione d'ingresso di offset (Input offset voltage) V_{io} .

Mentre in un A.O. ideale, quando i segnali d'ingresso V_+ e V_- sono uguali, il segnale differenziale V_d è nullo e con esso si annulla il segnale d'uscita $V_u = A_d V_d$, in un A.O. reale, anche quando V_d è nullo, si ottiene un segnale d'uscita diverso da zero (positivo o negativo).

Questo inconveniente dipende dalle inevitabili differenze tra le caratteristiche dei transistor integrati, che implicano valori differenti delle tensioni e delle correnti di polarizzazione delle varie giunzioni pn.

La tensione d'ingresso di offset V_{io} è la tensione di bilanciamento (o di compensazione) che bisogna applicare agli ingressi per riportare a zero il segnale V_u , con $V_d=0$, attraverso un circuito potenziometrico di precisione (taratura dell'offset).

Negli attuali A.O. è possibile tarare l'offset della tensione d'ingresso impiegando un trimmer di precisione (trimmer *CERMET* a 20 giri) con gli estremi collegati agli appositi pin di bilanciamento ed il cursore collegato al polo negativo dell'alimentatore duale.

La fig. 6 mostra la caratteristica di trasferimento (a ciclo aperto) di un A.O.

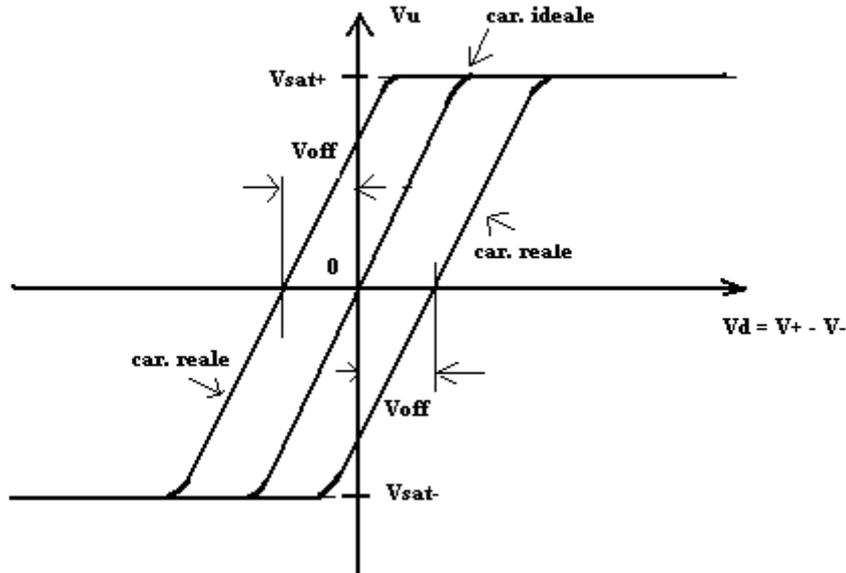


fig. 6

Il tratto lineare della caratteristica di trasferimento corrisponde al funzionamento dell'A.O. come amplificatore lineare di segnali di qualsiasi tipo (continui o alternati). Le tensioni V_{sat+} e V_{sat-} rappresentano le tensioni di saturazione dell'A.O., cioè le massime tensioni d'uscita ottenibili con una data alimentazione duale, e differiscono in pratica di 1 o 2 V rispetto alle tensioni di alimentazione.

I segmenti indicati con V_{off} rappresentano la traslazione che bisogna applicare ad una caratteristica reale, per fare in modo che essa, bilanciata la tensione d'ingresso di offset, passi per l'origine.

4) Resistenza differenziale (R_i) tra gli ingressi (Differential input resistance). R_i si considera infinita in un A.O. ideale; in pratica il suo valore è compreso tra $10^6 \Omega$, negli A.O. con stadio d'ingresso a transistor bipolari, e $10^{12} \Omega$, negli A.O. con stadio d'ingresso a transistor unipolari (A.O. BIFET e BIMOS).

5) Capacità parassita tra gli ingressi (C_i). E' idealmente nulla; in pratica il suo valore è compreso tra 1 e 10 pF.

6) Correnti di polarizzazione d'ingresso (Input bias current) I_b . E' data dalla media $I_b = (I_+ + I_-)/2$ delle correnti I_+ , I_- assorbite dagli ingressi, cioè dalle basi o dai gate dei transistor dello stadio differenziale d'ingresso, e che si considerano nulle in un A.O. ideale. In pratica I_b assume valori di alcune decine di pA negli A.O. BIMOS, di alcune decine di nA negli A.O. BIFET, e di alcune centinaia di nA negli A.O. con stadio d'ingresso bipolare.

I data sheet riportano inoltre la cosiddetta **corrente di offset d'ingresso**

$I_{off} = I_+ - I_-$, che assume valori compresi tra qualche pA (A.O. BIMOS), qualche nA (A.O. BIFET) e qualche decina di nA (A.O. con transistor bipolari).

7) Resistenza d'uscita (R_u) (Output Resistance). Si considera nulla in un A.O. ideale; in pratica il suo valore è compreso tra $0,1 \Omega$ e 200Ω (nella maggior parte degli A.O. R_u ha un valore compreso tra 50 e 75Ω).

8) Prodotto guadagno per larghezza di banda (GBW- Gain Bandwidth Product) $GBW = A * B$, dove A indica il guadagno di tensione a ciclo aperto (A_d) o a ciclo chiuso (A_v , con reazione negativa) e B la larghezza di banda a -3 dB ($B = f_s - f_i = f_s$), essendo nulla la frequenza di taglio inferiore f_i in un amplificatore multistadio ad accoppiamento diretto, come l'A.O., che amplifica anche tensioni continue.

La risposta in frequenza dell'A.O. a ciclo aperto si rappresenta con i diagrammi di Bode (fig. 7), dove f_t è la frequenza di taglio a -3 dB (frequenza per cui la risposta è pari al 70,7% della risposta che si ha per $f=0$). La frequenza di taglio f_t è associata al polo dominante (filtro RC passa basso), che viene impiegato negli amplificatori compensati internamente per evitare fenomeni di instabilità (oscillazioni) nell'utilizzazione dell'A.O. a ciclo chiuso (con reazione negativa).

GBW, che si considera infinita in un A.O. ideale, è compresa in pratica 1 MHz, negli A.O. per basse frequenze, e qualche centinaio di MHz, negli A.O. a larga banda, che si utilizzano nell'elaborazione di segnali video e di transistori rapidi.

Esempio: Se $GBW = 50$ MHz ed il guadagno A_v a ciclo chiuso (con reazione negativa) è 100 , la larghezza di banda si riduce a $GBW/A_v = 50/100$ MHz = $0,5$ MHz.

Alcuni data sheet riportano al posto di GBW il parametro f_T , che indica la cosiddetta frequenza di transizione e coincide con il prodotto guadagno*larghezza di banda (GBW – Gain Bandwidth), in quanto f_T è la frequenza per cui il guadagno A_d a ciclo aperto diventa unitario (Unity gain bandwidth) $GBW = f_T * A_d = f_T$. La frequenza f_T corrispondente al punto d'intersezione del diagramma del modulo di A_d con l'asse delle frequenze.

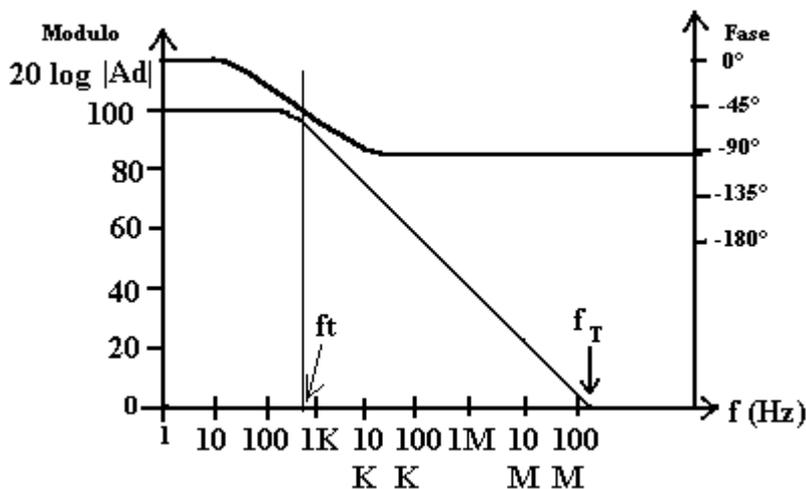


fig.7

9) Frequenza di risposta (o banda passante) a piena potenza (Full power bandwidth) f_p . E' la massima frequenza fino alla quale si può ottenere in uscita, a ciclo chiuso, un segnale sinusoidale indistorto V_u , di ampiezza massima, per una data alimentazione duale (fig.8).

Nel caso dell'A.O. 741 f_p vale 10 KHz.

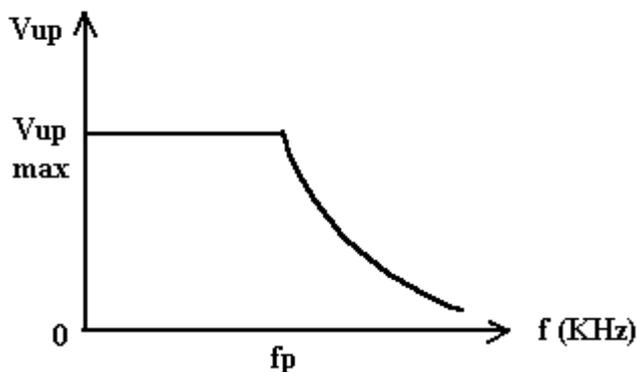


fig.8

10) Slew rate

Per $f > f_p$ l'A.O. lavora nella zona di *slew rate*, caratterizzata da una limitazione dinamica della pendenza dV_u/dt del segnale d'uscita.

Lo *slew rate* (fig.9) è un parametro che indica la massima pendenza (in $V/\mu s$) del segnale d'uscita fornito dall' amplificatore operazionale .

Con riferimento ad un segnale sinusoidale, si ottiene:

$$S_R = (dV_u/dt)_{\max} \approx (\Delta V_u/\Delta t)_{\max} = 2\pi f_p V_{up}(f_p) = 6,28 f_p V_{up}(f_p) = 6,28 f_p V_{upp}(f_p)/2 .$$

Infatti, per un segnale sinusoidale d'uscita $V_u = V_{up} \sin \omega t$, si ottiene:

$$dV_u/dt = \omega V_{up} \cos \omega t ;$$

$$S_R = (dV_u/dt)_{\max} = \omega_p V_{up}(f_p) = 2\pi f_p V_{up}(f_p) .$$

Pertanto l'ampiezza del segnale d'uscita fornito dall'operazionale per $f > f_p$ è legata allo slew rate dalla relazione: $V_{up} = S_R / (2\pi f)$.

La limitazione della pendenza del segnale d'uscita dipende dal fatto che un amplificatore operazionale integrato è dotato di dispositivi a corrente costante (generatori di corrente), e che le capacità presenti nel microchip, o aggiunte esternamente per prevenire l'instabilità, si possono caricare con una corrente massima che pone un limite alla massima pendenza del segnale d'uscita.

Infatti, indicando con C una capacità parassita che si carica con una corrente I_{max} , si ha:

$$I_{max} = (dQ/dt)_{max} = C (dV_u/dt)_{max} = C S_R;$$

pertanto risulta limitato $S_R = I_{max} / C$.

Lo S_R di un operazionale, a seconda della larghezza di banda, può assumere valori compresi tra $0,5 \text{ V}/\mu\text{s}$ (operazionali per bassa frequenza) e $5000 \text{ V}/\mu\text{s}$ (operazionali a larga banda).

L'overshoot (OS – sovraelongazione) della risposta dell'A.O. ad un impulso rettangolare (fig.9) è, in genere, intorno a qualche %.

A causa dello slew rate, per $f > f_p$ segnali sinusoidali ed onde quadre vengono distorti rispettivamente in segnali triangolari e trapezoidali, con pendenza massima pari allo slew rate.

Per evitare che un segnale venga distorto a causa dello slew rate, bisogna applicare la relazione di proporzionalità inversa $V_{up} = S_R / (2\pi f)$ in una delle seguenti modalità:

- a) Diminuire l'ampiezza del segnale d'uscita, facendo in modo che per un dato valore di f , risulti $V_{up} < S_R / (2\pi f)$;
- b) Diminuire la frequenza, facendo in modo che, per un dato valore di V_{up} , risulti $f < S_R / (2\pi V_{up})$.

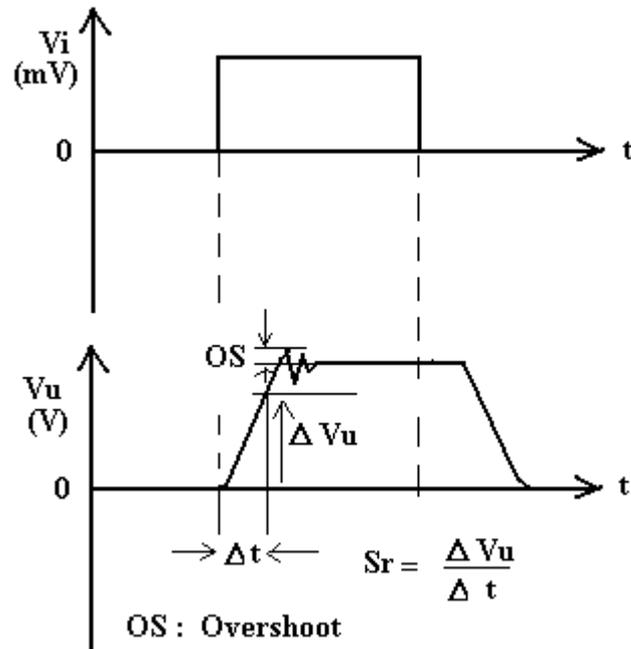


fig.9

Con riferimento all'A.O. 741, uno dei più diffusi, rileviamo dai data sheet che il guadagno A_d , il cosiddetto guadagno differenziale di tensione a ciclo aperto, cioè senza reazione negativa, è pari a 200000, che la resistenza d'ingresso R_i è $1\text{ M}\Omega$, che la resistenza d'uscita R_u è $75\ \Omega$, e che la banda passante a piena potenza f_p è pari a 10 KHz .

Esistono in pratica amplificatori operazionali per tutte le applicazioni: a larga banda ($50 \dots 200\text{ MHz}$), di potenza ($10 \dots 200\text{ W}$), e per tensioni di alimentazione di $100 \dots 150\text{ V}$.

Principali schemi d'impiego dell'amplificatore operazionale

Configurazione invertente

Lo schema circuitale dell'amplificatore invertente è mostrato in fig. 10

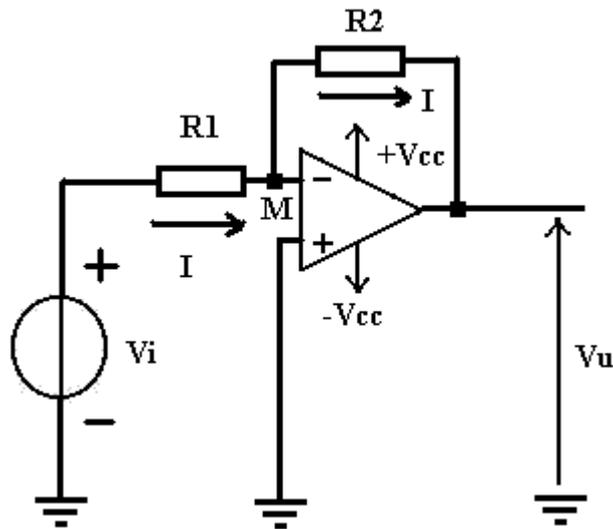


fig.10

Calcolo esatto del guadagno di tensione $A_v = V_u/V_i$ a ciclo chiuso.

Il resistore di reazione R_2 introduce una controeazione di tensione-parallelo, che consiste nel riportare in parallelo all'ingresso invertente la frazione $\beta V_u = V_u R_1 / (R_1 + R_2)$ del segnale d'uscita V_u ; pertanto la tensione V_- , per il principio di sovrapposizione degli effetti, è data da:

$$V_- = V_i R_2 / (R_1 + R_2) + V_u R_1 / (R_1 + R_2).$$

$$V_u = A_d (V_+ - V_-) = A_d (0 - V_-) = -A_d V_- =$$

$$= -A_d V_i R_2 / (R_1 + R_2) - A_d V_u R_1 / (R_1 + R_2);$$

$$V_u [1 + A_d R_1 / (R_1 + R_2)] = -A_d V_i R_2 / (R_1 + R_2);$$

$$A_v = V_u / V_i = -A_d R_2 / (R_1 + R_2) / [1 + A_d R_1 / (R_1 + R_2)].$$

Se, in particolare, A_d si considera infinito ($A_d = \infty$, ideale),

$$A_v \approx -A_d R_2 / (R_1 + R_2) / [A_d R_1 / (R_1 + R_2)] = -R_2 / R_1.$$

Inoltre, se si applica il teorema di Miller al resistore R_2 , si ottiene:

$$R' = R_2 / (1 + A_d) ; R'' = R_2 / (1 + 1/A_d) \approx R_2.$$

Se, per es., $A_d = 200000$ e $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $R' = 10000 / 200001 \approx 0,05 \Omega$.

Essendo A_d molto grande, R' è molto piccolo, il che implica una notevolissima diminuzione, per effetto della controeazione, della resistenza presente tra l'ingresso - (massa virtuale) e massa; pertanto

la resistenza d'ingresso dell'amplificatore è

$$R_{ic} = V_i / I_{ic} = R_1 + R' // R_i \approx R_1 + R' \approx R_1.$$

Inoltre, essendo la controeazione di tensione di tipo parallelo, la corrente

$I_{ic} = I + I_- \approx I$, erogata dal generatore V_i è molto maggiore di quella

(I_-) che verrebbe erogata a ciclo aperto, il che conferma la notevole diminuzione della resistenza d'ingresso R_{ic} rispetto a quella dell'amplificatore non retroazionato.

La controeazione di tensione-parallelo implica inoltre una notevole diminuzione della resistenza d'uscita $R_{uc} = V_u / I_{uc} = R_u / (1 + A_d \beta)$,

dove il fattore di reazione $\beta = R1/(R1 + R2)$ tiene conto dell'aumento della corrente d'uscita $I_{uc} = I_u (1 + Ad \beta)$, dovuto alla presenza della rete di reazione.

Se, per es., $Ad = 200000$, $R_u = 75 \Omega$, $R1 = 1 \text{ k}\Omega$ ed $R2 = 10 \text{ k}\Omega$, si ottiene:
 $R_{uc} = 75 / (1 + 200000 * 1/11) \approx 75/18183 = 4,123 * 10^{-3} \Omega$.

Analisi semplificata

Per l'analisi semplificata del funzionamento dell'amplificatore, facciamo riferimento ad un A.O. ideale.

Assumendo che il guadagno Ad sia infinito, dalla definizione di $Ad = V_u / (V_+ - V_-)$ si ricava che, essendo V_u di valore finito ($< \infty$ alla tensione di alimentazione, per es. $\pm 12 \text{ V}$), deve essere nullo il denominatore ($V_+ - V_-$); pertanto V_+ deve essere uguale a V_- . Da questo risultato deriva il concetto di massa virtuale dell'amplificatore invertente:

infatti, sono nulle sia la tensione del nodo M rispetto a massa, grazie al valore infinito di A , sia la corrente assorbita dall'ingresso invertente, essendo infinita, idealmente, la resistenza d'ingresso R_i . Pertanto si ha tra M e massa un cortocircuito virtuale, in quanto non passa corrente.

La corrente $I = V_i / R1$, fornita dal generatore di segnale V_i , prosegue inalterata nel circuito di reazione ed attraversa il resistore $R2$ generando ai suoi capi un segnale $V_u = -I * R2$;

il segno - è dovuto al fatto che la corrente proviene dal punto M (a potenziale zero) ed è diretta verso l'uscita U a potenziale minore di zero. Pertanto il segnale d'uscita V_u , essendo il circuito invertente, ha polarità opposta rispetto a quella del segnale d'ingresso V_i .

Si ricava immediatamente la relazione tra V_u e V_i (caratteristica di trasferimento a ciclo chiuso):

$$V_u = - I * R2 = - V_i * (R2/R1).$$

Si tenga presente che il circuito funziona in base alla reazione negativa (controreazione) introdotta dal partitore di tensione formato dai resistori d'ingresso ($R1$) e di reazione ($R2$), in quanto viene riportata all'ingresso la frazione $V_u * R1 / (R1 + R2)$ del segnale d'uscita, di polarità opposta rispetto a V_i .

Grazie alla reazione negativa si ottiene un guadagno di tensione $(-R2/R1)$ molto minore del guadagno A a ciclo aperto, ma in compenso molto stabile, in quanto dipende soltanto da un rapporto di valori resistivi.

Se $R1 = 1 \text{ kohm}$ ed $R2 = 10 \text{ Kohm}$, si ottiene un guadagno pari a -10 .

Configurazione non invertente

La fig.11 mostra lo schema circuitale dell'amplificatore non invertente.

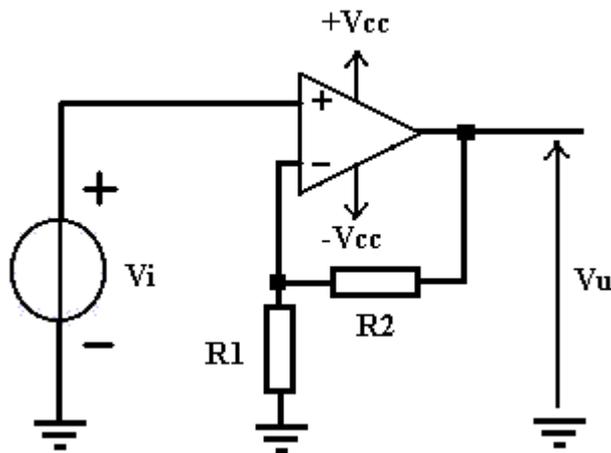


fig.11

Calcolo esatto del guadagno di tensione $A_v = V_u/V_i$ a ciclo chiuso.
 Il partitore di tensione (R_1, R_2) introduce una controreazione di tensione-serie, in quanto la frazione $\beta V_u = V_u R_1 / (R_1 + R_2)$ del segnale d'uscita viene riportata all'ingresso, in opposizione rispetto al generatore V_i .

$$V_u = A_d (V_+ - V_-) = A_d [V_i - V_u R_1 / (R_1 + R_2)];$$

$$V_u [1 + A_d R_1 / (R_1 + R_2)] = A_d V_i;$$

$$A_v = V_u / V_i = A_d / [1 + A_d R_1 / (R_1 + R_2)];$$

Se, in particolare, A_d si considera infinito, $A_v \approx (R_1 + R_2) / R_1 = 1 + R_2 / R_1$.

Per effetto della controreazione di tensione-serie, la resistenza d'ingresso aumenta da R_i a $R_{ic} = R_i (1 + A_d \beta)$.

Per es., se $A_d = 200000$, $R_i = 1 \text{ M}\Omega$, $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ e $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, si ha:

$$R_{ic} = 1(1 + 200000 * 1/11) \approx 18183 \text{ M}\Omega.$$

La resistenza d'uscita, invece, diminuisce da R_u a $R_{uc} / (1 + A_d \beta)$.

Analisi semplificata

L'analisi semplificata del circuito si effettua considerando ideale l'A.O. ed uguagliando i segnali V_+ e V_- :

$$V_+ = V_i; \quad V_- = V_u * R_1 / (R_1 + R_2);$$

$$V_i = V_u * R_1 / (R_1 + R_2);$$

$$V_u = V_i * (R_1 + R_2) / R_1;$$

$$V_u = V_i * (1 + R_2 / R_1).$$

Si tenga presente che il guadagno di tensione V_u/V_i è sempre positivo e maggiore dell'unità. Se, per es. $R_1 = 10 \text{ Kohm}$ ed $R_2 = 47 \text{ Kohm}$, si ottiene

un guadagno pari a 5,7.

In particolare, se $R_2 = 0$, V_u coincide con V_i , cioè si ottiene soltanto un'amplificazione in corrente, necessaria per adattare un generatore di segnale V_i , con elevata resistenza interna R_i , ad un carico $R_c < R_i$; in tal caso il circuito prende il nome di inseguitore di tensione (voltage follower o buffer) (fig.12).

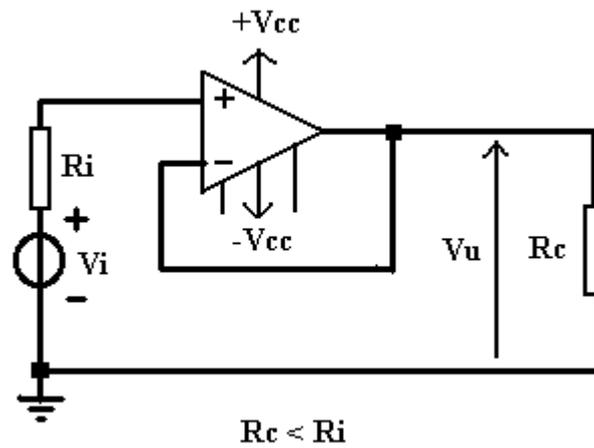


fig.12

CIRCUITO SOMMATORE INVERTENTE

$$V_u = - (R_3/R_1) V_1 - (R_3/R_2) V_2$$

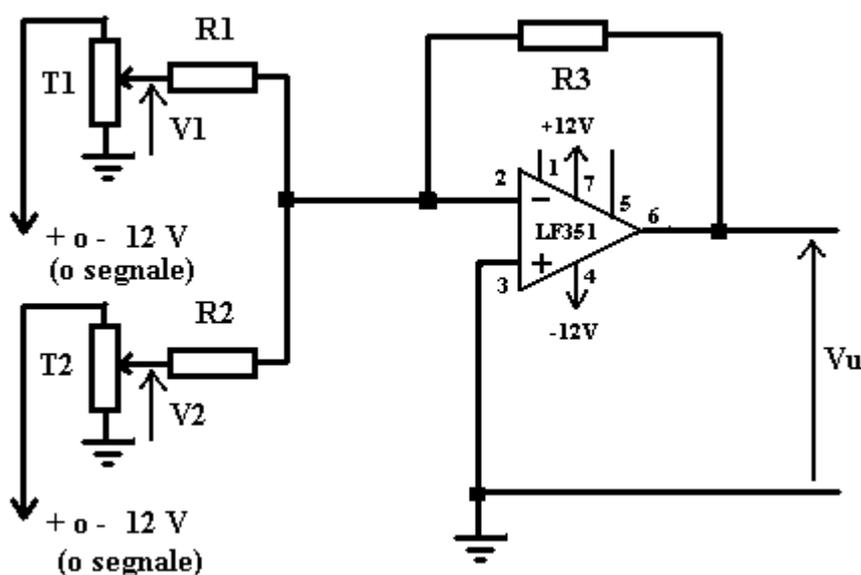
(somma pesata cambiata di segno)

Dimostrazione

Considerando la massa virtuale ($V_- = V_+ = 0$), si ottiene:

$$\begin{aligned} I_1 &= V_1/R_1 ; & I_2 &= V_2/R_2 ; & I_1 + I_2 &= I_3 ; \\ V_u &= - R_3 I_3 = - R_3 (V_1/R_1) - R_3 (V_2/R_2) = \\ &= - (R_3/R_1) V_1 - (R_3/R_2) V_2 \end{aligned}$$

Schema circuitale



ELENCO COMPONENTI

- Amplificatore operazionale integrato LF351 (BIFET) (o equivalente)
- T1, T2 :trimmer da 1 k Ω
- R1, R2, R3: resistori da 100 k Ω - 1/4 W

Verifica funzionale

- In continua
- Verificare con il multimetro digitale che la tensione d'uscita V_u sia uguale, nei limiti degli errori di misura, alla somma algebrica ,cambiata di segno, delle tensioni V_1 e V_2 .

$$V_1 = \dots\dots\dots \quad V_2 = \dots\dots\dots \quad V_u = - V_1 - V_2 = \dots\dots\dots$$

- Somma di un segnale alternato e di una componente continua
 Applicare al trimmer T1 un segnale alternato sinusoidale (o triangolare) V_i , di ampiezza tale che il segnale d'uscita non subisca limitazioni, verificando con l'oscilloscopio a doppia traccia che all'uscita la componente continua (DC offset), regolabile mediante T2, sia uguale alla tensione $-V_2$: $V_u = -V_i - V_2$.

$$\text{Frequenza } f = \dots\dots\dots \quad V_{\text{ipp}} = \dots\dots\dots \quad V_2 = \dots\dots\dots$$

CIRCUITO SOMMATORE NON INVERTENTE

$$V_u = (R_4/R_1) V_1 + (R_4/R_2) V_2$$

(somma pesata)

Dimostrazione

Considerando l'uguaglianza (con A.O. ideale) delle tensioni V_+ e V_- ed applicando il teorema di Millman, si ottiene:

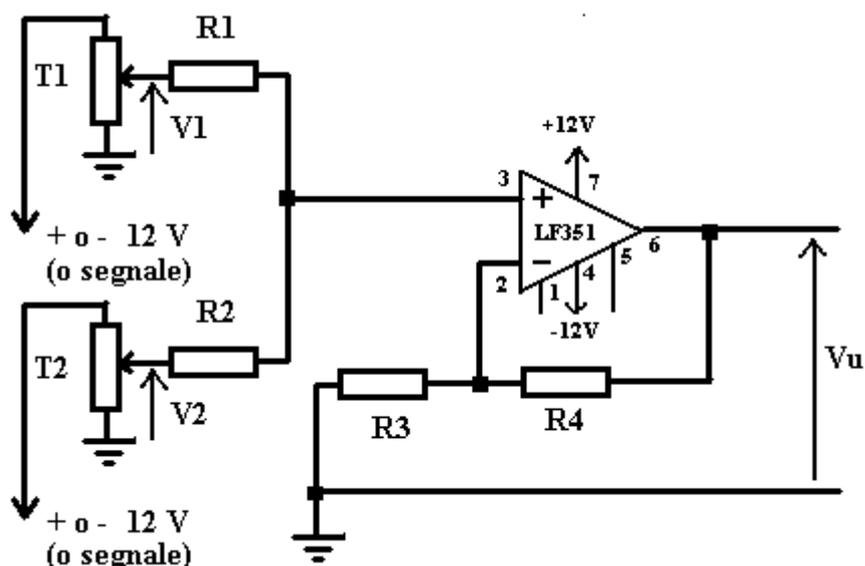
$$\begin{aligned} V_+ &= (G_1 V_1 + G_2 V_2)/(G_1 + G_2) ; V_- = V_u R_3/(R_3 + R_4) = \\ &= (V_u/G_3)/(1/G_3 + 1/G_4) = (V_u/G_3)(G_3 G_4)/(G_3 + G_4) = \\ &= V_u G_4/(G_3 + G_4) ; \end{aligned}$$

$$V_+ = V_- ; \quad (G_1 V_1 + G_2 V_2)/(G_1 + G_2) = V_u G_4/(G_3 + G_4);$$

Se il circuito è simmetrico, cioè se $R_1 = R_3$ ed $R_2 = R_4$, si ottiene:

$$\begin{aligned} G_1 V_1 + G_2 V_2 &= V_u G_4 ; V_1/R_1 + V_2/R_2 = V_u/R_4 ; \\ V_u &= (R_4/R_1) V_1 + (R_4/R_2) V_2. \end{aligned}$$

Schema circuitale



ELENCO COMPONENTI

- Amplificatore operazionale integrato LF351 (BIFET) (o equivalente)
- T1,T2 :trimmer da 1 k Ω
- R1,R2,R3,R4 : resistori da 100 k Ω - 1/4 W

Verifica funzionale

8) In continua

Verificare con il multimetro digitale che la tensione d'uscita V_u sia uguale, nei limiti degli errori di misura, alla somma algebrica delle tensioni V_1 e V_2 .

$$V_1 = \dots\dots\dots \quad V_2 = \dots\dots\dots \quad V_u = V_1 + V_2 = \dots\dots\dots$$

8) Somma di un segnale alternato e di una componente continua
 Applicare al trimmer T1 un segnale alternato sinusoidale (o triangolare) V_i di ampiezza tale che il segnale d'uscita non subisca limitazioni , verificando con l'oscilloscopio a doppia traccia che all'uscita la componente continua (DC offset) ,regolabile mediante T2, sia uguale alla tensione V_2 : $V_u = V_i + V_2$.

$$\text{Frequenza } f = \dots\dots\dots \quad V_{ipp} = \dots\dots\dots \quad V_2 = \dots\dots\dots$$

CIRCUITO SOTTRATTORE (DIFFERENZIATORE)

$$V_u = (R_2/R_1) (V_1 - V_2)$$

Dimostrazione

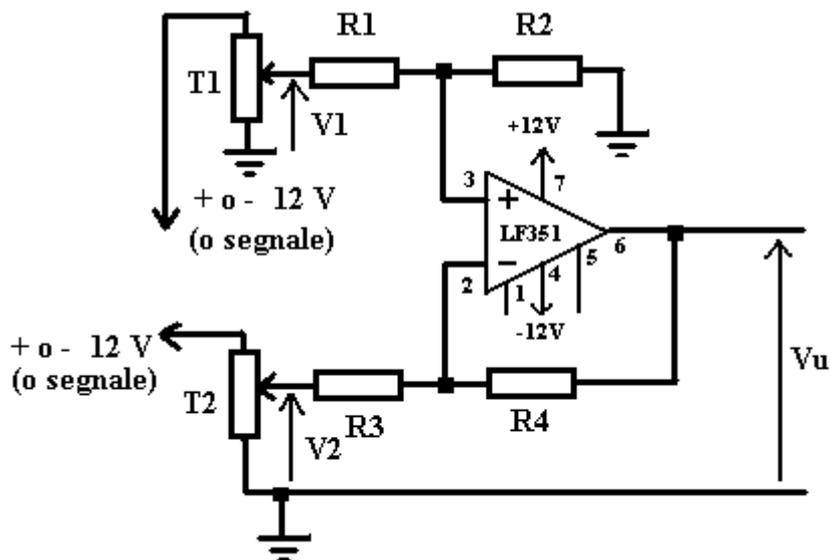
Considerando l'uguaglianza (con A.O. ideale) delle tensioni V_+ e V_- ed applicando il teorema di Millman, si ottiene:

$$\begin{aligned} V_+ &= V_1 R_2 / (R_1 + R_2) = \\ &= (V_1/G_2) / (1/G_1 + 1/G_2) = (V_1/G_2)(G_1 G_2) / (G_1 + G_2) = \\ &= G_1 V_1 / (G_1 + G_2) \\ V_- &= (G_3 V_2 + G_4 V_u) / (G_3 + G_4) ; \end{aligned}$$

$V_+ = V_-$; $G_1 V_1 / (G_1 + G_2) = (G_3 V_2 + G_4 V_u) / (G_3 + G_4)$.
Se il circuito è simmetrico ,cioè se $R_1 = R_3$ ed $R_2 = R_4$, si ottiene:

$$\begin{aligned} G_1 V_1 &= G_3 V_2 + G_4 V_u = G_1 V_2 + G_2 V_u ; \\ V_1 / R_1 &= V_2 / R_1 + V_u / R_2 ; \quad V_1 R_2 = V_2 R_2 + V_u R_1 ; \\ V_u &= (V_1 - V_2) R_2 / R_1 \end{aligned}$$

Schema circuitale



ELENCO COMPONENTI

- Amplificatore operazionale integrato LF351 (BIFET) (o equivalente)
- T1, T2 :trimmer da 1 k Ω
- R1, R2, R3, R4 : resistori da 100 k Ω - 1/4 W

Verifica funzionale

- In continua

Verificare con il multimetro digitale che la tensione d'uscita V_u sia uguale, nei limiti degli errori di misura, alla differenza delle tensioni V_1 e V_2 .

$$V_1 = \dots\dots\dots \quad V_2 = \dots\dots\dots \quad V_u = V_1 - V_2 = \dots\dots\dots$$

- Differenza tra un segnale alternato ed una componente continua.

Applicare al trimmer T1 un segnale alternato sinusoidale (o triangolare) V_i di ampiezza tale che il segnale d'uscita non subisca limitazioni, verificando con l'oscilloscopio a doppia traccia che all'uscita la componente continua (DC offset), regolabile mediante T2, sia uguale alla tensione $-V_2$: $V_u = V_i - V_2$.

$$\text{Frequenza } f = \dots\dots\dots \quad V_{ipp} = \dots\dots\dots \quad V_2 = \dots\dots\dots$$

CIRCUITO INTEGRATORE INVERTENTE IDEALE

Introduzione teorica

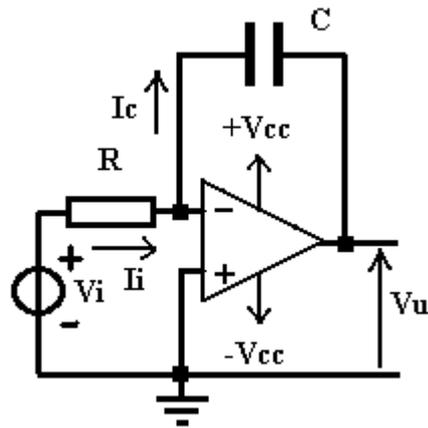


fig.1

Il circuito integratore invertente ideale fornisce un segnale d'uscita proporzionale all'integrale del segnale d'ingresso, cambiato di segno

$$V_u(t) = -(1/RC) \int V_i(t) dt .$$

Dimostrazione

Considerando la presenza della massa virtuale ($V_- = V_+ = 0$) ed assumendo idealmente nulle le correnti I_+ e I_- assorbite dagli ingressi, si ha:

$$I_i(t) = V_i(t) / R ; \quad I_c(t) = I_i(t) ;$$

$$V_u(t) = - Q(t) / C = - (1/C) \int I_i(t) dt = -[1/(RC)] \int V_i(t) dt .$$

Integratore di Miller
(Generatore di rampa)

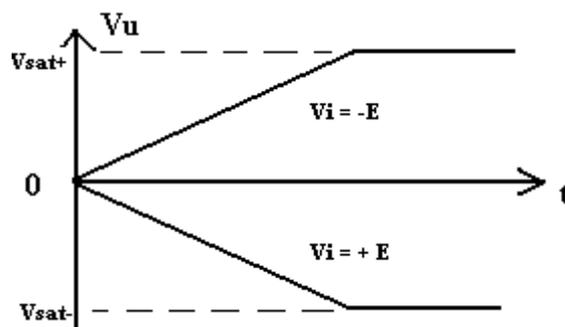


fig.2

Applicando all'ingresso dell'integratore una tensione continua positiva $V_i = E$, si ottiene una rampa con pendenza negativa:

$$V_u = - [1/(RC)] \int E dt = - [1/(RC)] E t .$$

Se invece $V_i = -E$, si ottiene una rampa con pendenza positiva :

$$V_u = - [1/(RC)] \int (-E) dt = [1/(RC)] E t + V_u(0) .$$

In entrambi i casi, come mostra la fig.1, la rampa ha termine quando V_u uguaglia la tensione di saturazione (V_{sat+} o V_{sat-}).

Risposta all'onda quadra

In particolare , applicando al circuito un'onda quadra di ampiezza A , si ottiene un'onda triangolare. Se si fa l'ipotesi che il condensatore sia inizialmente scarico , $V_u(0) = 0$,si ha:

a) Nell'intervallo $0 \leq t \leq T/4$,viene generata la rampa

$$V_u = - [1/(RC)] A t ;$$

il condensatore si carica a corrente costante ($I_c = A/R$) e per $t=T/4$

$$V_u (T/4) = - [1/(RC)] A (T/4) = - V_p;$$

b) Nell'intervallo $T/4 \leq t \leq 3T/4$, considerando come istante

iniziale $t = T/4$, viene generata la rampa $V_u = -V_p + [1/(RC)] A t$;

il condensatore si scarica a corrente costante ($I_c = - A/R$) e per $t=T/4$

$$V_u (T/4) = - [1/(RC)] A (T/4) + [1/(RC)] A (T/4) = 0 ,$$

mentre per $t = T/2$

$$V_u(T/2) = - [1/(RC)] A (T/4) + [1/(RC)] A (T/2) = [1/(RC)] A (T/4) =$$

V_p .

c) Nell'intervallo $3T/4 \leq t \leq 5T/4$, considerando come

istante iniziale $t = 3T/4$,viene generata la rampa $V_u = V_p - [1/(RC)] A t$;

il condensatore si carica a corrente costante ($I_c = A/R$) e per $t=T/4$

$$V_u = [1/(RC)] A (T/4) - [1/(RC)] A (T/4) = 0 , \text{ mentre per } t = T/2$$

$$V_u = [1/(RC)] A (T/4) - [1/(RC)] A (T/2) = - [1/(RC)] A (T/4) = -V_p.$$

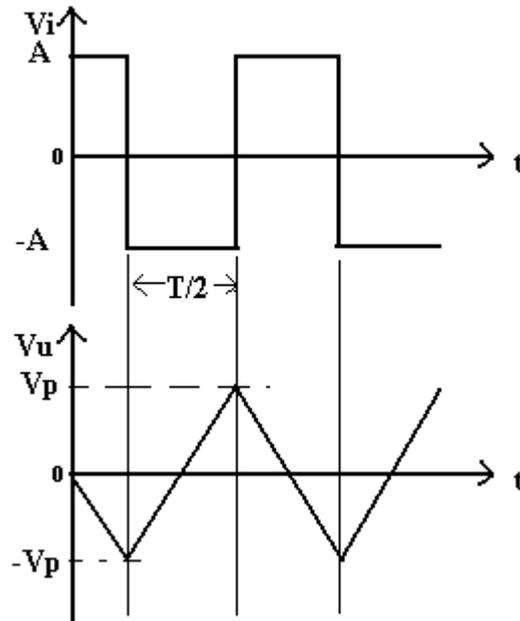


fig.3

Se, in particolare, si applica all'ingresso un'onda rettangolare ,si ottengono rampe con pendenza diversa ,ed al limite, quando il duty cycle del segnale rettangolare tende a 0 o al 100% ,si ottiene un segnale a dente di sega.

Risposta all'onda triangolare

Con riferimento alla fig.4 , considerando la pendenza $\pm 2V_p/(T/2)$ delle rampe $V_i(t) = \pm (4V_p/T) t$ dell'onda triangolare, si ottiene:

Nell'intervallo $T/4 \leq t \leq 3T/4$

$V_u(t) = -[1/(RC)] \int V_i(t) dt = -[1/(RC)] \int (4V_p/T)t dt = -2V_p t^2 / (RCT) + +$ costante , e si ottiene una parabola con la concavità rivolta verso il semiasse V_u negativo, molto simile ad una semionda sinusoidale positiva;

Nell'intervallo $3T/4 \leq t \leq 5T/4$

$V_u(t) = -[1/(RC)] \int V_i(t) dt = -[1/(RC)] \int (-4V_p/T)t dt = 2V_p t^2 / (RCT) + +$ costante , e si ottiene una parabola con la concavità rivolta verso il semiasse V_u positivo, molto simile ad una semionda sinusoidale negativa.

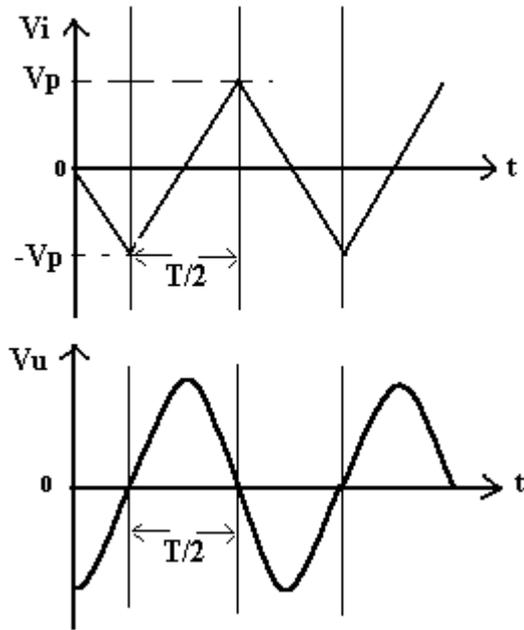


fig.4

Risposta all'onda sinusoidale

Se si applica all'ingresso dell'integratore un segnale sinusoidale

$V_i(t) = V_{ip} \sin \omega t$, si ottiene:

$$V_u(t) = -[1/(RC)] \int V_{ip} \sin \omega t dt = [V_{ip}/(RC\omega)] \cos \omega t + V_u(0).$$

L'espressione ottenuta evidenzia che l'ampiezza $[V_{ip}/(RC\omega)]$ della risposta $V_u(t)$ ad un segnale sinusoidale è inversamente proporzionale alla pulsazione ω e quindi alla frequenza f . Questo comportamento implica che al tendere della frequenza a zero, la risposta debba essere opportunamente limitata, per evitare che vengano raggiunti i livelli di saturazione V_{sat+} e V_{sat-} , con la conseguente limitazione del segnale d'uscita.

Per limitare l'ampiezza della risposta alle basse frequenze, si collega in parallelo al condensatore C un resistore R' , trasformando l'integratore ideale in integratore reale (quasi integratore o integratore con perdite resistive).

In tal modo, per f tendente a zero, la reattanza $X_c = 1/(\omega C)$ del condensatore tende a diventare molto grande rispetto R' , ed il guadagno di tensione del circuito viene limitato al valore $-R'/R$ (guadagno di tensione dell'amplificatore invertente).

Risposta in frequenza del circuito quasi integratore invertente
(filtro attivo passa basso)

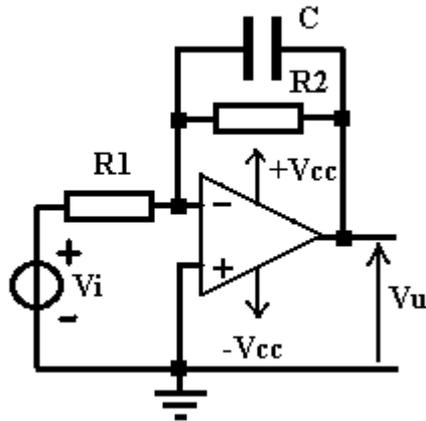


fig.5

Considerando il circuito di fig.5 come un particolare amplificatore invertente avente come impedenza d'ingresso $Z1 = R1$ ed impedenza di reazione $Z2 = R2 // [1/(j\omega C)]$, si ottiene:

$$Z2 = R2 * [1/(j\omega C)] / \{R2 + [1/(j\omega C)]\} = R2 / (1 + j\omega R2 C)$$

Funzione di trasferimento

$$F(j\omega) = Vu/Vi = - Z2/Z1 = - (R2/R1) (1 + j\omega R2 C),$$

da cui si deduce che la frequenza di taglio a - 3 dB è $f_t = 1/(2\pi R2 C)$ e che il guadagno tende a $-(R2/R1)$ per $\omega \rightarrow 0$.

Schema circuitale

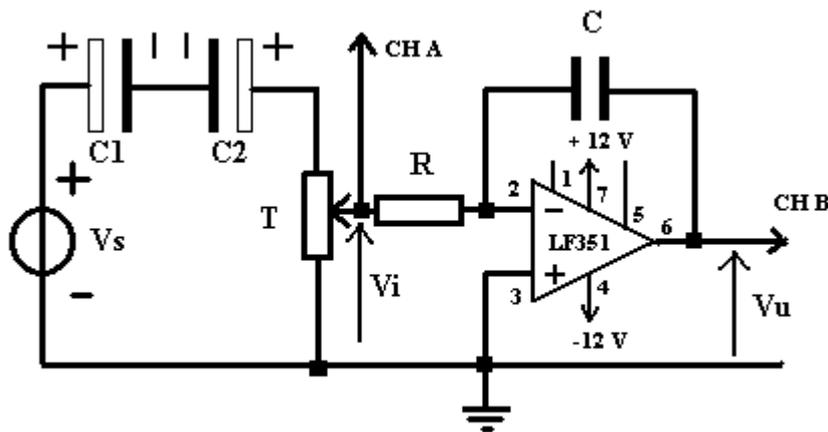


fig. 6

ELENCO COMPONENTI

- Amplificatore operazionale BIFET LF351 (o equivalente)

- 9) C1,C2 : condensatori elettrolitici da 470 μF – 16 V
(C1 e C2 costituiscono un condensatore elettrolitico non polarizzato, che serve a bloccare l'eventuale componente continua presente nel segnale d'ingresso)
- 10) C : condensatore ceramico (o in poliestere) da 10 nF
- 11) R: resistore da 10 $\text{k}\Omega$ - $\frac{1}{4}$ W
- 12) R': resistore da 100 $\text{k}\Omega$ - $\frac{1}{4}$ W (da collegare in parallelo a C per la verifica del funzionamento dell'integratore reale come filtro attivo passa basso del I ordine)
- 13) T : Trimmer da 1 $\text{k}\Omega$.

Verifica funzionale

- Applicare all'ingresso un' onda quadra , regolandone l'ampiezza con il trimmer T e verificando che all'uscita del circuito si ottenga un'onda triangolare

Frequenza $f = \dots\dots\dots$ V_{ipp} (onda quadra) = $\dots\dots\dots$

V_{upp} (onda triangolare) = $\dots\dots\dots$

- Applicare all'ingresso un segnale sinusoidale, regolandone l'ampiezza con il trimmer T e verificando che all'uscita del circuito si ottenga un segnale cosinusoidale (sinusoide di ampiezza $V_u = V_{ip}/(RC\omega)$ sfasata di 90° in anticipo rispetto a $V_i(t)$).

Frequenza $f = \dots\dots\dots$ V_{ipp} (onda sinusoidale) = $\dots\dots\dots$

V_{upp} (segnale cosinusoidale) = $\dots\dots\dots$

- Collegare in parallelo al condensatore un resistore $R' = 100 \text{ k}\Omega$ per trasformare l'integratore ideale in quasi integratore.

- Applicare all'ingresso un segnale sinusoidale per verificare la limitazione del guadagno al valore $-R'/R = -100/10 = -10$,alle basse frequenze, ed il funzionamento del circuito quasi integratore come filtro attivo passa basso del I ordine .

Frequenza f_{lim} per cui il guadagno tende a -10 $f_{\text{lim}} = \dots\dots\dots$

$V_{\text{ipp}}(f_{\text{lim}}) = \dots\dots\dots$; $V_{\text{upp}}(f_{\text{lim}}) = \dots\dots\dots$;

$$A_v = V_{upp}(f_{lim}) / V_{ipp}(f_{lim}) = \dots\dots\dots$$

- Misurare la frequenza di taglio f_t a - 3 dB del circuito quasi integratore (frequenza per cui $V_{upp} = 0,707 V_{upp}(f_{lim})$)

$$f_t = \dots\dots\dots$$

CIRCUITO DERIVATORE INVERTENTE IDEALE Introduzione teorica

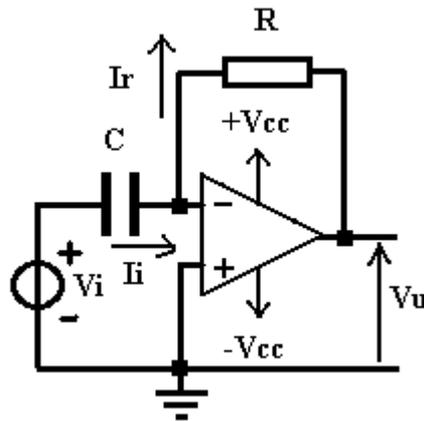


fig.7

Il circuito derivatore invertente ideale fornisce un segnale d'uscita proporzionale alla derivata del segnale d'ingresso, cambiata di segno. Considerando la presenza della massa virtuale ($V_- = V_+ = 0$) ed assumendo idealmente nulle le correnti I_+ e I_- assorbite dagli ingressi, si ha:

$$V_u(t) = - RC \, dV_i(t)/dt .$$

Dimostrazione

$$I_i(t) = dQ(t)/dt \quad ; \quad Q(t) = C V_i(t) \quad ; \quad I_r(t) = I_i(t) = C \, dV_i(t)/dt \quad ;$$

$$V_u(t) = -R I_r(t) = - RC \, dV_i(t)/dt$$

Risposta all'onda triangolare

a) Negli intervalli $0 \leq t \leq T/4$ e $3T/4 \leq t \leq 5T/4$, (fig.8) la derivata del segnale d'ingresso è negativa e coincide con la pendenza $- 2V_p/(T/2) = - 4V_p/T$ della rampa; pertanto $V_u = - RC \, dV_i(t)/dt = 4V_pRC/T = A$;

b) Negli intervalli $T/4 \leq t \leq 3T/4$ e $5T/4 \leq t \leq 7T/4$, la derivata del

segnale d'ingresso è positiva e coincide con la pendenza $2V_p/(T/2) = 4V_p/T$ della rampa; pertanto $V_u = -RC \, dV_i(t)/dt = -4V_pRC/T = -A$. Pertanto il segnale d'uscita è un'onda quadra di ampiezza A .

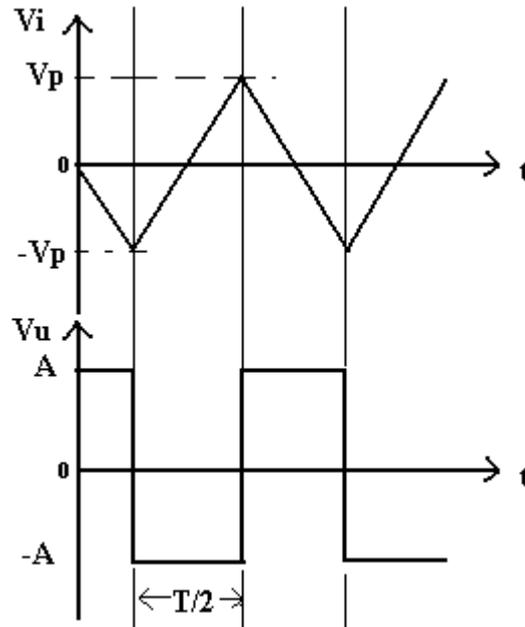


fig.8

Risposta all'onda quadra

Se si considera che un'onda quadra reale è in effetti assimilabile ad un'onda trapezoidale con tempo di salita T_r e tempo di discesa T_f , si ottiene (fig.9):

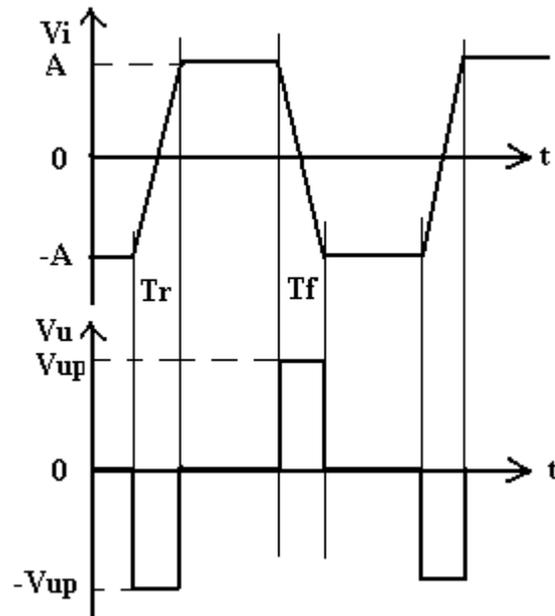


fig.9

Durante i fronti di salita e di discesa la derivata di $V_i(t)$ coincide con la pendenza ed è pari rispettivamente a $2A/T_r$ e $-2A/T_f$, mentre è nulla negli intervalli in cui V_i è costante.

Pertanto il segnale d'uscita è costituito da una successione di impulsi rettangolari, alternativamente negativi e positivi, di ampiezza direttamente proporzionale all'ampiezza A dell'onda quadra ed inversamente proporzionale ai tempi di salita e di discesa:

- durante i fronti di salita di V_i $V_u = -RC \, dV_i(t)/dt = -2ARC/T_r$;
- durante i fronti di discesa di V_i $V_u = -RC \, dV_i(t)/dt = 2ARC/T_f$.

Risposta all'onda sinusoidale

Se si applica all'ingresso dell'integratore un segnale sinusoidale

$V_i(t) = V_{ip} \sin \omega t$, si ottiene:

$$V_u(t) = -RC \, dV_i(t)/dt = -RC \, d(V_{ip} \sin \omega t)/dt = -[V_{ip}RC\omega] \cos \omega t .$$

L'espressione ottenuta evidenzia che l'ampiezza $V_{ip}RC\omega$ della risposta $V_u(t)$ ad un segnale sinusoidale è direttamente proporzionale alla pulsazione ω e quindi alla frequenza f . Questo comportamento implica che al crescere della frequenza, la risposta debba essere opportunamente limitata, per evitare che vengano raggiunti i livelli di saturazione V_{sat+} e V_{sat-} , con la conseguente limitazione del segnale d'uscita.

Inoltre, poiché il guadagno aumenta con la frequenza, il circuito tende a diventare instabile, e si innescano oscillazioni parassite sovrapposte al segnale utile, il che costituisce un grave inconveniente nelle applicazioni.

Per limitare l'ampiezza della risposta alle alte frequenze, si collega in serie al condensatore C un resistore R' , trasformando il derivatore ideale in derivatore reale (quasi derivatore o derivatore con perdite resistive). In tal modo, al crescere di f , la reattanza $X_c = 1/(\omega C)$ del condensatore tende a diventare molto piccola (cortocircuito) rispetto R' , la corrente d'ingresso viene limitata al valore $V_i(t)/R'$ ed il guadagno di tensione del circuito viene limitato al valore $-R/R'$ (guadagno di tensione dell'amplificatore invertente).

Risposta in frequenza del circuito quasi derivatore invertente
(filtro attivo passa alto)

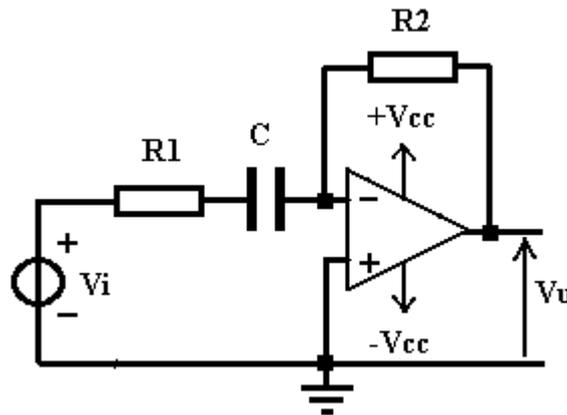


fig.10

Considerando il circuito di fig.10 come un particolare amplificatore invertente avente come impedenza d'ingresso $Z1 = R1 + 1/(j\omega C)$ ed impedenza di reazione $Z2 = R2$, si ottiene:

$$Z1 = R1 + 1/(j\omega C) = (1 + j\omega R1 C)/(j\omega C).$$

Funzione di trasferimento

$$F(j\omega) = Vu/Vi = - Z2/Z1 = - (j\omega R2 C)/(1 + j\omega R1 C) =$$

$$= - (R2/R1) (j\omega R1 C)/(1 + j\omega R1 C),$$

da cui si deduce che la frequenza di taglio a -3 dB è $f_t = 1/(2\pi R1 C)$ e che il guadagno tende a $-(R2/R1)$ per $\omega \rightarrow \infty$.

DERIVATORE INVERTENTE REALE

Schema circuitale

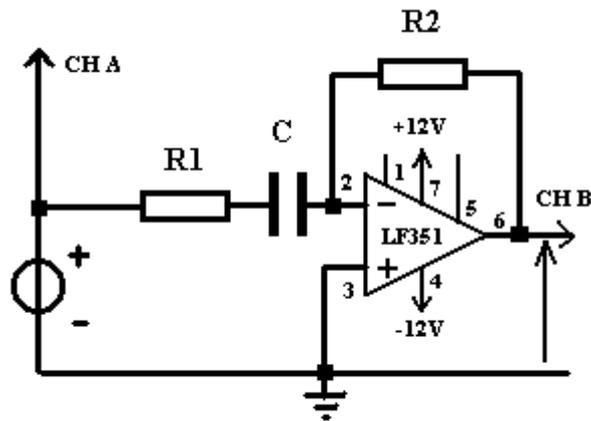


fig.11

ELENCO COMPONENTI

- 14) Amplificatore operazionale BIFET LF351 (o equivalente)
- 15) R1 : resistore da 1 k Ω - 1/4 W
- 16) R2 : resistore da 10 k Ω - 1/4 W
- 17) C : condensatore ceramico (o in poliestere) da 10 nF.

Verifica funzionale

- Applicare all'ingresso un' onda quadra ,regolandone l'ampiezza con il trimmer T e verificando che all'uscita del circuito si ottengano degli impulsi rettangolari

Frequenza f = Vipp (onda quadra) =

Vupp (impulsi rettangolari) =

- 2) Cortocircuitare R1 per verificare l'innescio di oscillazioni smorzate sovrapposte al segnale d'uscita

- 9) Applicare all'ingresso un segnale sinusoidale, regolandone l'ampiezza con il trimmer T e verificando che all'uscita del circuito si ottenga un segnale cosinusoidale invertito di fase (sinusoide di ampiezza $V_{ip}/(RC\omega)$ sfasata di 90° in ritardo rispetto a $V_i(t)$).

Frequenza f = Vipp (onda sinusoidale) =

Vupp (onda cosinusoidale invertita di fase) =

10) Applicare all'ingresso un segnale sinusoidale per verificare la limitazione del guadagno al valore $-R2/R1 = -10000/1000 = -10$ alle alte frequenze, ed il funzionamento del circuito quasi derivatore come filtro attivo passa alto del I ordine.

Frequenza f_{lim} per cui il guadagno tende a -10 $f_{lim} = \dots\dots\dots$

$V_{ipp}(f_{lim}) = \dots\dots\dots$; $V_{upp}(f_{lim}) = \dots\dots\dots$;

$A_v = V_{upp}(f_{lim}) / V_{ipp}(f_{lim}) = \dots\dots\dots$

11) Misurare la frequenza di taglio f_t a -3 dB del circuito derivatore (frequenza per cui $V_{upp} = 0,707 V_{upp}(f_{lim})$)

$f_t = \dots\dots\dots$