

[Clic per tutti gli appunti](#) (AUTOMAZIONE – TRATTAMENTI TERMICI ACCIAIO – SCIENZA delle COSTRUZIONI...)



[e-mail per suggerimenti](#)

ELEMENTI DI ELETTROTECNICA ED ELETTRONICA

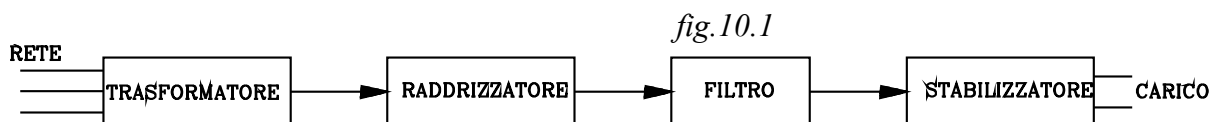
10 ALIMENTATORI DI TENSIONE CONTINUA

Negli apparati elettronici spesso deve essere disponibile una alimentazione di tensione continua e costante. In pratica l'energia elettrica viene prelevata dalla rete di distribuzione che fornisce una tensione alternata di frequenza e valore efficace costante.

Occorre un apparato che trasformi la tensione alternata di rete in una continua e, quanto più possibile, costante nel tempo.

L'alimentatore di tensione continua è composto da più apparecchiature che servono per prelevare la corrente dalla rete, raddrizzarla, filtrarla dalle componenti alternate, e mantenerla costante nel tempo.

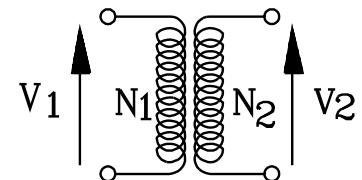
Nello schema a blocchi di figura sono rappresentati gli apparati che compongono l'alimentatore.



Trasformatore È una macchina elettrica statica (*vedi oltre*) capace di trasformare la tensione alternata di rete in un'altra di valore adatto all'utilizzatore.

Essa è formata da due avvolgimenti in accoppiamento di mutua induzione: l'avvolgimento primario è collegato alla rete e il secondario all'utilizzatore, che, nel caso in esame, è dato dal raddrizzatore.

fig.10.2



In prima approssimazione le tensioni del primario e secondario sono in rapporto diretto con il numero di spire dei due avvolgimenti.

$$\frac{V_1}{V_2} \cong \frac{N_1}{N_2} \quad (10.1)$$

Filtro La tensione di uscita dal raddrizzatore è continua ma pulsante. Questo segnale può essere decomposto in una componente costante pari al valore medio e una alternata. Il filtro serve per discriminare le componenti alternate in modo da attenuarle fino a ridurle ad un valore efficace ammissibile.

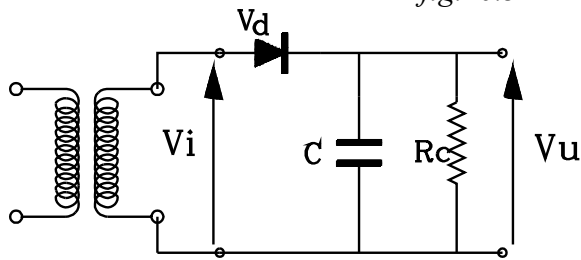
Stabilizzatore Tale apparato può non essere presente. Esso risulta necessario quando occorre proteggere l'apparato elettronico dagli sbalzi di tensione di rete.

Nella esposizione delle utilizzazioni di un diodo nei circuiti elettronici si è già considerato un raddrizzatore ad una semionda, nel quale il filtro è rappresentato da un condensatore posto in parallelo al carico.

Si vuole ora approfondire l'argomento ed esporre anche altri tipi di raddrizzatori più efficaci rispetto a quello ad una semionda precedentemente accennato.

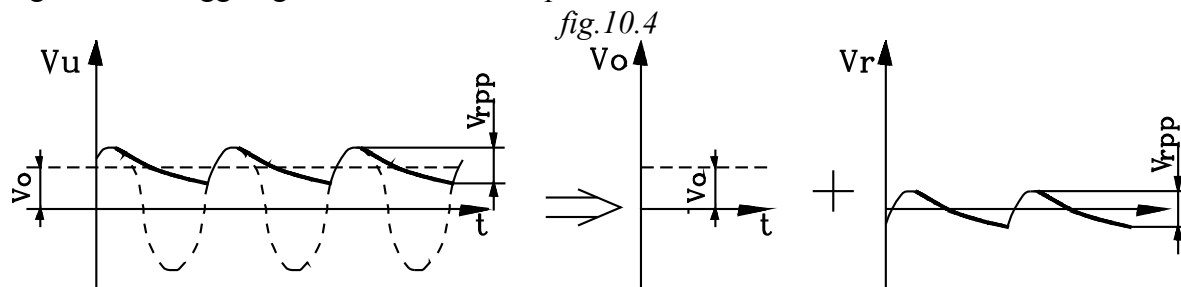
10.1 Alimentatore con raddrizzatore ad una semionda e filtro capacitivo

fig.10.3



Il secondario del trasformatore è collegato con il circuito raddrizzatore ad una sola semionda già precedentemente trattato nelle linee generali. Come si è constatato il diodo porta in uscita solamente le semionde positive che lo polarizzano in senso diretto. Il condensatore, posto in parallelo alla resistenza R_c , si carica in una porzione della semionda positiva, quando la tensione ai suoi capi risulta inferiore a quella di ingresso. Dopo che questa ha raggiunto il valore massimo V_M il condensatore si scarica sulla resistenza R_c , fino a che la tensione di ingresso non raggiunge di nuovo il valore posseduto dal condensatore che sta scaricandosi.

Il segnale della tensione di uscita sulla resistenza di carico R_c è continuo (nello stesso senso, non assume segni opposti) ma ondulato. Esso si può decomporre in una componente continua, costante V_0 e una alternata V_r .



Vengono qui di seguito introdotti dei parametri necessari per il dimensionamento del circuito omettendo le dimostrazione delle espressioni che si rimandano a testi specializzati.

La tensione di progetto che si vuole ottenere in uscita sulla resistenza di carico R_c è quella costante V_0 , corrispondente al valore medio della effettiva tensione che si ottiene, contenente l'ondulazione V_r .

Nel progettare il raddrizzatore occorre limitare il più possibile questa componente alternata, che è causa in apparati elettronici del difetto detto *ronzio*.

Nella tensione di uscita, per quanto limitata, vi sarà sempre presente una componente di ondulazione V_r detta di *ripple*.

Si distinguono i seguenti parametri:

V_{ripp} È la differenza di tensione tra picco e picco della ondulazione di *ripple*.

Si dimostra che essa è data, rispetto alla tensione costante V_0 , dalla espressione:

$$V_{ripp} = \frac{V_0}{f \cdot R_c C} \quad (10.1.1)$$

V_r È il valore efficace dell'ondulazione essa è data dalla espressione:

$$V_r = \frac{V_{ripp}}{2\sqrt{3}} \quad (10.1.2)$$

r Fattore di ripple

È il rapporto tra il valore efficace V_r della ondulazione e il valore medio V_0 del segnale di uscita sul carico R_c .

$$r = \frac{V_r}{V_0} \quad (10.1.3)$$

Sostituendo a V_r, V_0 le loro espressioni si ottiene:

$$r = \frac{I}{2\sqrt{3} \cdot f \cdot RC} \quad (10.1.4)$$

Nella progettazione di un raddrizzatore viene imposto il fattore di ripple in modo da contenere entro limiti prefissati la componente di ondulazione.

Il fattore di ripple si può dare anche in valore percentuale. Così imporre un fattore di ripple del 8% significa imporre $r=0.08$.

V_M Valore massimo della tensione di uscita dal secondario del trasformatore, a monte del diodo.

Esso è il valore massimo della tensione alternata all'ingresso del raddrizzatore. Come si può notare dalla *fig.10.4*, rappresentante il segnale in uscita sul carico, raddrizzato e filtrato dal condensatore, il valore massimo della tensione V_{uMax} si ottiene sommando alla tensione media V_0 la metà della tensione V_{rpp} tra picco e picco dell'ondulazione:

$$V_{uMax} = V_0 + \frac{V_{rpp}}{2} \quad (10.1.5)$$

V_{uMax} è il valore massimo della tensione a valle del diodo, per ottenere il valore massimo V_M della tensione alternata a monte di esso, in uscita dal secondario del trasformatore, occorre sommare la caduta di potenziale V_d che si ha sul diodo. Esso è dell'ordine di $I \div 1.2 V$.

$$V_M = V_0 + V_d + \frac{V_{rpp}}{2} \quad (10.1.6)$$

I_{Dmax} Valore di picco dell'intensità di corrente

Nel piccolo tempo di carica del condensatore si ha un guizzo di corrente di valore massimo I_{Dmax} tanto più elevato quanto più ristretto è il tempo T' di carica, nel quale la tensione di ingresso risulta maggiore di quella ai capi del condensatore (*vedi fig.10.5*).

Risulta intuitivo che la corrente I_{Dmax} risulti tanto maggiore quanto minore è il tempo di carica T' rispetto al periodo T ; infatti, se il tempo T' di carica del condensatore è piccolo, questo per accumulare l'energia persa durante la scarica dovrà caricarsi, nel breve tempo disponibile, con una forte intensità di corrente.

risulta:

$$I_{Dmax} = 2I_0 \cdot \frac{T}{T'} \quad (10.1.7)$$

Dove si dimostra che:

$$\frac{T}{T'} = \frac{2\pi}{\frac{\pi}{2} - \arcsin \frac{V_M - V_{rpp}}{V_M}} \quad (10.1.8)$$

10.1.1 Scelta del condensatore

Il condensatore viene scelto in base al fattore di *ripple*:

Dalla espressione:

$$r = \frac{I}{2\sqrt{3} \cdot f \cdot RC}$$

si ricava:

$$C = \frac{I}{2\sqrt{3} \cdot f \cdot R \cdot r} \quad (10.1.9)$$

10.1.2 Scelta del diodo

Il diodo va scelto in base a due parametri essenziali:

-*Massima tensione inversa*

La massima tensione inversa sul diodo si ha quando il condensatore risulta ancora carico e in ingresso si presenta il minimo valore di tensione $-V_M$ della semionda negativa. Risulta prudente ritenere che quando questo avviene il condensatore non si sia scaricato e si trovi ancora al valore massimo $+V_M$.

In valore assoluto la massima tensione inversa V_{inv} sul diodo si assume pari al doppio del valore massimo V_M della tensione di uscita dal secondario del trasformatore.

$$V_{inv} = 2 \cdot V_M \quad (10.1.10)$$

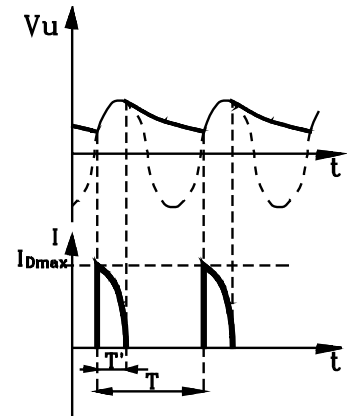
fig.10.5

-*Picco massimo di corrente diretta*

Il diodo va scelto in modo che possa sopportare il picco di corrente che si ha durante il periodo di carica del condensatore:

$$I_{Dmax} = 2I_0 \cdot \frac{T}{T'} \quad (10.1.11) \quad \text{con}$$

$$\frac{T}{T'} = \frac{2\pi}{\frac{\pi}{2} - \arcsin \frac{V_M - V_{rpp}}{V_M}} \quad (10.1.12)$$



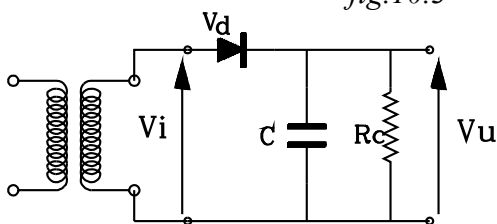
*

Esempio

Si deve dimensionare un alimentatore con raddrizzatore ad una sola semionda con filtro capacitivo, che deve rispondere alle seguenti caratteristiche:

- | | | |
|----|--|-----------------------|
| 1- | Potenza massima richiesta dal carico P | $P=30 \text{ w}$ |
| 2- | Tensione continua sul carico | $V_0 = 24 \text{ V}$ |
| 3- | Tensione sul primario del trasformatore | $V_1 = 220 \text{ V}$ |
| 4- | Fattore di ripple | $r=0.08$ |

fig.10.3



Dalla potenza si ricava la corrente massima assorbita dal carico:

$$I_0 = \frac{P}{V} = \frac{30}{24} = 1.25 \text{ A}$$

La resistenza equivalente del carico risulta:

$$R_c = \frac{V_0}{I_0} = \frac{24}{1.25} = 19.2 \Omega$$

Dal fattore di ripple si ricava la capacità del condensatore:

$$r = \frac{I}{2\sqrt{3} \cdot f \cdot RC} \quad \text{da cui si ha}$$

$$C = \frac{I}{2\sqrt{3} \cdot f \cdot R \cdot r} = \frac{I}{2\sqrt{3} \cdot 50 \cdot 19.2 \cdot 0.08} = 0.00376 \text{ F} = 3760 \mu\text{F}$$

Scelta del diodo

Occorre determinare la tensione massima inversa V_{inv} sul diodo e la corrente di picco, massima diretta I_{Dmax} , che scorre su di esso.

Tensione picco picco dell'ondulazione di ripple:

$$V_{rpp} = \frac{V_0}{f \cdot R_c C} = \frac{24}{50 \cdot 19.2 \cdot 0.00376} = 6.65 \text{ V}$$

Ammettendo che sul diodo si abbia una caduta di potenziale di $V_d = 1 \text{ V}$, il massimo valore V_M della tensione alternata in uscita dal secondario del trasformatore è:

$$V_M = V_0 + V_d + \frac{V_{rpp}}{2} = 24 + 1 + \frac{6.65}{2} = 28.32 \text{ V}$$

Tensione massima inversa sul diodo:

$$V_{inv} = 2 \cdot V_M = 2 \cdot 28.32 \cong 57 \text{ V}$$

Corrente massima diretta sul diodo:

$$I_{Dmax} = 2I_0 \cdot \frac{T}{T'} \quad \text{dove}$$

$$\frac{T}{T'} = \frac{2\pi}{\frac{\pi}{2} - \arcsen \frac{V_M - V_{rpp}}{V_M}} = \frac{2\pi}{\frac{\pi}{2} - \arcsen \frac{28.32 - 6.67}{28.32}} = \frac{2\pi}{\frac{\pi}{2} - 0.87} = 8.96$$

(L'arco va posto in radianti)

sostituendo si ha:

$$I_{Dmax} = 2I_0 \cdot \frac{T}{T'} = 2 \cdot 1.25 \cdot 8.96 = 22.4 \text{ A}$$

Valore efficace della tensione alternata sul secondario del trasformatore:

$$V_2 = \frac{V_M}{\sqrt{2}} = \frac{28.32}{\sqrt{2}} \cong 20 \text{ V}$$

Considerando il trasformatore ideale il rapporto di trasformazione risulta:

$$m = \frac{N_1}{N_2} \cong \frac{V_1}{V_2} = \frac{220}{20} = 11$$

Concludendo:

- 1- *Si dovrà montare nel circuito un condensatore che esiste in commercio con capacità superiore o uguale a $C=3760 \mu\text{F}$.*

- 2- *Il diodo da montare nel circuito dovrà essere adatto a sopportare una tensione inversa superiore o uguale a 57 V e una corrente diretta superiore o uguale a $I_{Dmax} = 22.4 A$.*

10.2 Alimentatore con raddrizzatore a due semionde con filtro capacitivo

Il più utilizzato è quello a *ponte di Graetz*.

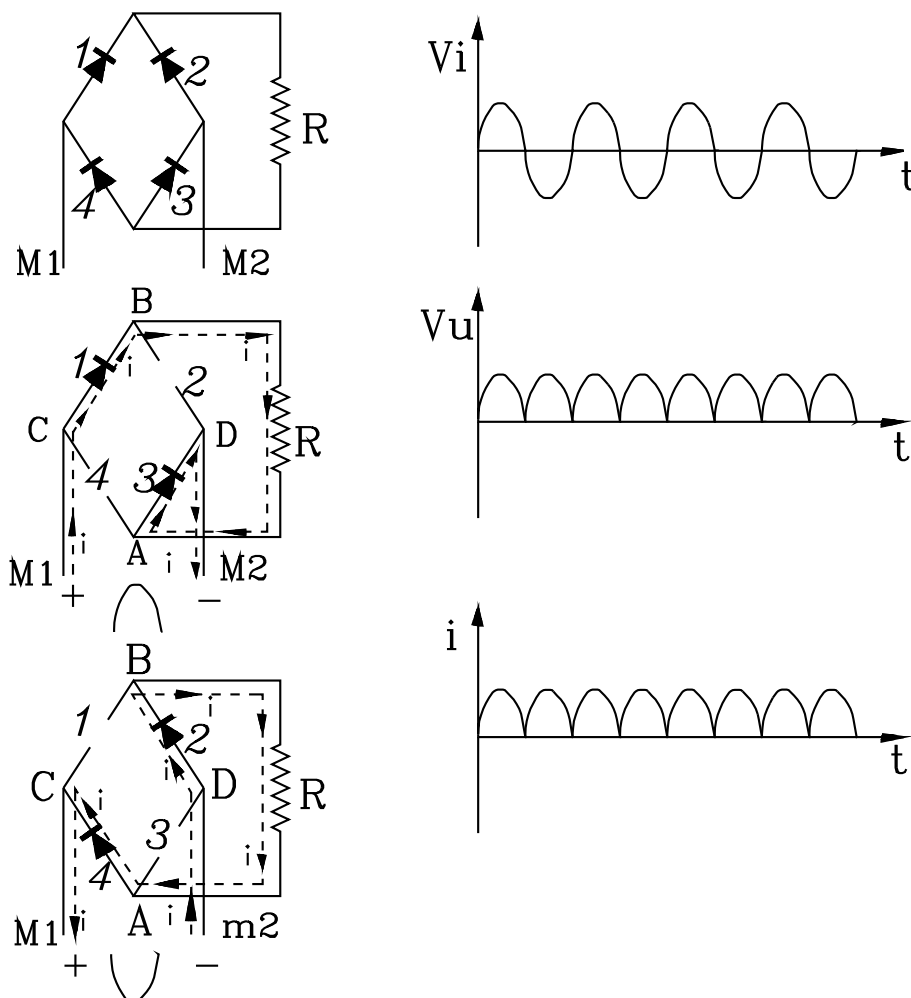
Quattro diodi vengono posti ai lati di un quadrilatero e disposti come in figura, con il senso di conduzione dal vertice *A* al vertice *B*.

Si consideri prima il funzionamento del raddrizzatore senza il condensatore che funge da filtro. Il carico è costituito dalla sola resistenza di carico *Rc*.

La tensione di alimentazione in alternata, proveniente dal secondario del trasformatore, viene applicata ai vertici della diagonale *CD*, mentre il carico viene posto ai vertici dell'altra diagonale *AB*.

Si supponga, come rappresentato in figura, che la semionda di tensione positiva renda positivo il vertice *C* e negativo il *D*.

fig.10.6



In tali condizioni i diodi 1,3 conducono e sono interdetti i diodi 2,4.

La corrente, partendo dal morsetto M_1 , arriva al vertice C , passa sul diodo 1 che conduce e arriva nel vertice B ; non può passare sul diodo 2 che non conduce e, quindi, viene inviata sulla resistenza di carico R_c .

La corrente, percorsa la resistenza R_c , arriva nel vertice A , trova il diodo 4 in interdizione e il diodo 3 che conduce; percorrendo questo, la corrente arriva nel vertice D e passa nel morsetto di uscita M_2 .

In questa semionda la corrente percorre la resistenza R_c da B verso A .

Si consideri ora la semionda negativa. Questa rende negativo il vertice C e positivo il D .

La corrente, partendo dal morsetto M_2 , arriva nel vertice D , passa sul diodo 2 che conduce, arriva nel vertice B ; non può passare sul diodo 1 che non conduce e quindi va sulla resistenza di carico R_c .

La corrente, percorsa la R_c , arriva nel vertice A , trova il diodo 3 in interdizione e il diodo 4 che conduce, lo attraversa, arriva nel vertice C e passa nel morsetto di uscita M_1 .

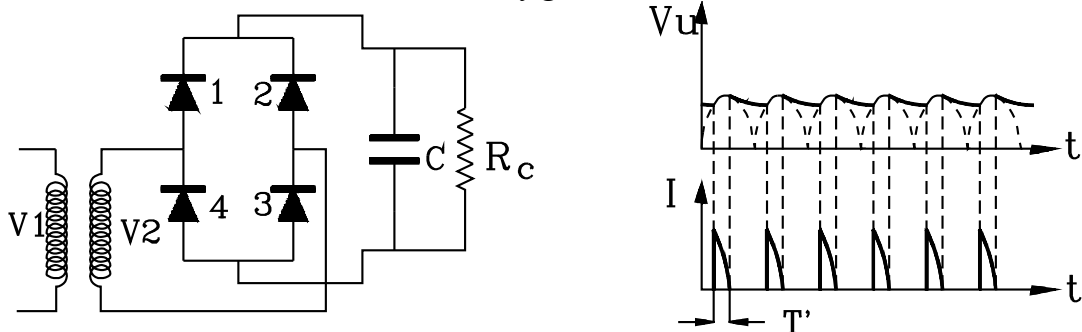
In questa semionda la corrente percorre la resistenza R ancora nel senso che va da B verso A .

Per tutte le semionde della tensione di ingresso si ha in uscita, sul carico R_c , una corrente sempre nel senso che va da B verso A .

La tensione media di uscita nel raddrizzatore a doppia semionda sarà il doppio di quella precedentemente considerata.

Si consideri ora l'effetto del condensatore sulla tensione di uscita dal raddrizzatore.

fig.10.7



Si ottengono gli stessi fenomeni osservati nel caso del raddrizzatore ad una semionda.

Nell'alimentatore a due semionde, la conduzione del diodo avviene nei tempi di carica T' del condensatore che si presenta in tutte e due le semionde del segnale di ingresso, entrambi raddrizzate.

Il condensatore, caricato alla tensione $V_{u_{max}}$, riesce meno a scaricarsi sulla resistenza R_c , rispetto al raddrizzatore ad una semionda; in quanto, al posto del mezzo periodo di interdizione, si ha un'altra semionda della tensione di ingresso che pone due diodi in conduzione nel tempo T' e ricarica il condensatore.

Si ha, nel periodo T , un raddoppio dei periodi di carica T' del condensatore. Ciò porta ad una ondulazione di frequenza doppia di quella ottenuta nel raddrizzatore ad una semionda e meno accentuata in ampiezza.

La diminuzione dei tempi di scarica e il raddoppio di quelli di carica porta come conseguenze: il dimezzamento del fattore di ripple r della corrente massima diretta sui diodi $I_{D_{max}}$ e della differenza picco - picco V_{rpp} .

I parametri già considerati per il raddrizzatore ad una semionda vengono così modificati:

10.2.1 Differenza di potenziale picco - picco di ripple

È la metà di quella ottenuta nel raddrizzatore ad una semionda.

$$V_{rpp} = \frac{V_0}{2 \cdot f \cdot R_c C} \quad (10.2.1)$$

10.2.2 Fattore di ripple

È la metà di quella ottenuta nel raddrizzatore ad una semionda.

$$r = \frac{I}{4 \cdot \sqrt{3} \cdot f \cdot RC} \quad (10.2.2)$$

10.2.3 Valore di picco dell'intensità di corrente

È la metà di quella ottenuta nel raddrizzatore ad una semionda.

$$I_{Dmax} = I_0 \cdot \frac{T}{T'} \quad (10.2.3)$$

Dove:

$$\frac{T}{T'} = \frac{2\pi}{\frac{\pi}{2} - \arcsen \frac{V_M - V_{rpp}}{V_M}} \quad (10.2.4)$$

10.2.4 Valore massimo della tensione all'uscita del secondario del trasformatore

È il valore massimo della tensione alternata di ingresso al raddrizzatore.

Nel caso in esame occorre considerare che nella conduzione sono polarizzati in senso diretto due diodi e la corrente, passando su di essi, vi determina una caduta di potenziale $2 \cdot V_d$; dove V_d è la caduta su un diodo dell'ordine di $1,1,2 \text{ V}$.

Il valore massimo risulta:

$$V_M = V_0 + 2V_d + \frac{V_{rpp}}{2} \quad (10.2.5)$$

Il valore efficace della tensione in uscita dal trasformatore sarà:

$$V_2 = \frac{V_M}{\sqrt{2}} \quad (10.2.6)$$

10.3 Alimentatore a due diodi

L'alimentatore a doppia semionda può essere ottenuto utilizzando due diodi con presa centrale sul secondario del trasformatore.

La tensione da inviare ai diodi viene prelevata tra un estremo dell'avvolgimento secondario e la presa centrale. Essa risulta la metà della tensione indotta nell'avvolgimento secondario; per cui considerando il trasformatore ideale il rapporto di trasformazione si può porre nella forma:

$$m = \frac{N_1}{N_2} \cong \frac{V_1}{2 \cdot V_2} \quad (10.3.1)$$

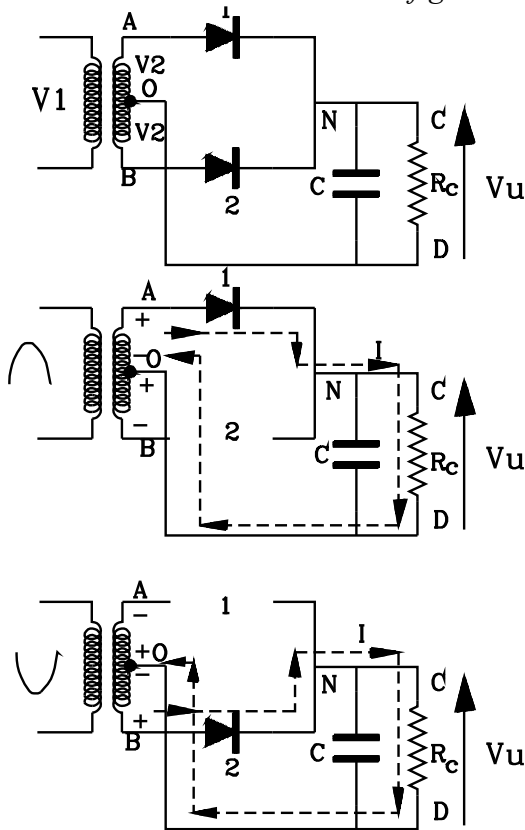
Per comprendere il funzionamento ci si riferisca agli schemi di figura.

La semionda positiva rende l'estremo A del secondario positivo rispetto a B ; la presa centrale O divide la tensione tra gli estremi A, B in due, e risulta: A positivo rispetto da O , mentre, rispetto a questo l'estremo B risulta negativo. In queste condizioni il diodo 1 è polarizzato direttamente e conduce, mentre il diodo 2 risulta interdetto, perché polarizzato in senso inverso.

Così, nella semionda positiva la corrente, dall'estremo A passa attraverso il diodo 1 , arriva al nodo N , trova il diodo 2 interdetto ed è costretta a passare attraverso la resistenza da C verso D e torna a chiudere il circuito sulla presa centrale O .

Nella semionda negativa risulta in conduzione il diodo 2 e interdetto il diodo 1 . In tali condizioni la corrente dall'estremo B passa attraverso il diodo 2 arriva al nodo N , trova il diodo 1 interdetto ed è costretta a passare attraverso la resistenza da C verso D e torna a chiudere il circuito sulla presa centrale O .

fig.10.8



La tensione da inviare ai diodi viene prelevata tra un estremo dell'avvolgimento secondario e la presa centrale. Essa risulta la metà della tensione indotta nell'avvolgimento secondario; per cui considerando il trasformatore ideale il rapporto di trasformazione si può porre nella forma:

$$m = \frac{N_1}{N_2} \cong \frac{V_1}{2 \cdot V} \quad (10.3.2)$$

Per comprendere il funzionamento ci si riferisca agli schemi di figura fig.10.8.

La semionda positiva rende l'estremo A del secondario positivo rispetto a B ; la presa centrale O divide la tensione tra gli estremi A, B in due, e risulta: A positivo rispetto ad O , mentre, rispetto a questo l'estremo B risulta negativo. In queste condizioni il diodo 1 è polarizzato direttamente e conduce, mentre il diodo 2 risulta interdetto, perché polarizzato in senso inverso.

Così, nella semionda positiva la corrente, dall'estremo A passa attraverso il diodo 1 , arriva al nodo N , trova il diodo 2 interdetto ed è costretta a passare attraverso la resistenza da C verso D e torna a chiudere il circuito sulla presa centrale O .

Nella semionda negativa risulta in conduzione il diodo 2 e interdetto il diodo 1 . In tali condizioni la corrente dall'estremo B passa attraverso il diodo 2 arriva al nodo N , trova il diodo 1 interdetto ed è costretta a passare attraverso la resistenza da C verso D e torna a chiudere il circuito sulla presa centrale O .

In tutte e due le semionde la corrente attraversa la resistenza R_c nello stesso senso che va da C verso D .

si ha così un funzionamento analogo al quello osservato nel raddrizzatore a ponte di Graetz con la differenza che la tensione di ingresso sul raddrizzatore è la metà di quella che si ottiene sull'avvolgimento secondario.

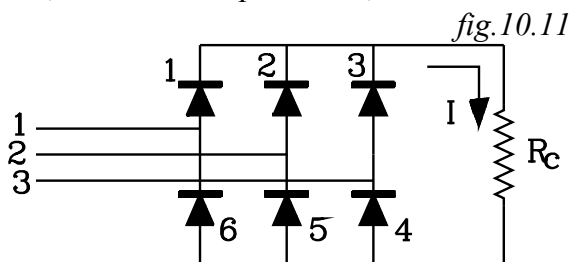
Le espressioni dei parametri nel caso di raddrizzatore a due diodi con presa centrale sono uguali a quelle ottenute per il *ponte di Graetz*. La sola differenza è che nel calcolo della tensione massima V_M all'ingresso del raddrizzatore occorre sommare solamente la caduta su uno e non su due diodi.

$$V_M = V_0 + V_d + \frac{V_{rpp}}{2} \quad (10.3.3)$$

10.4 Alimentatori trifasi

Il raddrizzatore trifase viene adoperato negli impianti nei quali vengono richieste elevate potenze e intensità di corrente.

Il raddrizzatore è alimentato da un sistema di correnti trifasi simmetriche ed equilibrate. Le tre tensioni concatenate V_{12} , V_{23} , V_{31} sono costituite da tre sinusoidi della stessa frequenza, dello stesso valore massimo, ma sfasate, rispettivamente, di 120° in ritardo l'una rispetto all'altra: V_{23} in ritardo rispetto a V_{12} e V_{31} in ritardo rispetto a V_{23} .



do I il quale ha l'anodo con segno positivo e il diodo 5 nel quale il catodo si presenta con segno negativo: la corrente partendo dal morsetto I passa attraverso il diodo I , va sulla resistenza R_c e la percorre da A verso B , alla fine passa attraverso il diodo 5.

Nella semionda negativa della tensione V_{12} è il morsetto 2 che è positivo rispetto al morsetto I . In questo caso si porta in conduzione il diodo 2 che ha l'anodo positivo e il diodo 6 che presenta il catodo negativo. La corrente partendo dal morsetto 2 passa attraverso il diodo 2, va sulla resistenza R_c e la percorre da A verso B , alla fine passa attraverso il diodo 6.

Tutte e due le semionde della tensione concatenata V_{12} risultano positive per la resistenza di carico R_c .

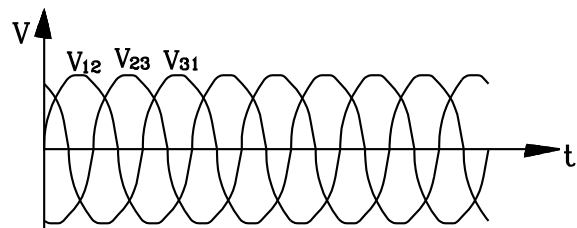
Lo stesso ragionamento vale per la tensione concatenata V_{23} . Così brevemente:

Semionda positiva di V_{23} Conducono i diodi 2 e 4: la corrente passa sul diodo 2, sulla resistenza R_c da A verso B e quindi sul diodo 4.

Semionda negativa di V_{23} Conducono i diodi 3 e 5: la corrente passa sul diodo 3, sulla resistenza R_c da A verso B e quindi sul diodo 5.

Semionda positiva di V_{31} Conducono i diodi 3 e 6: la corrente passa sul diodo 3, sulla resistenza R_c da A verso B e quindi sul diodo 6.

fig.10.9

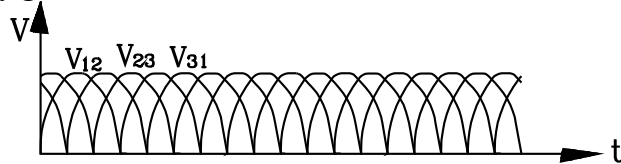


Viene qui descritto il raddrizzatore a *ponte di Graetz*. Questo è costituito da 6 diodi collegati come in figura.

Si consideri la semionda positiva della tensione concatenata V_{12} , dove il morsetto I è positivo rispetto al morsetto 2. Questa porta in conduzione il diodo

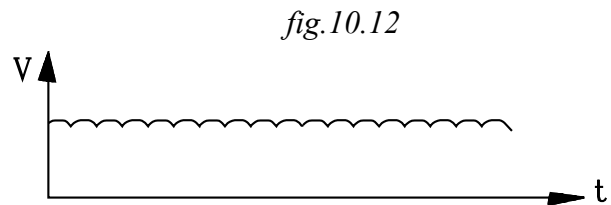
Semionda negativa di V_{31} Conducono i diodi 1 e 4: la corrente passa sul diodo 1, sulla resistenza R_c da A verso B e quindi sul diodo 4.

fig.10.11



Singolarmente tutte le semionde delle tre tensioni concatenate si presentano nello stesso senso sulla resistenza di carico R_c , la quale verrà percorsa da una corrente nello stesso verso.

Globalmente si avrà che i diodi andranno in conduzione in modo che sulla resistenza si presenta la tensione massima istantanea delle semionde e quindi si otterrà un tensione ondulata come rappresentato in figura.



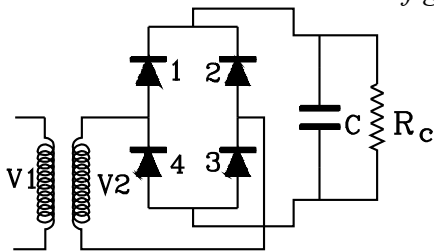
Nel caso di alimentazione di motori in corrente continua il segnale all'uscita dal *ponte di Graetz*, spesso, non ha bisogno di essere filtrato: l'ondulazione non risulta molto accentuata e l'inerzia del rotore fa sì che il moto rotatorio sia sufficientemente regolare. Occorre inoltre considerare che l'avvolgimento rotorico costituisce una induttanza che si presenta prima del carico formando un passa basso (l'induttanza blocca le componenti alternate).

Esempio

Si deve dimensionare un alimentatore con raddrizzatore a due semionde con ponte di Graetz con filtro capacitivo, che deve rispondere alle seguenti caratteristiche:

- | | | |
|----|---|---------------|
| 1- | Corrente assorbita dal carico | $I_0 = 1,5 A$ |
| 2- | Tensione continua sul carico | $V_0 = 24 V$ |
| 3- | Tensione sul primario del trasformatore | $V_1 = 220 V$ |
| 4- | Fattore di ripple | $r = 0,08$ |

fig.10.13



La resistenza equivalente del carico risulta:

$$R_c = \frac{V_0}{I_0} = \frac{24}{1,5} = 16 \Omega$$

Dal fattore di ripple si ricava la capacità del condensatore. Considerando la frequenza di rete pari a $f=50 \text{ Hz}$, si ha:

$$r = \frac{1}{4\sqrt{3} \cdot f \cdot RC} \quad \text{da cui si ricava}$$

$$C = \frac{1}{4\sqrt{3} \cdot f \cdot R \cdot r} = \frac{1}{4\sqrt{3} \cdot 50 \cdot 16 \cdot 0,08} = 0,00226 F = 2260 \mu F$$

Scelta del diodo

Occorre determinare la tensione massima inversa V_{inv} sul diodo e la corrente di picco, massima diretta I_{Dmax} , che scorre su di esso.

Tensione picco picco dell'ondulazione di ripple:

$$V_{rpp} = \frac{V_0}{2 \cdot f \cdot R_c C} = \frac{24}{2 \cdot 50 \cdot 16 \cdot 0.00226} = 6.64 \text{ V}$$

Il massimo valore della tensione alternata in uscita dal trasformatore (ingresso raddrizzato-re) va calcolato tenendo conto che durante la carica del condensatore la corrente scorre su due diodi in conduzione. Ammettendo che sul diodo si abbia una caduta di potenziale di $V_d = 1 \text{ V}$, il massimo valore V_M della tensione alternata in uscita dal secondario del trasformatore è:

$$V_M = V_0 + 2 \cdot V_d + \frac{V_{rpp}}{2} = 24 + 2 + \frac{6.65}{2} = 29.32 \text{ V}$$

Tensione massima inversa sul diodo:

$$V_{inv} = 2 \cdot V_M = 2 \cdot 29.32 \cong 59 \text{ V}$$

Corrente massima diretta sul diodo:

$$I_{Dmax} = I_0 \cdot \frac{T}{T'} \quad \text{dove}$$

$$\frac{T}{T'} = \frac{2\pi}{\frac{\pi}{2} - \arcsen \frac{V_M - V_{rpp}}{V_M}} = \frac{2\pi}{\frac{\pi}{2} - \arcsen \frac{29.32 - 6.67}{29.32}} = \frac{2\pi}{\frac{\pi}{2} - 0.884} = 9.15$$

sostituendo si ha:

$$I_{Dmax} = I_0 \cdot \frac{T}{T'} = 1.5 \cdot 9.15 = 13.72 \text{ A}$$

Valore efficace della tensione alternata sul secondario del trasformatore:

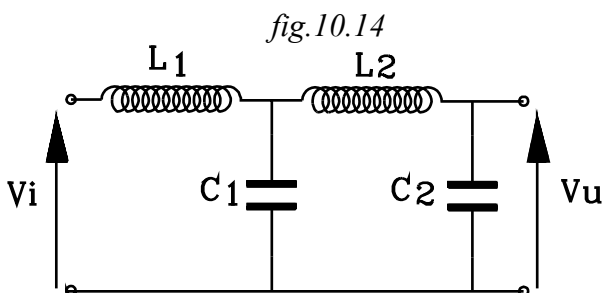
$$V_2 = \frac{V_M}{\sqrt{2}} = \frac{29.32}{\sqrt{2}} \cong 21 \text{ V}$$

Considerando il trasformatore ideale il rapporto di trasformazione risulta:

$$m = \frac{N_1}{N_2} \cong \frac{V_1}{V_2} = \frac{220}{20} = 10.5$$

Concludendo:

- 1- Si dovrà montare nel circuito un condensatore che esiste in commercio con capacità superiore o uguale a $C=2260 \mu\text{F}$.
- 2- Il diodo da montare nel circuito dovrà essere adatto a sopportare una tensione inversa superiore o uguale a 59 V e una corrente diretta superiore o uguale a $I_{Dmax} = 13.72 \text{ A}$.



Negli alimentatori considerati l'attenuazione dell'ondulazione del segnale di uscita è affidata al condensatore posto in parallelo al carico.

Si può ridurre notevolmente l'ondulazione adoperando filtri con celle multiple LC. In que-

ste l'induttanza L fa passare praticamente inalterata la componente continua e blocca quelle alterate; nel condensatore la componente continua non può passare e viene inviata verso l'uscita, mentre le componenti alterate vengono cortocircuitate.

L'induttanza viene dimensionata in modo da rappresentare una elevata reattanza per le componenti alterate, che subiscono su di essa una elevata caduta di potenziale; la residua tensione alterata, uscente dall'induttanza, viene, poi, cortocircuitata dalla capacità, dimensionata in modo da presentare una piccola reattanza per le componenti alterate di ondulazione.

11 DIODI SPECIALI

11.1 Diodi emettitori di luce - L.E.D (Light Emitting Diode)

Per comprendere il funzionamento del componente si richiama brevemente il fenomeno dell'emissione di radiazioni luminose.

In un atomo non eccitato gli elettroni occupano dei livelli energetici possibili ai quali corrisponde un certo *stato quantico*: ad ogni elettrone compete una certa quantità di energia dipendente dal livello occupato.

Vi sono livelli energetici possibili intercalati da bande non consentite.

In condizioni normali gli elettroni di un atomo occupano i livelli energetici più bassi.

Può avvenire che, per una somministrazione di energia, un elettrone salti ad un livello possibile più alto da quello normalmente occupato, lasciando ivi una lacuna. In tali condizioni l'atomo è instabile: si dice eccitato; esso tende a riportarsi nello stato stabile, catturando un elettrone per riempire la lacuna. Così è molto probabile che un elettrone da un livello energetico superiore salti in quello inferiore, andando a colmare la lacuna.

Nel salto dal livello energetico superiore a quello inferiore l'elettrone perde la quantità di energia, corrispondente alla differenza Δw che vi è tra i due livelli. Questa energia persa dall'elettrone viene emessa sotto forma di *quanto di luce o "fotone"*.

Il fotone ha doppia natura: ondulatoria come onda elettromagnetica e corpuscolare, possedendo una quantità di moto e un quanto di energia Δw , collegata alla frequenza " f " dell'onda secondo la costante di Plank " h ":

$$\Delta w = h \cdot f \quad \text{da cui}$$

$$f = \frac{\Delta w}{h} \quad (11.1.1)$$

Se c è la velocità della luce, la lunghezza d'onda " λ " dell'emissione elettromagnetica è legata al periodo di oscillazione T dalla espressione:

$$\lambda = c \cdot T \quad \text{dove } T = \frac{1}{f}$$

$$\lambda = \frac{c \cdot h}{\Delta w} \quad (11.1.2)$$

La lunghezza d'onda di una emissione elettromagnetica è inversamente proporzionale al quanto di energia Δw .

Le onde elettromagnetiche della banda visibile hanno lunghezze d'onda nel ristretto intervallo $0,7 \div 0,4 \mu m$.

Nei semiconduttori vi sono due livelli energetici importanti, che interessano il fenomeno che si vuole studiare: uno di *valenza*, a contenuto più basso di energia, e l'altro di *conduzione*, a contenuto più alto. Tra i due livelli vi è una fascia non consentita.

Si consideri una giunzione pn polarizzata in senso diretto. La barriera di potenziale della giunzione viene abbassata dalla polarizzazione diretta e gli elettroni liberi dalla zona n passano in p e vanno a ricongiungersi con le lacune ivi esistenti e poste al livello di valenza.

Nel ricongiungimento con la lacuna l'elettrone salta dal livello energetico superiore di conduzione a quello inferiore di valenza, perdendo l'energia Δw , pari alla differenza dei valori fra i due livelli, che viene emessa sotto forma di fotone (onda elettromagnetica).

L'emissione ha una intensità proporzionale alla intensità della corrente diretta del diodo polarizzato e una lunghezza d'onda inversamente proporzionale alla energia Δw di attivazione, dipendente dal dislivello esistente tra il livello di conduzione e quello di valenza.

Occorre scegliere dei semiconduttori con giunzioni pn che emettono onde elettromagnetiche nella banda visibile. Il germanio e il silicio emettono fotoni quasi esclusivamente nella banda degli infrarossi.

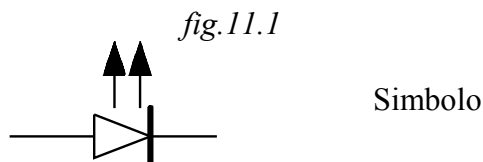
I materiali semiconduttori utilizzati commercialmente per la realizzazione dei *L.E.D* sono dei composti intermetallici del *III IV* gruppo come "il fosforo di gallio" - "l'arseniurio di gallio".

Gli elementi droganti più comuni sono il selenio e lo stagno per le zone tipo n , lo zinco per le zone tipo p .

Le caratteristiche fotometriche dipendono sensibilmente dalla forma e disposizione della superficie emittente. Il diodo deve essere posto entro un opportuno contenitore di cui una superficie, costituente quella emittente, è costruita in modo da formare un diottro sferico.

I diodi *L.E.D* possono essere disposti in modo da realizzare pannelli indicatori numerici o alfanumerici.

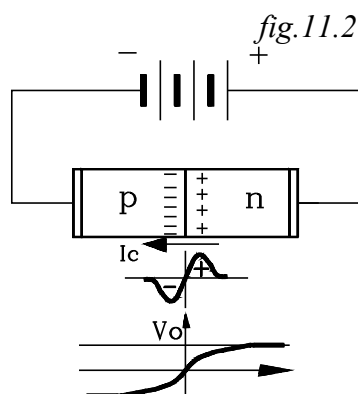
Vengono costruiti dei *L.E.D* che emettono radiazioni nella banda degli infrarossi per il comando di fotodiodi o fototransistori impiegati nell'accoppiamento ottico (optoisolatori)



11.2 Fotodiodi

11.2.1 Fotodiodi a giunzione normale

Sono delle giunzioni pn polarizzate inversamente, che esposte alle radiazioni elettromagnetiche o nella banda degli infrarossi o in quella visibile, vengono percorse da una corrente inversa di campo I_c proporzionale all'intensità di illuminazione.



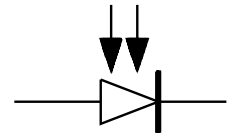
In questo fenomeno conviene considerare la natura corpuscolare delle radiazioni elettromagnetiche, costituite da fotoni contenenti una quantità di energia Δw , proporzionale alla frequenza dell'onda radiante.

I fotoni si possono considerare come tanti corpuscoli, aventi ciascuno una quantità di energia $\Delta w = h \cdot f$. Questi colpendo i cristalli della giunzione comunicano l'energia

agli elettroni che dal livello di valenza possono saltare a quello di conduzione, formando una coppia lacuna - elettrone.

fig.11.3

Con la polarizzazione inversa nella giunzione si ha una carica spaziale con formazione di un campo elettrico. Gli elettroni, liberati nella giunzione dal bombardamento di fotoni, vengono accelerati dal campo elettrico nel verso che va dalla zona p alla n raggiungono l'elettrodo positivo e vengono inviati sul circuito esterno. La corrente inversa I_c si riferisce al moto delle cariche positive e quindi è diretta da n verso p .



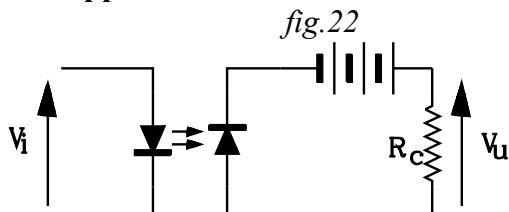
Molto usate come giunzioni per la realizzazione di fotodiodi sono quelle al silicio, nelle quali, normalmente, in assenza di illuminazione la corrente inversa di campo I_c è praticamente nulla; per cui questa risulta proporzionale alla intensità di illuminazione della giunzione.

11.2.2 Fotodiodi PIN

Nei fotodiodi a giunzione normale la carica spaziale è ristretta in un piccolo spessore determinando un condensatore equivalente di elevata capacità che rappresenta un corto circuito per le elevate frequenze. La conduzione nel fotodiodo è dovuta alle coppie elettroni cavità determinate dal bombardamento di fotoni nella giunzione.

Per diminuire la capacità del condensatore equivalente ed aumentare la zona entro il campo elettrico nel quale si formano coppie elettroni - cavità si inserisce tra la zona p e quella n una terza zona di semiconduttore puro non drogato, alla quale si dà nome di *zona Intrinseca* (da cui il nome *PIN*).

11.3 Accoppiatori ottici



In molti apparati elettronici di comando si presenta il problema di separare la continuità elettrica tra i segnali di ingresso a bassa tensione e potenza e quelli di uscita ad elevata tensione e potenza, da inviare al sistema comandato.

La tecnica largamente usata è quella dei siste-

mi *optoelettronici*.

Il segnale di ingresso di bassa tensione manipolato da un circuito elettronico viene inviato ad un L.E.D il quale lo trasforma in segnale luminoso questo viene inviato ad un fotodiodo che lo riconverte in segnale elettrico, il quale va a comandare gli amplificatori di potenza che forniscono il comando agli attuatori: motori, elettrovalvole ecc.

12 TRANSISTOR

Si distinguono vari tipi di Transistor a seconda del principio fisico sul quale si basa il funzionamento.

Una classe di transistor viene posta sotto la sigla *FET* (*Field Effect Transistor*)

Il funzionamento di questi transistor si basa sull'effetto (*Effect*) che il campo elettrico (*Field*), esistente nella giunzione *pn* polarizzata inversamente, esercita sulla corrente diretta I_d delle cariche maggioritarie che scorrono entro un semiconduttore drogato (*canale*).

12.1 Transistor JFET

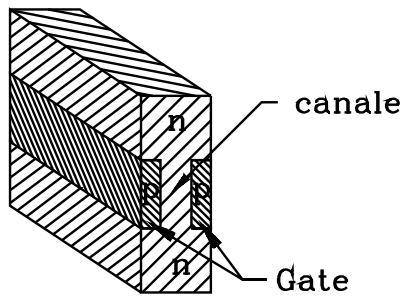


fig.12.1

Su una barretta drogata di tipo *n* o *p* vengono effettuate due giunzioni, denominate *gate*, simmetriche rispetto al piano medio, drogate con impurità di tipo opposto a quello della barretta.

La parte mediana della barretta, compresa tra le due superfici affacciate dei gate, viene denominata *canale*.

fig12.2

Lungo tutta la superficie di giunzione tra il semiconduttore della barretta e i due gate si forma una zona di carica spaziale come constatato nelle giunzioni *pn*.

Si supponga che il canale sia del tipo *n*; i due *gate* sono del tipo *p*. A cavallo della superficie di contatto della giunzione si avrà: nella parte della zona *n* del canale un addensamento di cavità e, nella zona *p* dei *gate*, un addensamento di elettroni provenienti dalla zona *n*.

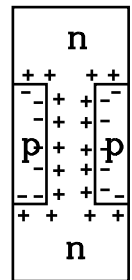
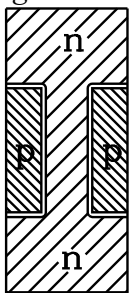


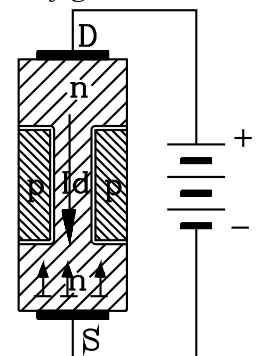
fig.12.3



Da ciò ne viene, come si è già detto, che nella zona *n* si ha uno svuotamento di elettroni. Questo, in assenza di polarizzazioni esterne, è ristretto in una piccola zona attorno alla giunzione. Nella figura *fig.12.3* la zona di svuotamento dagli elettroni nella barretta di tipo *n* è schematicamente indicata con uno spazio non tratteggiato attorno alla superficie di separazione con i *gate*.

Le due superfici estreme della barretta (*supposte sempre di tipo n*) vengono metallizzate e possono essere connesse ad un generatore di tensione.

fig.11.4



Si supponga che il terminale superiore sia connesso al morsetto positivo del generatore mentre quello inferiore al morsetto negativo.

La barretta è drogata con impurità di tipo *n*, quindi le cariche maggioritarie disponibili sono elettroni liberi. Questi, per effetto della differenza di potenziale esistente tra gli estremi della bar-

retta, si pongono in moto e fluiscono dal terminale inferiore negativo verso quello superiore positivo, passando attraverso il canale tra i due *gate*.

Gli elettroni raggiunto il terminale positivo vengono posti sul circuito esterno e il generatore li riporta a fluire dal terminale negativo.

Il terminale negativo "S", dal quale inizia il flusso degli elettroni entro la barretta, viene denominato *sorgente* (*source*), il terminale positivo "D", verso il quale si dirige il flusso, viene detto *pozzo* (*drain*).

Con la differenza di potenziale V_{DS} si ha un flusso di elettroni da *S* verso *D*, ciò corrisponde ad una corrente diretta I_d da *D* verso *S*.

12.1.1 Influenza della tensione gate - source. Tensione di "pinch - off"

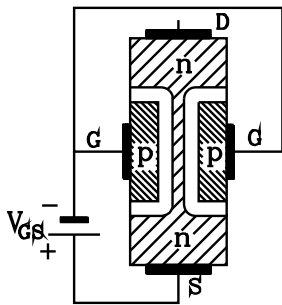


fig.12.5

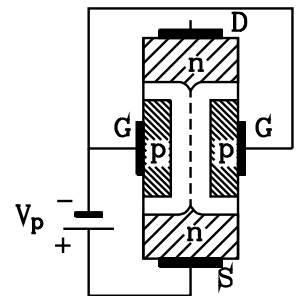
Si polarizzi ora in senso inverso la giunzione tra il *gate* e il *source*, ponendo un generatore con potenziale V_{GS} negativo variabile (il morsetto negativo è collegato al *gate* e il positivo al *source*).

I due *gate* sono collegati tra loro da un conduttore. Si ha così una giunzione *pn* polarizzata in senso inverso, nella quale, all'aumentare della tensione inversa V_{GS} , aumenta la zona di carica spaziale e quindi si espande entro il canale della barretta la zona di svuotamento: si restringe la zona contenente le cariche libere (gli elettroni se il canale è di tipo *n*).

fig.12.6

Si può raggiungere un valore di V_{GS} per il quale la zona di svuotamento occupa tutto il canale e questo risulta privo di cariche maggioritarie: di elettroni liberi nel caso di semiconduttore con impurezze tipo *n*.

Alla tensione inversa tra *gate* e *canale* che porta questo al completo svuotamento dalle cariche maggioritarie (*elettroni nel caso di canale tipo n*) viene denominata *tensione di saturazione* o tensione di *pinch - off* V_p .



Alla tensione di *pinch - off* le cariche maggioritarie che possono essere messe in moto sono al disotto del canale nella zona con tratteggi di figura fig.12.6.

12.1.2 Corrente I_d diretta al variare della tensione V_{DS} per $V_{GS}=\text{Costante}$

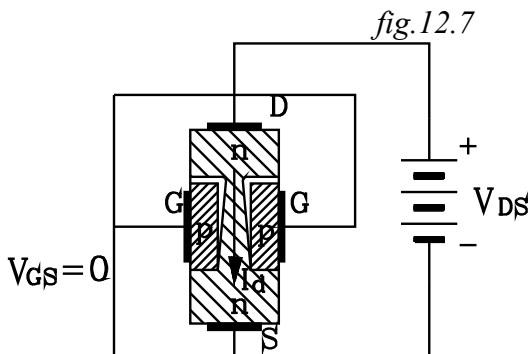


fig.12.7

Si vuole ora analizzare il comportamento del *JFET* al variare della tensione V_{DS} tra *drain* e *source*, lasciando invariata la tensione V_{GS} tra *gate* e *source*.

Si inizi lo studio ponendo la tensione V_{GS} tra *gate* e *source* uguale a zero $V_{GS}=0$: si colleghi cioè con un conduttore il *gate* con i *source*. In

queste condizioni i due terminali si pongono allo stesso potenziale.

Si applichi ora una tensione variabile V_{DS} che renda il *drain* positivo rispetto al *source*.

Il source è allo stesso potenziale (negativo) del gate, per cui questo forma rispetto al semiconduttore della barretta, verso il *drain*, una giunzione *pn* polarizzata in senso inverso. Data la distribuzione del potenziale: nullo sul *source* e massimo positivo sul *drain*, risulta che il canale è soggetto ad una polarizzazione in senso inverso crescente: dal minimo valore verso il *source* al massimo nella zona che si affaccia al *drain*.

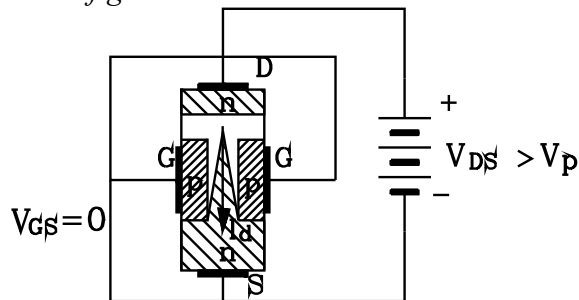
La polarizzazione inversa provoca nel canale una zona di svuotamento dalle cariche maggioritarie che risulta minima in corrispondenza del *source* e massima nella zona che si affaccia al *drain*.

La differenza di potenziale V_{DS} muove le cariche maggioritarie che vi sono nella barretta (*elettroni se di tipo n*), facendole fluire attraverso il canale tra i due *gate* fino a raggiungere il *drain* e inviarle nel circuito esterno. Si produce così la corrente diretta I_d dal *drain* al *source*.

All'aumentare della differenza di potenziale V_{DS} aumenta, in un primo tempo, quasi proporzionalmente, la corrente diretta I_d . Contemporaneamente aumenta la polarizzazione inversa e si allarga sempre di più la zona di svuotamento del canale in prossimità del *drain*.

Si arriva così ad un potenziale V_{DS} tale che la polarizzazione inversa tra *gate* e canale determina un completo svuotamento di questo in prossimità del *drain*: la differenza di potenziale tra *gate* e *canale* in prossimità del *drain* è quella di *pinch-off* V_p .

fig.12.8

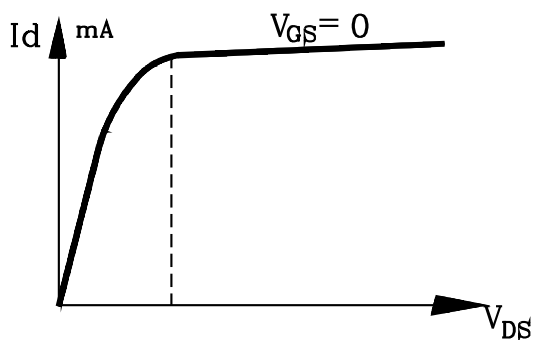


Occorre notare che lo svuotamento completo si ha in prossimità del *drain*; mentre entro il canale rimane ancora una zona con cariche maggioritarie la cui configurazione rimane invariata oltre il *pinch-off*.

La tensione di *pinch-off* V_p è la differenza di potenziale che si stabilisce ai capi del canale. Se si aumenta V_{DS} continua ad allargarsi la

zona di svuotamento in prossimità del *drain*, ma la differenza di potenziale ai capi del canale resta quella di *pinch-off* V_p .

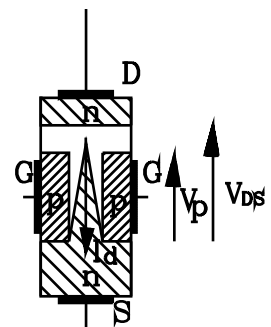
Si giunge così ad una fase di saturazione, nella quale pur aumentando la tensione V_{DS} tra *drain* e *source* la corrente diretta I_d rimane praticamente costante (*l'aumento è trascurabile*). Questo perché ai capi del canale rimane stabilmente la tensione V_p , quella che muove le cariche maggioritarie dal *source* verso il *drain*, mentre la tensione eccedente fino al raggiungimento di V_{DS} determina una maggiore estensione della zona di svuotamento.



0

fig.12.1

fig.12.9



Qui accanto viene riportata la curva che rappresenta la variazione della corrente diretta I_d all'aumentare della d.d.p V_{DS} tra drain e source, quando la tensione V_{GS} (gate - source) rimane costantemente uguale a zero.

In un primo tratto la corrente aumenta pressoché proporzionalmente all'aumentare della tensione V_{DS} (si comporta come una resistenza); raggiunta la tensione V_p di *pinch-off* la corrente rimane praticamente costante all'aumentare di V_{DS} .

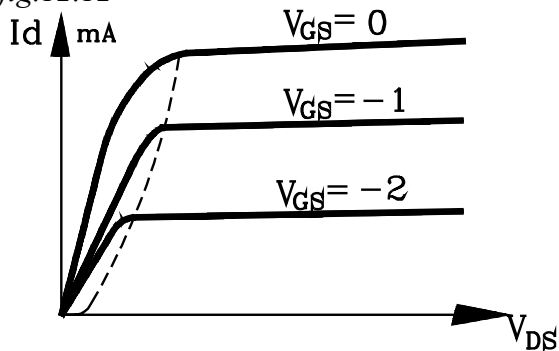
La tensione di *pinch-off* è la tensione inversa, in prossimità del *drain*, tra *gate* e *canale* che determina un completo svuotamento di quest'ultimo.

Con $V_{GS} = 0$ la tensione di *pinch-off* V_p si è ottenuta dall'unica differenza di potenziale V_{DS} tra drain e source. Se si introduce una tensione inversa V_{GS} tra gate e source, questa si somma alla tensione inversa V_{DS} ; per cui, tra *gate* e *canale*, viene a stabilirsi una tensione inversa, in valore assoluto, uguale alla somma $|V_{DS}| + |V_{GS}|$. Infatti dalla figura:

$$V_{DG} = V_{DS} + V_{SG} \quad (12.1.1)$$

Con il terminale D (*drain*) a potenziale positivo rispetto a G (*gate*): ottenendo così una polarizzazione in senso inverso tra gate e canale, in prossimità del drain, con potenziale pari alla somma $|V_{DS}| + |V_{GS}|$.

fig.12.12



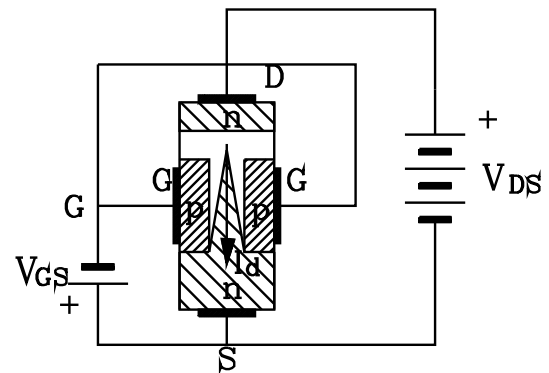
Da quanto esposto ne viene che, ponendo una polarizzazione inversa V_{GS} tra gate e source, la tensione di *pinch-off* V_p si ottiene con un minore potenziale V_{DS} tra *gate* e *canale*, in quanto, alla saturazione, vi contribuisce anche la tensione V_{GS} .

Nella figura sono riportate le curve che rappresentano la variazione della corrente diretta I_d all'aumentare della d.d.p V_{DS} tra drain e source, per diversi valori costanti negativi di V_{GS} (gate - source).

Per $V_{GS} = 0$ si ha la curva già precedentemente descritta: composta da un primo tratto, nel quale la corrente I_d aumenta pressoché proporzionalmente al variare della tensione V_{DS} , fino alla fase di saturazione; oltre la tensione di *pinch-off* V_p la corrente diretta rimane praticamente costante.

Per un valore di $V_{GS} < 0$ costante si ha una curva con andamento simile alla precedente, solamente che la tensione di *pinch-off* V_p ha un valore più basso del precedente. Questo perché, come si è spiegato, alla tensione di polarizzazione inversa tra *drain* e *gate* vi contribuisce anche la tensione $V_{GS} < 0$ applicata.

fig.12.11



Se si congiungono tutti i punti delle diverse curve nei quali si verifica il potenziale di *pinch-off* V_p si ottiene la curva tratteggiata di figura.

12.1.3 Caratteristiche del JFET

Il funzionamento del *JFET* è legato ai tre parametri: V_{DS} , V_{GS} , I_d . Occorrerebbe quindi una rappresentazione nello spazio.

Per poter rappresentare le caratteristiche del componente nel piano occorre fissare un parametro e studiare la relazione che lega gli altri due.

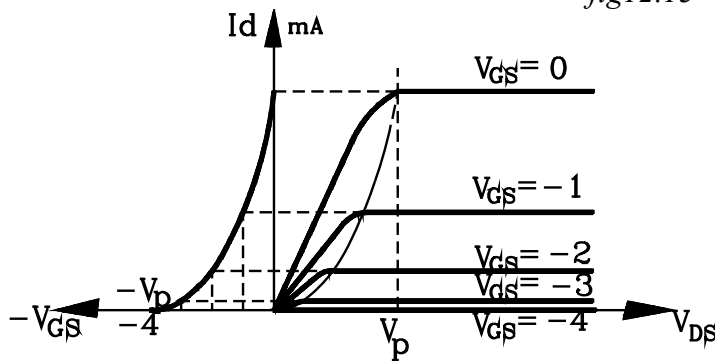
Caratteristiche di uscita

Sono le caratteristiche già descritte, che rappresentano come varia la corrente I_d in funzione della tensione V_{DS} *Drain - Source*, con una tensione inversa costante V_{GS} *Gate -Source*.

$$I_D = f(V_{DS})_{/V_{GS} = \text{cost}} \quad (12.1.2)$$

Caratteristica mutua

fig12.13



Nel campo delle tensioni V_{DS} , oltre la tensione di *pinch-off* per $V_{GS}=0$, ove la corrente diretta in ogni caratteristica si può ritenere costante, è possibile ricavare un'altra curva caratteristica, denominata *caratteristica mutua*.

Si vuole determinare come varia la corrente diretta I_d in funzione della tensione V_{GS} *Gate - Source* per una tensione V_{DS} costante e maggior della tensione *pinch-off* V_p .

$$I_d = f(V_{GS})_{/V_{DS} > V_p}$$

Dato che per valori di V_{DS} maggiori della tensione *pinch-off* V_p le correnti sulle caratteristiche rimangono praticamente costanti, la caratteristica mutua si può riferire alla tensione tra *drain - source* pari a quella di *pinch-off* V_p : $V_{DS} = V_p$.

$$I_d = f(V_{GS})_{/V_p = \text{cost}} \quad (12.1.3)$$

Nella figura tirata da una tensione $V_{DS} > V_p$ una retta perpendicolare all'asse delle V_{DS} , questa incontra le caratteristiche di uscita nei tratti a corrente costante. In ogni punto di intersezione si può leggere sull'asse delle ordinate il valore della corrente I_d e sulla caratteristica intersecata il corrispondente valore della V_{GS} .

A sinistra delle caratteristiche di uscita, sull'asse delle ascisse, si riportano i valori di V_{GS} letti sulle caratteristiche intersecate. In corrispondenza delle tensioni V_{GS} si riportano i punti

aventi come ordinate le correnti I_d lette nelle intersezioni anzi dette, ottenendo così la *caratteristica mutua*.

Nella caratteristica mutua la massima corrente diretta I_d si ha per $V_{GS}=0$, corrispondente a quella di saturazione I_{DS} .

La corrente diretta I_d risulta nulla per valori di V_{GS} maggiori o uguali a quella di *pinch-off* V_p . Infatti per tali tensioni si ha un completo svuotamento di cariche maggioritarie tra *gate-source* e quindi non sono più disponibili nel canale cariche che possono essere poste in movimento.

La funzione che lega la corrente I_d alla tensione V_{GS} con V_{DS} costante e maggiore o uguale a quella di *pinch-off* V_p è di tipo parabolico:

$$I_D = I_{DS} \cdot \left(1 - \frac{|V_{GS}|}{V_p} \right)^2 \quad (12.1.4)$$

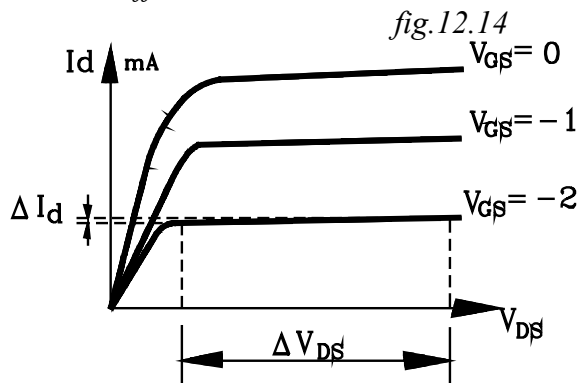
12.1.4 Parametri differenziali

Il *JFET* può essere utilizzato come amplificatore di un segnale di tensione variabile. Posto tra *gate* e *source* una tensione $v(t)_{GS}$, variabile nel tempo, si ottiene una corrente diretta $i(t)_d$ che determina tra *drain* e *source* una *d.d.p* che varia proporzionalmente alla tensione $v(t)_{GS}$ e con valori rispetto a questa amplificati.

Occorre quindi determinare dei parametri che tengano conto delle variazioni delle tre grandezze caratteristiche: V_{DS} , V_{GS} , I_d .

Si tiene conto, come al solito, della variazione relativa di una grandezza rispetto all'altra tenendo la terza costante. Si distinguono i seguenti parametri:

Resistenza differenziale r_d



Dà la variazione della tensione *drain-source* ΔV_{DS} rispetto alla variazione unitaria di corrente diretta ΔI_d con una tensione $V_{GS} = \text{costante}$:

$$r_d = \left(\frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_d} \right)_{V_{GS} = \text{costante}} \quad (12.1.5)$$

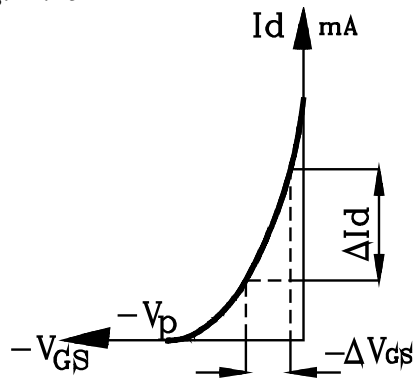
La resistenza differenziale r_d è dell'ordine di decine di $K\Omega$.

Si consideri una curva di uscita a $V_{GS} = \text{costante}$ e si prenda un tratto della caratteristica dopo la tensione *pinch-off*: esso è quasi parallelo all'asse delle V_{DS} . In detto tratto di caratteristica si misura sull'asse delle ascisse la variazione di tensione ΔV_{DS} e, corrispondentemente, sull'asse delle ordinate la variazione di corrente ΔI_d , si effettua quindi il rapporto tra i due incrementi, ottenendo r_d .

Trasconduttanza differenziale g_m

Dà la variazione della corrente diretta " ΔI_d " per ogni unità di variazione negativa della tensione *Gate-source* ΔV_{GS} con una tensione $V_{DS} = \text{costante}$.

fig.12.15



$$g_m = \left(- \frac{\Delta I_d}{\Delta V_{GS}} \right)_{V_{DS} = \text{costante}} \quad (12.1.7)$$

La trasconduttanza va determinata sulla caratteristica mutua che si riferisce a $V_{DS} > V_p$ praticamente costante.

Si prende in considerazione un tratto della caratteristica mutua in corrispondenza del punto di lavoro (*funzionamento del JFET*) e si legge sull'asse delle ordinate la variazione di corrente ΔI_d e corrispondentemente sull'asse

se delle ascisse la variazione di tensione $-\Delta V_{GS}$. Il rapporto tra i due incrementi danno la trasconduttanza g_m .

Coefficiente di amplificazione

Una variazione di tensione ΔV_{GS} gate - source produce una variazione di corrente ΔI_d la quale, a sua volta determina una variazione di tensione ΔV_{DS} .

Il rapporto tra la variazione di tensione ΔV_{DS} e ΔV_{GS} , preso con segno negativo dà il coefficiente di amplificazione μ :

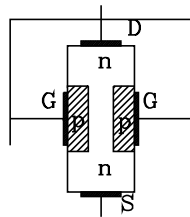
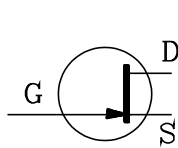
$$\mu = - \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta V_{GS}} \quad (12.1.8)$$

Il coefficiente di amplificazione si può ottenere dalla moltiplicazione tra i due parametri caratteristici $r_d \cdot g_m$. Infatti:

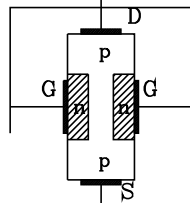
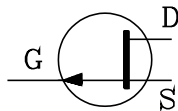
$$r_d \cdot g_m = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_d} \cdot \left(- \frac{\Delta I_d}{\Delta V_{GS}} \right) = - \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta V_{GS}} = \mu$$

$$\mu = r_d \cdot g_m \quad (12.1.9)$$

Simboli schematici:



Simbolo schematico del JFET con canale tipo n



Simbolo schematico del JFET con canale tipo p

Polarizzazione Del JFET

Il funzionamento normale di un JFET avviene con una tensione di polarizzazione inversa V_{GS} tra gate e source. La corrente che fluisce nel gate è praticamente nulla.

Il *JFET* deve funzionare con tensioni tra V_{DS} tra drain e source maggiori a quella di *pinch-off* V_p .

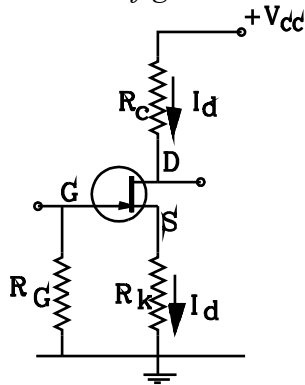
Per il corretto funzionamento del componente occorre quindi fornire le polarizzazioni anzidette in condizioni di riposo.

Il *JFET* può essere utilizzato come amplificatore di un segnale di tensione variabile nel tempo.

Il segnale di tensione da amplificare viene inviato tra *gate* e *source*, che rappresenta l'ingresso del *JFET*; mentre il segnale di tensione amplificata viene prelevato tra drain e source, rappresentante l'uscita del *JFET*.

Le tensioni di ingresso e uscita debbono variare attorno ai valori di tensione di riposo (*di polarizzazione*) che garantiscono il corretto funzionamento del *JFET* e una quanto più possibile proporzionalità tra segnale di ingresso e quello di uscita amplificato.

fig.12.17



La polarizzazione si riferisce al funzionamento statico di riposo, in assenza del segnale variabile da amplificare. Essa si ottiene con un alimentatore di tensione a corrente continua V_{CC} e resistenze collegate come in figura.

La tensione di alimentazione V_{CC} rende positivo il drain rispetto al source, per cui scorrerà sulla resistenza R_C verso drain la corrente I_D .

Sul gate, attraverso la resistenza R_G , praticamente, non fluisce corrente, per cui il potenziale tra gate e source è quello che si stabilisce ai capi della resistenza R_K e su questa fluirà la corrente I_d , la stessa che passa su R_C .

Risulta quindi:

$$V_{GS} = -R_K \cdot I_d \quad (12.1.10)$$

Come si è detto, il funzionamento del *JFET* si riferisce a tensioni *drain-source* maggiori di quella di *pinch-off* $V_{DS} > V_p$; per cui la corrente I_d è data dalla *caratteristica mutua*

$I_d = f(V_{GS})_{/V_{DS} > V_p}$ o dalla sua espressione matematica:

$$I_D = I_{DS} \cdot \left(1 - \frac{|V_{GS}|}{V_p} \right)^2 \quad (12.1.4)$$

Si consideri la maglia composta dal generatore V_{CC} non rappresentato in figura, la resistenza R_C , gli estremi *drain-source* con *d.d.p* V_{DS} e la resistenza R_K . Dalla equazione alla maglia si ha:

$$\begin{aligned} V_{CC} &= R_C \cdot I_d + V_{DS} + R_K \cdot I_d \\ V_{CC} &= V_{DS} + (R_C + R_K) \cdot I_d \end{aligned} \quad (12.1.11)$$

Le tre grandezze elettriche V_{DS}, V_{GS}, I_d sono legate dal sistema:

$$(12.1.12) \quad \begin{cases} V_{GS} = -R_K \cdot I_d & (1) \\ V_{CC} = V_{DS} + (R_C + R_K) \cdot I_d & (2) \\ I_d = I_{DS} \cdot \left(1 - \frac{|V_{GS}|}{V_p} \right)^2 & (3) \end{cases}$$

Le tre equazioni (12.1.12) permettono di determinare il punto di riposo conosciuti: V_{CC} , I_{DS} , V_p e le resistenze R_C , R_K .

Viceversa, scelto un punto di riposo che sia nella zona con tensioni V_{DS} maggiori di quelle di *pinch-off*, nel mezzo del tratto rettilineo della caratteristica mutua, si può determinare i valori di R_C, R_K .

1- Determinazione del punto di lavoro

Sono noti: V_{CC} , I_{DS} , V_p e le resistenze R_C, R_K . Si vuole determinare il punto di lavoro: I_d, V_{DS}, V_{GS}

Analiticamente:

Si risolve il sistema tra le due equazioni (1) e (3) delle (12.1.12):

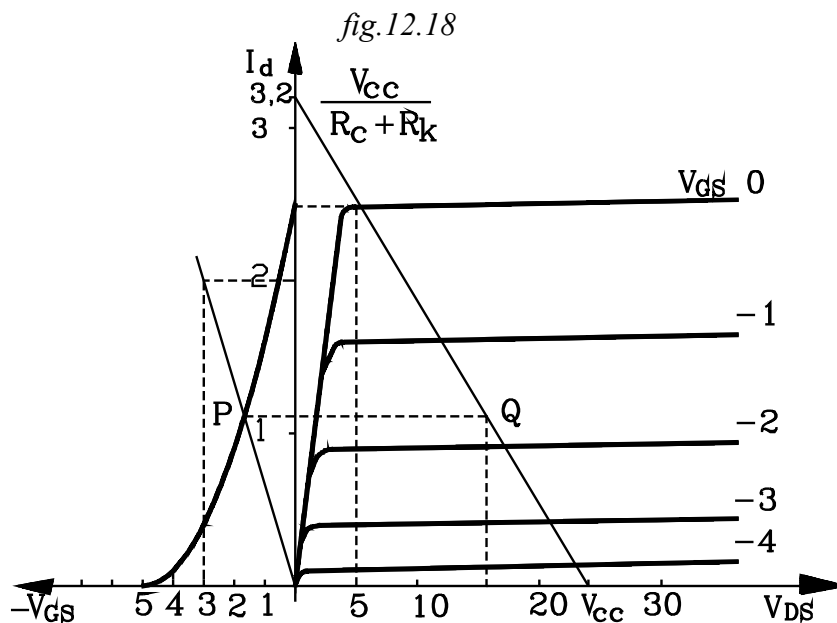
$$\begin{cases} I_d = I_{DS} \cdot \left(1 - \frac{|V_{GS}|}{V_p} \right)^2 \\ V_{GS} = -R_K \cdot I_d \end{cases}$$

Si determina V_{GS} e I_d .

Dalla equazione (2) si ricava V_{DS} :

$$V_{DS} = V_{CC} - (R_C + R_K) \cdot I_d$$

Graficamente



L'equazione (2) delle (12.1.12) pone in relazione I_d con la tensione V_{DS} ed è rappresentata nel piano (V_{DS}, I_d) da una retta, denominata *retta di carico*. Esplicitando l'equazione rispetto a I_d :

$$I_d = -\frac{1}{R_C + R_K} \cdot V_{DS} + \frac{V_{CC}}{R_C + R_K}$$

Si determinano le intersezioni della retta con gli assi:

$$\text{Per } V_{DS} = 0 \rightarrow I_d = \frac{V_{CC}}{R_C + R_K} \quad ; \quad \text{per } I_d = 0 \rightarrow V_{DS} = V_{CC}$$

L'equazione (3) è fornita dalla *caratteristica mutua*; pone in relazione I_d con V_{GS} e graficamente è un tratto parabolico.

L'equazione (1) delle (12.1.12) è una retta passante per l'origine.

Si effettua il sistema tra l'equazione (1) delle (12.1.12), che rappresenta una retta passante per l'origine e la caratteristica mutua:

$$\begin{cases} I_d = f(V_{GS}) / V_{DS} > V_p \\ V_{GS} = -R_K \cdot I_d \end{cases} \quad \text{la soluzione è il punto } P \text{ di intersezione delle due curve.}$$

Dal punto P si traccia una retta parallela fino ad incontrare la *retta di carico*. L'ascissa del punto di intersezione dà la tensione V_{DS0} e l'ordinata la corrente I_{d0} delle condizioni di riposo (*punto di lavoro*).

Esercizio

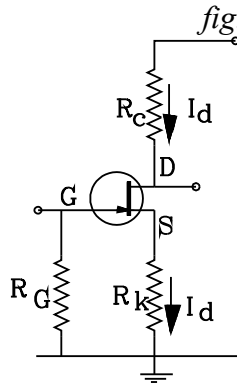


fig.12.17

Il JFET rappresentato in figura viene polarizzato ponendo:

$$V_{cc} = 24 \text{ V} ; R_K = 1,5 \text{ k}\Omega ; R_C = 6 \text{ k}\Omega$$

Le curve caratteristiche di uscita e quella mutua sono rappresentate nella precedente figura. Da essa si ricavano i valori di V_p e I_{DS} :

$$V_p = 5 \text{ V} \quad I_{DS} = 2,5 \text{ mA}$$

Si traccia la retta di carico:

$$I_d = -\frac{V_{DS}}{6 + 1,5} + \frac{24}{6 + 1,5} \quad I_d = -\frac{V_{DS}}{7,5} + \frac{24}{7,5}$$

Intersezione con gli assi:

$$\text{Per } V_{DS} = 0 \rightarrow I_d = \frac{24}{7,5} = 3,2 \text{ mA} ; \text{ per } I_d = 0 \rightarrow V_{DS} = 24 \text{ V}$$

Si traccia la retta

$$V_{GS} = -I_d \cdot R_K \quad I_d = -\frac{1}{R_K} V_{GS} \quad I_d = -\frac{1}{1,5} V_{GS}$$

La retta passa per l'origine occorre determinare un altro punto:

$$\text{per } V_{GS} = -3 \text{ V} \rightarrow I_d = 2 \text{ mA}$$

si traccia così la retta che passa per l'origine e per il punto $(-3, 2)$

L'intersezione P tra la retta e la caratteristica mutua dà: $I_{d0} = 1,2 \text{ mA}$

Si traccia da P l'orizzontale fino ad incontrare la retta di carico nel punto Q . L'ascissa di Q dà la tensione di riposo $V_{DS0} = 15,5 \text{ V}$

La tensione V_{GS} risulta: $V_{GS0} = -1,2 \cdot 1,5 = -1,8 \text{ V}$

Nel punto di lavoro si ha: $I_{d0} = 1,2 \text{ mA} \quad V_{DS0} = 15,5 \text{ V} \quad V_{GS0} = -1,8 \text{ V}$

Esercizio

Volendo che nel JFET dell'esercizio precedente il punto di lavoro si abbia per:

$$I_{d0} = 1,4 \text{ mA} \quad V_{DS0} = 16,5 \text{ V}$$

determinare le resistenze R_K, R_C

La resistenza R_G si assume molto elevata dell'ordine del $M\Omega$

Dalle caratteristiche del JFET si assume:

$$V_p = 5 \text{ V} \quad I_{DS} = 2,5 \text{ mA}$$

Conoscendo $I_{d0} = 1,2 \text{ mA}$ e $I_{DS} = 2,5 \text{ mA}$ dalla (3) si ottiene $|V_{GS}|$ in valore assoluto

Dalla (3) si ricava V_{GS}

$$I_{d0} = I_{DS} \cdot \left(1 - \frac{|V_{GS}|}{V_p}\right)^2 \quad 1,4 \cdot 10^{-3} = 2,5 \cdot 10^{-3} \cdot \left(1 - \frac{|V_{GS}|}{5}\right)^2 \quad \text{da cui}$$

$$\frac{1,4}{2,5} = \left(1 - \frac{|V_{GS}|}{5}\right)^2 \quad ; \quad 0,56 = \left(1 - \frac{|V_{GS}|}{5}\right)^2 \quad ; \quad 1 - \frac{|V_{GS}|}{5} = \sqrt{0,56} \quad \text{da cui}$$

$$\text{in valore assoluto } |V_{GS}| = 1,25 \text{ V in valore relativo } V_{GS} = -1,25 \text{ V}$$

Dalla (1) si ricava R_K

$$V_{GS} = -I_d \cdot R_K \quad -1,25 = -1,4 \cdot R_K \quad R_K = 0,9 \text{ k}\Omega$$

Dalla (2) si ricava R_C

$$V_{CC} = V_{DS0} + (R_C + R_K) \cdot I_{d0} \quad 24 = 16,5 + (R_C + R_K) \cdot 1,4 \quad \text{da cui}$$

$$R_C + R_K = 5,36 \text{ k}\Omega \quad R_C = 5,36 - R_K = 5,36 - 0,9 \quad R_C \cong 4,5 \text{ k}\Omega$$

12.2 AMPLIFICAZIONE

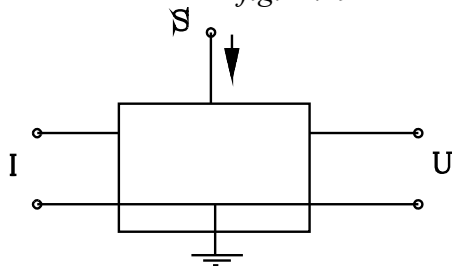
Il componente JFET è adatto a costituire un dispositivo di amplificazione.

Si definisce processo di amplificazione quella *manipolazione*, effettuata su un segnale elettrico di ingresso I , capace di ottenere in uscita un altro segnale U , della stessa forma di quello di ingresso ma di ampiezza maggiore e ad esso proporzionale, assorbendo energia da un generatore esterno

$$U = A \cdot I \quad (12.2.1)$$

Dove A è il coefficiente di amplificazione, che assume nei vari dispositivi espressioni diverse.

fig.12.19



Nella figura viene rappresentato schematicamente un blocco amplificatore.

Nei due morsetti a sinistra viene inviato il segnale elettrico di ingresso I di debole intensità. Dal morsetto S (l'altro è a massa) viene assorbita l'energia che verrà inviata all'uscita. A destra sono rappresentati i due morsetti di uscita dai quali viene prelevato il segnale U amplificato.

Il segnale di ingresso, variabile nel tempo, di bassa intensità e potenza, ha il compito di pilotare l'energia assorbita da un generatore esterno di elevata potenza e di immetterla nel segnale di uscita della stessa forma di quello di pilotaggio.

Il segnale di uscita prende l'energia da un generatore esterno di alta potenza: quindi può avere ampiezza e intensità elevata. La sua variabilità nel tempo viene comandata ad essere proporzionale al segnale di ingresso.

Nel JFET viene posto a massa il *source* e a questo vengono riferiti gli altri tre elettrodi.

Ingresso Il segnale di ingresso è di tensione viene posto tra *gate - source* v_{GS} .

Uscita Il segnale di uscita è di tensione ed è prelevato tra *drain - source* $v_u = v_{DS}$.

Alimentazione Viene fornita da un generatore di tensione V_{CC} .

I segnali variabili nelle tempo vengono indicati con lettere minuscole.

Da quanto esposto, occorre determinare il segnale di uscita *drain -source* $v_u = v_{DS}$ che è funzione della tensione di ingresso *gate - source* v_{GS}

L'amplificazione è il rapporto tra le due tensioni, si presenta come *guadagno di tensione*.

$$A = \frac{v_u}{v_{GS}} \quad (12.2.2)$$

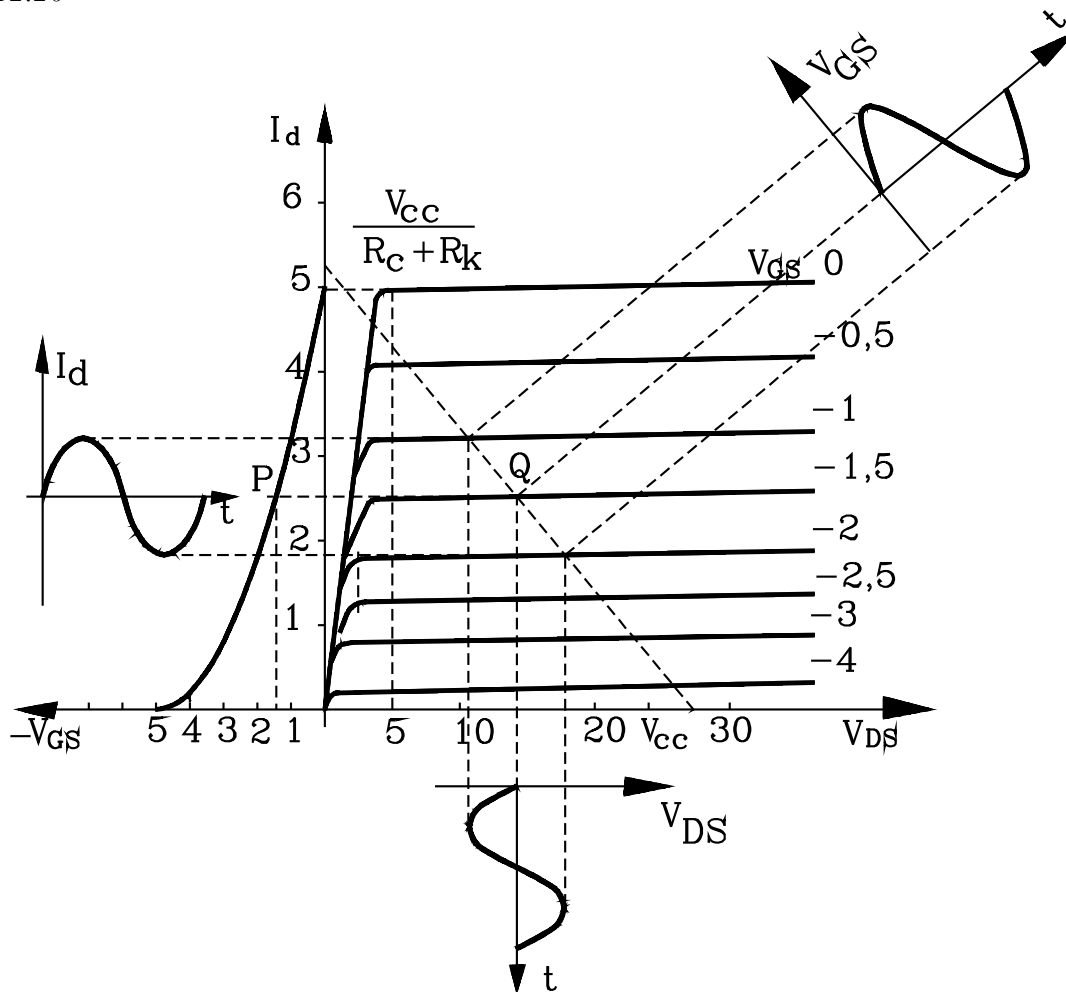
12.2.1 Studio grafico

Il componente JFET è stato già studiato staticamente. Si è assunto un punto di lavoro P , posto in una zona media del tratto della *caratteristica mutua* che risulta più vicino ad un andamento rettilineo *fig.12.20*.

Il punto di lavoro è stato riportato sulla retta di carico.

In tal modo data la tensione V_{GS} di ingresso, statica a riposo, si determina sulla caratteristica mutua un punto P che fornisce sull'asse delle ordinate la corrente I_d . Riportando I_d sulla retta di carico si ottiene il punto Q : l'ascissa di questo dà la tensione di uscita $V_u = V_{DS}$, la *caratteristica che passa per esso è la tensione V_{GS} di ingresso*.

fig.12.20



Facendo variare la tensione di ingresso v_{GS} varia il punto di lavoro sulla retta di carico: ci si sposta da una caratteristica a V_{GS} costante ad un'altra.

Viene indicato con v_{GS} (*lettera minuscola*) la variazione che subisce la tensione di ingresso *gate - source* attorno al punto di riposo.

Così nella figura la tensione v_{GS} di ingresso, *gate source*, varia secondo una sinusoide di valore massimo $V_{max} = 0,5 V$ attorno al valore di riposo $V_{GS0} = -1,5 V$. Cioché la tensione di ingresso oscilla tra $-1 \div -2$. Nella variazione della v_{GS} nel tempo, il punto di lavoro si sposta sulla retta di carico e, contemporaneamente, si può leggere sull'asse delle ascisse il valore della tensione v_{DS} di uscita *drain - source*, sull'asse delle ordinate la corrente diretta i_d .

Se il punto di lavoro è su un tratto della caratteristica mutua abbastanza rettilineo, sia la tensione di uscita v_{DS} *drain - source*, che la corrente diretta i_d hanno praticamente la stessa forma del segnale di ingresso v_{GS} , risultando proporzionali a questo. Così al segnale sinusoidale v_{GS} di ingresso vi corrispondono in uscita i due segnali sinusoidali: tensione v_{DS} e corrente diretta i_d .

In figura sono ricavate come proiezione sull'asse delle ascisse e delle ordinate, rispettivamente, il segnale di tensione sinusoidale di uscita v_{DS} e la corrente sinusoidale i_d .

Per tracciare la tensione v_{DS} si riporta in corrispondenza dei vari istanti di tempo la proiezione del punto di lavoro sull'asse delle ascisse.

Così per $t=0$ l'incremento v_{GS} è nullo e il punto di lavoro è in quello di riposo $V_{GS} = -1,5 V$. Sull'asse delle ascisse si legge il valore della tensione di uscita $V_{DS} = 14,5 V$.

Dopo mezzo periodo risulta $v_{GS} = +0,5$ e quindi il punto di lavoro si sposta sulla retta di carico fino a $V_{GS} = -1,5 + 0,5 = -1$. Sull'asse delle ascisse si legge il valore della tensione di uscita $V_{DS} = 11 V$.

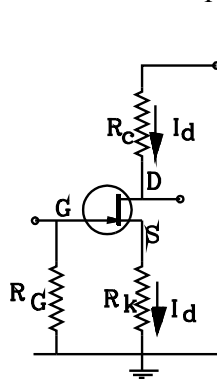
Ne viene che la tensione di uscita in mezzo periodo ha subito una variazione $v_{DS} = 11 - 14,5 = -3,5$. Si riporta tale valore in corrispondenza di $\frac{T}{4}$.

Si procede alla stessa maniera nei successivi istanti di tempo, costruendo così la curva che dà v_{DS} in funzione del tempo.

Come si può notare la tensione sinusoidale di uscita $v_u = v_{DS}$ è in controfase con quella di ingresso: ad un valore massimo di v_{GS} corrisponde un valore minimo di $v_u = v_{DS}$.

Con la stessa costruzione si può ricavare la corrente diretta proiettando il punto di lavoro sull'asse delle ordinate.

La corrente sinusoidale i_d è in fase con il segnale di tensione di ingresso v_{GS} . Ciò è facilmente spiegabile. Infatti aumentando positivamente la tensione v_{GS} diminuisce la polarizzazione inversa del canale e quindi aumenta la corrente.



È anche spiegabile che la tensione di uscita risulti in controfase con quella di ingresso. Infatti in assenza del segnale v_{GS} la tensione tra il *drain D* e massa è quella a riposo V_{DS0} :

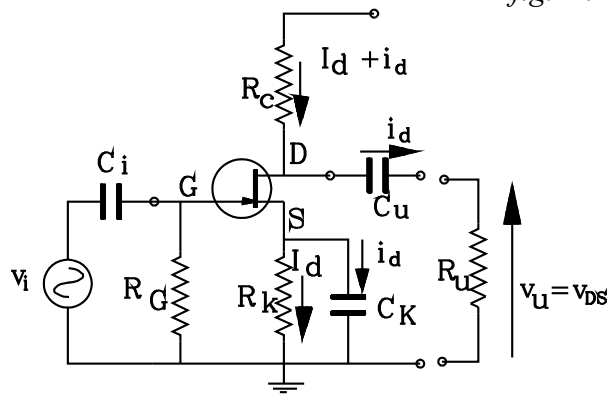
$$V_{DS0} = V_{CC} - (R_C + R_K) \cdot I_{d0}$$

Quando si incrementa la tensione v_{GS} , si ha un aumento della corrente I_d e la caduta di potenziale $(R_C + R_K) I_d$; in tal modo diminuisce la tensione V_{DS} .

12.2.2 Regime dinamico

Il JFET è stato studiato in regime statico. Si è determinato il punto di lavoro, in modo che esso sia in una zona mediana di un tratto della caratteristica mutua praticamente rettilineo; si è studiata la rete di polarizzazione che garantisce tale punto di lavoro.

fig.12.21



Si analizza ora il circuito in modo che il JFET risponda ad un segnale di ingresso variabile e si possa prelevare in uscita tra *drain* e *massa* un segnale, amplificato, della stessa forma di quello di ingresso, *privo delle componenti continue di polarizzazione*.

Occorre disaccoppiare il circuito che serve per la polarizzazione da quello che fornisce in uscita il segnale variabile, proporzionale a quello introdotto in ingresso.

Il disaccoppiamento avviene attraverso le capacità.

Si rammenta che una capacità risulta un blocco per le correnti continue costanti e un corto circuito per quelle alternate di elevata frequenza.

Ci si riferisca allo schema di figura. Vengono introdotti 3 condensatori.

Condensatore C_i Consente l'introduzione del segnale di ingresso variabile, nei confronti del quale la capacità si presenta come un corto, e impedisce che la corrente di polarizzazione vada verso il generatore del segnale di ingresso.

Capacità C_u Consente di inviare verso l'uscita la componente variabile del segnale amplificato, nei confronti del quale la capacità si presenta come un corto, mentre blocca la componente continua costante.

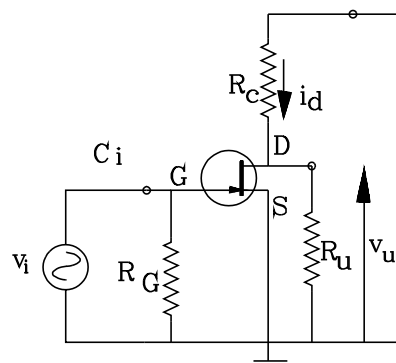
La capacità C_u è dell'ordine dei nF .

Capacità C_K La resistenza R_K determina la polarizzazione inversa tra *gate* - *source* però non deve determinare cadute di tensione per la componente del segnale variabile che deve essere amplificato. La componente variabile i_d deve andare dal source a massa senza provocare differenza di potenziale che determinerebbe uno spostamento del punto di lavoro sulla retta di carico. la capacità C_K deve risultare un corto circuito per la componente variabile i_d .

La reattanza capacitiva si assume pari ad 1/10 della resistenza R_K .

Circuito dinamico

fig.12.22



Il circuito in regime dinamico che schematizza il funzionamento dell'amplificatore nei confronti del segnale variabile si ottiene da quello globale, ponendo al posto dei condensatori un corto circuito. Si ottiene così il circuito schematizzato di figura.

12.2.3 Circuito equivalente

Come si è precedentemente affermato, il gate non assorbe praticamente corrente: ciò corrisponde ad una resistenza infinita in ingresso tra *gate - source*. Quindi dopo la resistenza R_G si ha un circuito aperto come rappresentato in figura *fig.12.23*, dove R_i rappresenta la resistenza di ingresso in serie al segnale v_i .

Essendo R_G molto elevata, in pratica la tensione v_{GS} coincide con v_i .

Dinamicamente la tensione variabile di uscita $v_{DS} = v_u$ è legata a quella di ingresso sul gate v_{GS} dalla nota relazione:

$$\mu = - \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta V_{GS}} \quad (12.2.3) \quad \text{dove indicando con}$$

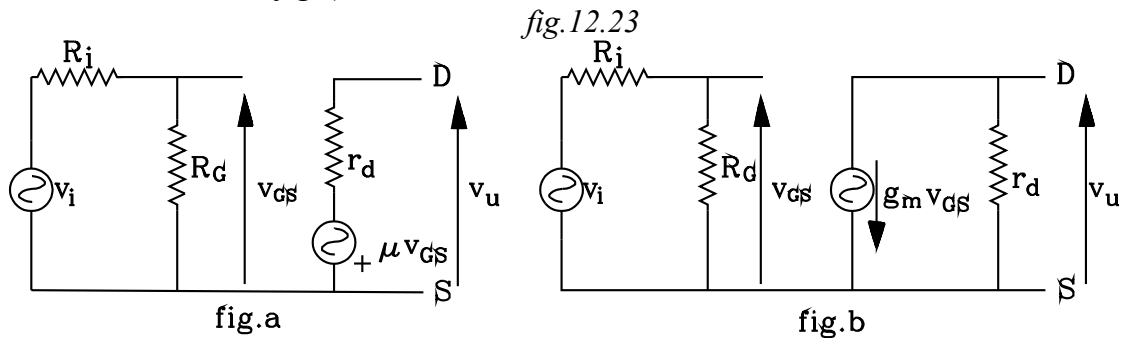
$$\begin{cases} \Delta V_{DS} = v_{DS} \\ \Delta V_{GS} = v_{GS} \end{cases}$$

si ha:

$$v_{DS} = -\mu \cdot v_{GS} \quad (12.2.4)$$

La corrente i_d subisce una caduta di potenziale sulla resistenza dinamica r_d .

Da quanto detto il circuito equivalente in uscita è dato dalla serie del generatore $-\mu \cdot v_{GS}$ con la resistenza dinamica r_d (*fig.a*).

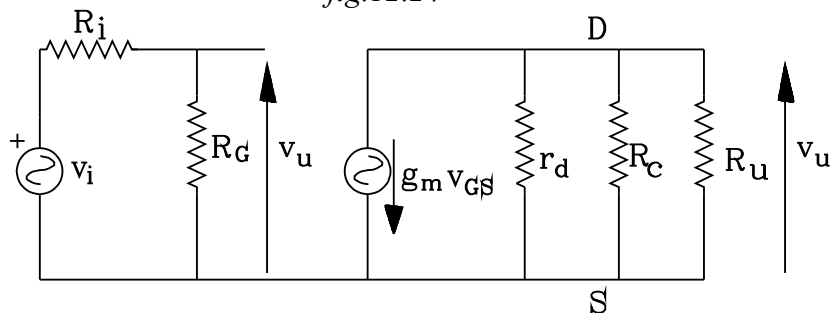


Risulta più conveniente trasformare il generatore di tensione in quello di corrente, con r_d posto in parallelo al generatore di corrente di intensità :

$$\frac{\mu \cdot v_{GS}}{r_d} = g_m \cdot v_{GS} \quad (12.2.5)$$

Tra la *drain D* e *S* sono collegate poi le resistenze: R_C e quella di carico R_u ; per cui il circuito equivalente dinamico del transistor collegato ai carichi risulta:

fig.12.24



La tensione di uscita risulta data dalla moltiplicazione della corrente del generatore equivalente $g_m \cdot v_{GS}$ per la resistenza parallelo R_p :

$$v_u = -g_m \cdot v_{GS} \cdot R_p \quad (12.2.6)$$

$$\text{dove } R_p = \frac{1}{\frac{1}{r_d} + \frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_u}}$$

L'amplificazione dell'amplificatore risulta:

$$A = \frac{v_u}{v_{GS}} \quad (12.2.7) ; \quad \text{dalla (12.2.6) si ottiene:}$$

$$A = -g_m \cdot R_p \quad (12.2.8)$$

12.3 MOSFET

È un transistor ad effetto di campo avente come parte fondamentale un elettrodo metallico, separato dal semiconduttore di silicio da un isolante formato da ossido di silicio (SiO_2), da cui il nome: *Metal Oxide Silicon Field Effect Transistor*.

Tecnologicamente esso è costituito da un *substrato* di silicio drogato debolmente con impurità di tipo *p* (o di tipo *n*) nel quale sono state ricavate delle zone con forte drogaggio di tipo opposto: tipo *n* per il substrato tipo *p*, tipo *p* per quello di tipo *n*.

Qui si considerano i transistor con substrato tipo *p*.

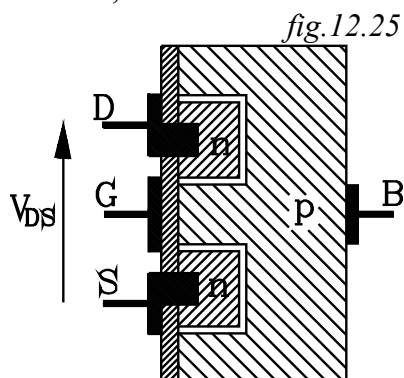
Si distinguono due tipi di *MOSFET* a seconda della formazione delle zone drogate di tipo opposto al substrato: *MOSFET ENHANCEMENT* - *MOSFET DEPLETION*.

12.3.1 MOSFET ENHANCEMENT

Nel substrato di tipo *p* si ricavano due zone fortemente drogate di tipo *n*, non a contatto diretto tra loro, ma separate da una zona intermedia appartenente al substrato.

Le due zone sono a diretto contatto con due elettrodi esterni denominati *source* e *drain*.

Un elettrodo metallico, costituente il *gate*, è separato, attraverso uno sottile strato di biossido di silicio, dalla zona del substrato, intermedia tra il *source* e *drain*.

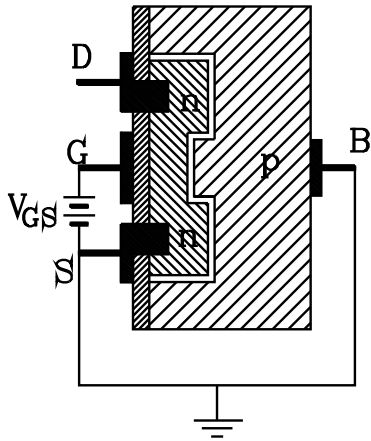


Il substrato è connesso con un altro elettrodo *Bulk gate* che generalmente viene collegato con il *source*.

Si consideri il transistor con tutte le connessioni a potenziale zero. Si crea una zona di svuotamento uniformemente distribuito nella giunzione *p n*. In queste condizioni non vi è alcuna possibilità di trasmissione di cariche tra *drain* e *source*, in quanto tra di essi si presentano in serie due zone con polarizzazione opposta una rispetto all'altra.

Se si pone una tensione V_{DS} positiva tra drain e source, non si ha tra di essi trasmissione di cariche se la tensione del *gate* è nulla rispetto al substrato, collegato al source: l'impediscono le due zone di svuotamento in serie tra loro che si presentano in senso opposto: *n-p* e *p-n* andando dal source al drain.

fig.12.26



Se ora si pone una tensione V_{GS} positiva del *gate* rispetto al substrato (e al *source* connesso con esso) si forma un campo elettrico tra di essi, nello strato isolante di biossido di silicio, costituendo così un condensatore. In tale condensatore il *gate* costituisce l'armatura positiva e il *source* collegato al *substrato* quella negativa.

Ne viene che, ponendo tra *gate* e il *source* (connesso al substrato), una tensione V_{GS} positiva, vengono indotte cariche negative nella zona del substrato in corrispondenza del *gate*, nella zona compresa tra *source* e *drain*. In tal modo le due zone tipo n ora sono connesse tra di loro con una zona avente cariche mobili negative (*elettroni*), costituente un canale di trasmissione di elettroni tra *source* e *drain*.

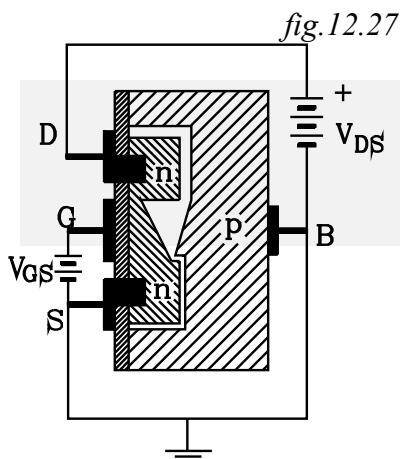


fig.12.27

Con una tensione V_{GS} positiva superiore ad un valore minimo V_T di soglia, applicando tra *drain* e *source* una tensione positiva V_{DS} si ha un flusso di elettroni che dal *source*, attraverso il canale formatosi, raggiunge il *drain*.

Per un dato valore di V_{GS} all'aumentare di V_{DS} aumenta la corrente I_d tra *drain* e *source*, inizialmente pressoché proporzionalmente. Si arriva però ad una saturazione. Infatti, ponendo una tensione V_{DS} positiva il canale non ha uguale spessore tra *source* e *drain*, in quanto la *d.d.p* tra *gate* e *substrato* risulterà massima in corrispondenza del *source* (a potenziale zero) e minima in corrispondenza del *drain*.

Si possono ripetere qui gli stessi ragionamenti fatti per il

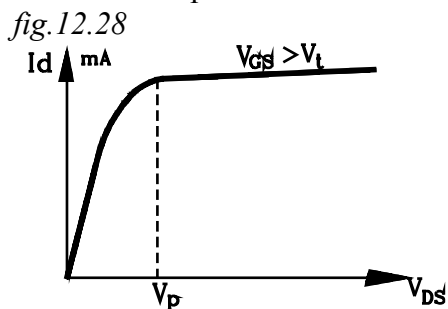


fig.12.28

Si arriva anche in questo transistor ad una tensione V_{DS} di *pinch off* oltre il quale la corrente diretta è praticamente costante.

Si ottengono delle caratteristiche di uscita analoghe a quelle osservate nel *JFET*, solamente che le tensioni V_{GS} sono tutte positive.

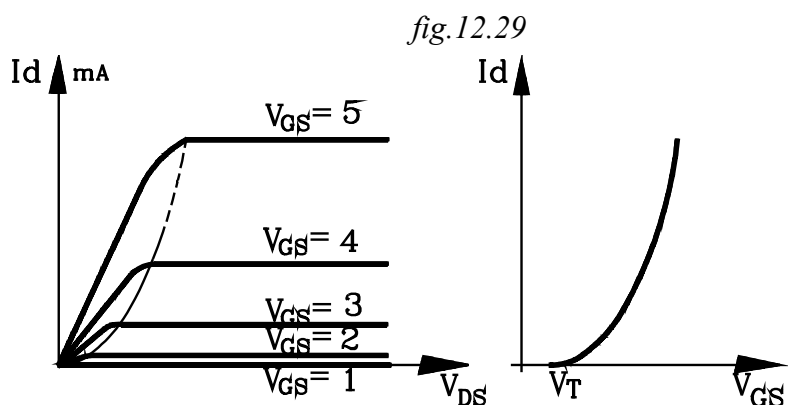


fig.12.29

transistore *JFET*. Si può alla stessa maniera tracciare la retta di carico e determinare il punto di lavoro.

La caratteristica mutua determina la corrente I_d in funzione di V_{GS} per V_{DS} costante e superiore al *pinch-off*. Si ha un tratto parabolico a partire da $V_{GS} = V_T$ valore di soglia.

Simboli

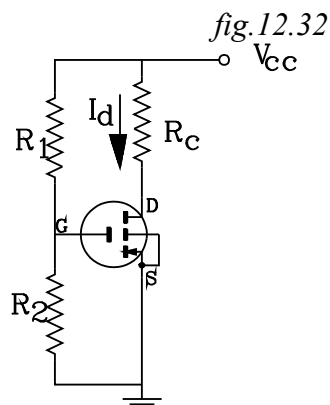


fig.12.31



Come si nota dalle schematizzazioni rappresentate in figura, usualmente il *source* è connesso con il substrato attraverso il *Bulk gate*.

Polarizzazione



Il *gate* deve essere polarizzato positivamente rispetto al *source*, ciò si ottiene attraverso le due resistenze R_1 R_2 . Il *gate* non assorbe corrente, per cui questa passa dal generatore V_{CC} sulle due resistenze, determinando una *d.d.p* tra *gate* e *source* pari a quella che si ha ai capi di R_2 :

$$\text{corrente su } R_2 \rightarrow I_2 = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} \quad (12.3.1)$$

$$\text{d.d.p } V_{GS} \quad V_{GS} = R_2 \cdot I_2 \quad (12.3.2)$$

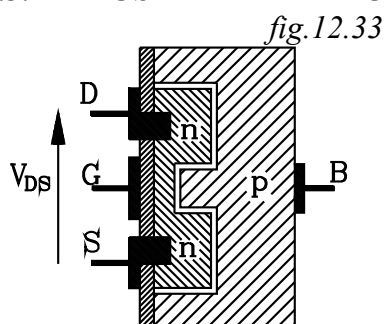
$$V_{GS} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC} \quad (12.3.3)$$

Il punto di lavoro si ottiene, come per il *JFET* sulla retta di carico ed è determinato dal sistema:

$$(12.3.4) \quad \begin{cases} V_{GS} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC} \rightarrow \text{circuitto polarizzazione gate} \\ V_{CC} = V_{DS} + R_C \cdot I_d \rightarrow \text{retta di carico} \\ I_d = f(V_{GS}) / V_{DS} > V_p \rightarrow \text{caratteristica mutua} \end{cases}$$

Si procede come nel *JFET*

12.3.2 MOSFET DEPLETION

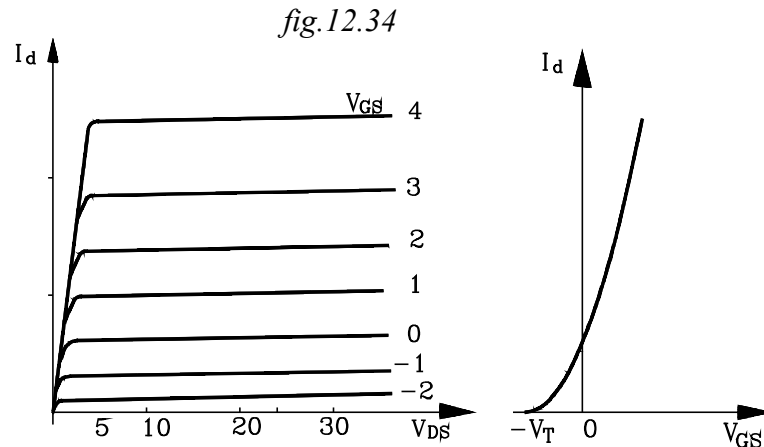


In questo tipo di *MOSFET* viene generato, con un debole drogaggio, il canale che congiunge le due zone in prossimità del *source* e del *drain* e dello stesso tipo di questi: si supponga di tipo n .

Questo canale, già esistente costruttivamente, può essere allargato o ristretto dalla tensione di polarizzazione V_{GS} che si applica tra *gate* e *substrato* (*allo stesso potenziale del source*).

La tensione V_{GS} può essere in questo caso sia positiva che negativa: quella positiva allarga il canale e quindi provoca un aumento di I_d , quella negativa lo restringe diminuendo la corrente I_d .

Con una tensione negativa V_{GS} tra gate e substrato vengono richiamate cariche positive nel canale in prossimità dell'isolante biossido di silicio. In tal modo si ha uno svuotamento con restringimento del canale.



Le caratteristiche di uscita sono analoghe a quelle del *MOSFET ENHANCEMENT* e comprende caratteristiche a V_{GS} costante sia positive che negative.

La tensione di soglia V_T tra gate e source, al disotto della quale non si ha conduzione della corrente I_d è negativa.

12.3.2.1 Polarizzazione

Quando la polarizzazione V_{GS} è positiva allora si effettua un circuito uguale a quello indicato per il *MOSFET ENHANCEMENT*. Quando, invece la tensione di polarizzazione deve essere negativa allora il circuito che la realizza risulta uguale a quello proposto per il transistor *JFET*.

12.3.2.2 Parametri differenziali

Per i transistori *MOSFET* di entrambi i tipi si definiscono gli stessi parametri introdotti nei *JFET*.

Impedenza di ingresso Molto elevata dell'ordine di $10^{15} \Omega$

Resistenza differenziale È dell'ordine delle decine di $k \Omega$

$$r_d = \left(\frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_d} \right)_{/V_{GS} = \text{costante}} \quad (12.3.5)$$

Trasconduttanza differenziale È dell'ordine dei mA/V

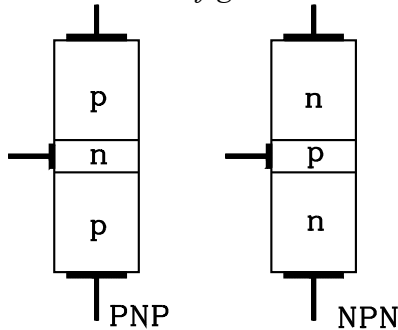
$$g_m = \left(\frac{\Delta I_d}{\Delta V_{GS}} \right)_{/V_{DS} = \text{costante}} \quad (12.3.5)$$

Coefficiente di amplificazione È dell'ordine delle centinaia

$$\mu = - \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta V_{GS}} \quad (12.3.5)$$

12.4 Transistore BJT

fig.12.35



Il transistor è costituito da due giunzioni, ottenute introducendo alle due estremità di un cristallo di silicio impurità dello stesso tipo e, per un piccolo tratto, della zona centrale impurità di segno opposto.

Il transistor viene detto a giunzione bipolare *BJT* (*Bipolar Junction Transistor*).

La zona centrale è di piccolo spessore ed è debolmente drogata con impurità di segno opposto alle due zone laterali. Ad essa si dà nome di *base*. Le estremità vengono denomina-

te: una *emettitore* e l'altra *collettore*.

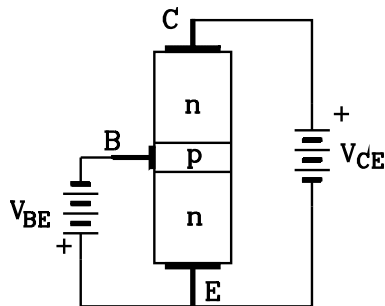
Se la base è di tipo *n* il transistor *BJT* sarà di tipo *NPN*; mentre se la base è di tipo *p* il transistor sarà di tipo *PNP*.

Il transistor ha due giunzioni che possono essere polarizzate in modo diverso una rispetto all'altra.

Si consideri nella trattazione il caso di transistor *NPN*.

12.4.1 Funzionamento all'interdizione

fig.12.36



Le due giunzioni sono entrambi polarizzate inversamente.

Si ponga l'emettitore a massa, si applichi una tensione negativa $V_{BE} = -V_{EB}$ tra base ed emettitore e una positiva V_{CE} tra collettore ed emettitore. In tal caso la tensione della base rispetto al collettore risulta:

$$V_{BC} = V_{BE} + V_{EC} = -V_{EB} - V_{CE} \quad (12.4.1)$$

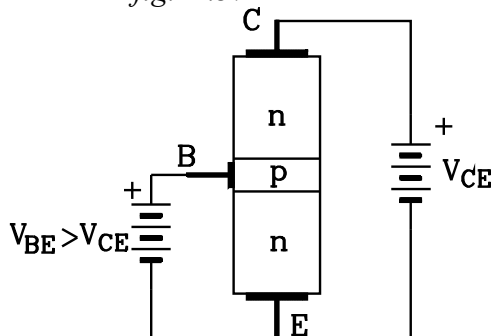
Risulta quindi anche la giunzione collettore-base polarizzata in senso inverso.

In tali condizioni non vi può essere conduzione di corrente tra collettore ed emettitore. Si hanno invece due correnti inverse trascurabili tra emettitore-base e collettore-base.

Questa condizione si ottiene nei transistori usati come interruttori, quando si deve ottenere l'interdizione della corrente di emettitore.

12.4.2 Funzionamento in saturazione

fig.12.37



Si consideri lo stesso disposizione del caso precedente con emettitore a massa (*il più usuale*) e si ponga una tensione di polarizzazione in senso diretto, positiva V_{BE} , tra base ed emettitore, di valore superiore a quella, pur essa positiva V_{CE} , posta tra collettore ed emettitore.

In tal caso la tensione che si ha tra base e collettore risulta:

$$V_{BC} = V_{BE} + V_{EC} = V_{BE} - V_{CE} \quad (12.4.2)$$

Avendo posto: $V_{BE} > V_{CE}$ risulta V_{BC} positiva e quindi anche la giunzione base collettore risulta polarizzata in senso diretto.

Le due giunzioni risultano, entrambi, polarizzate in senso diretto. *Esse conducono e nelle due zone di svuotamento si producono d.d.p di segno opposto e pressoché uguali, per cui la differenza di potenziale tra collettore e emettitore è molto piccola e si comporta come un circuito chiuso tra di essi.*

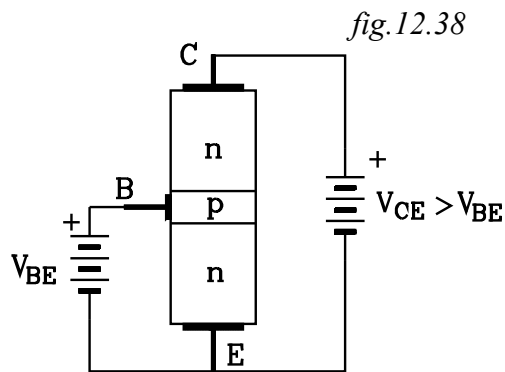
La condizione di saturazione viene adoperata nei transistori usati come interruttori quando si vuole ottenere la conduzione, corrispondente alla chiusura del circuito.

12.4.3 Funzionamento normale

Per ottenere che il transistor possa funzionare come amplificatore, nel quale il segnale di uscita sia praticamente proporzionale a quello di ingresso, moltiplicato per una costante, occorre polarizzare la giunzione base - emettitore in senso diretto e quella base collettore in senso inverso.

Preso la stessa disposizione dei casi precedenti con emettitore comune, si pone una tensione positiva V_{BE} tra base ed emettitore e una anch'essa positiva tra collettore ed emettitore V_{CE} di valore superiore a V_{BE} :

$$V_{CE} > V_{BE}$$

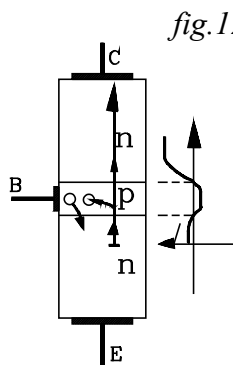


Risulta in tal caso:

$$V_{BC} = V_{BE} + V_{EC} = V_{BE} - V_{CE} \quad (12.4.3)$$

Essendo $V_{CE} > V_{BE}$ la tensione tra base e collettore risulta negativa e quindi la giunzione tra di essi polarizzata in senso inverso.

La polarizzazione diretta tra base ed emettitore abbassa la barriera di potenziale della giunzione e si stabilisce una corrente di cariche maggioritarie che dall'emettitore diffondono nella base. Nel caso del transistor tipo *NPN* le cariche maggioritarie sono costituite da elettroni, nel tipo *PNP* da lacune.



Le cariche maggioritarie (*ad esempio elettroni*) diffuse nella base divengono per questa minoritarie, una parte di esse si ricongiunge con le cariche maggioritarie (*lacune*) di segno opposto contenute nella base stessa, neutralizzandosi; mentre un'altra parte, diffondendo nella base raggiunge la giunzione *base - collettore*. Questa è polarizzata in senso inverso, per cui accelera le cariche minoritarie della base, quali sono per essa quelle provenienti dall'emettitore.

Così considerando il transistor *NPN* le cariche che dall'emettitore diffondono nella base sono elettroni; questi raggiungendo la giun-

zione *base - collettore* vengono accelerati trovando la barriera di potenziale con il positivo sul collettore e negativo sulla base.

Si formano due correnti tra *collettore - emettitore* I_C e un'altra tra *base - emettitore* I_B .

La base viene costruita con un debole drogaggio rispetto alle altre due zone: collettore ed emettitore. Inoltre lo spessore della base è molto piccola.

Questo accorgimento costruttivo fa sì che, le cariche maggioritarie, che diffondono nella base dall'emettitore, incontrano poche cariche di segno opposto capaci di neutralizzarle: sia per la bassa densità di drogaggio, sia per il piccolo percorso che effettuano nel piccolo spessore di base, prima di raggiungere la giunzione *base - collettore*. Da ciò ne viene che: quasi tutte le cariche che diffondono dall'emettitore nella base raggiungono il collettore.

La corrente di collettore I_C è più del 99% di quella di emettitore I_E ; la restante di questa scorre verso la base.

La corrente di base I_B è molto piccola rispetto a quella di collettore I_C . Essa è costituita da una parte dovuta alle cariche maggioritarie di base che neutralizzano quelle provenienti dall'emettitore; un'altra parte viene prodotta dalle cariche maggioritarie della base che passano nell'emettitore.

Occorre osservare che la tensione base emettitore V_{BE} è quella da cui dipende il flusso di cariche maggioritarie che dall'emettitore vanno verso il collettore. Essa, infatti aumenta o diminuisce la barriera di potenziale della giunzione *base - emettitore*. Una piccola variazione di V_{BE} può determinare anche forti variazioni della corrente tra emettitore e collettore.

La tensione V_{BE} polarizza la giunzione *base - emettitore* in senso diretto determina una corrente I_B dalla base all'emettitore. Essa, come si è detto risulta piccola, mentre molto più alta è quella del collettore I_C .

Il transistor BJT si presenta come un amplificatore di corrente.

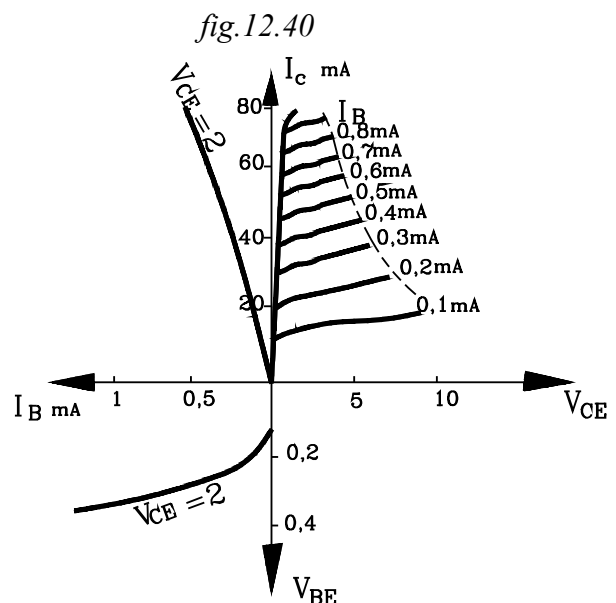
12.4.5 Curve caratteristiche

In figura sono riportate le curve caratteristiche che descrivono le relazioni tra i parametri caratteristici del transistor.

Caratteristiche di uscita

Sul primo quadrante sono riportate le famiglie di curve che danno i valori della corrente di collettore al variare della tensione tra collettore - emettitore V_{CE} con una corrente costante di base I_B .

Sul piano viene riportata la curva che rappresenta i valori di I_C, V_{CE} che danno la massima potenza ammissibile che può essere dissipata:



$$P = V_{CE} \cdot I_C \quad (12.4.4)$$

Caratteristica mutua

Rappresenta come varia la corrente di collettore I_C al variare della corrente di base I_B con una tensione V_{CE} collettore - emettitore costante. È riportata sul II quadrante

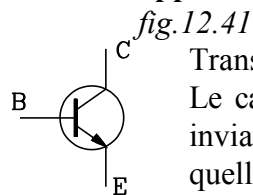
Occorre osservare che le variazioni della tensione V_{CE} tra collettore - emettitore hanno una scarsa influenza sull'uscita; per cui la caratteristica mutua si può considerare unica al variare di V_{CE} per valori che non siano troppo bassi.

Caratteristica di ingresso

La curva descrive come varia la corrente di base I_B al variare della tensione di ingresso V_{BE} con una tensione V_{CE} costante.

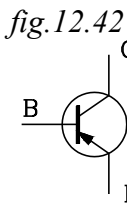
Tale caratteristica si può considerare unica data la scarsa influenza della tensione V_{CE} .

12.4.6 Rappresentazione simbolica



Transistore BJT tipo NPN

Le cariche maggioritarie nell'emettitore sono costituite da elettroni che vengono inviati verso il collettore. Il senso della corrente convenzionale di emettitore è quello inverso al fluire degli elettroni.



Transistore BJT tipo PNP

Le cariche maggioritarie nell'emettitore sono costituite da lacune che vengono inviate verso il collettore e che danno il senso della corrente di emettitore.

Nel seguito della trattazione viene considerato il transistore di tipo di *NPN*.

12.4.7 Relazioni fondamentali tra le correnti

Nel transistore *BJT* si debbono considerare tre correnti:

- Di emettitore I_E
- Di collettore I_C
- Di base I_B

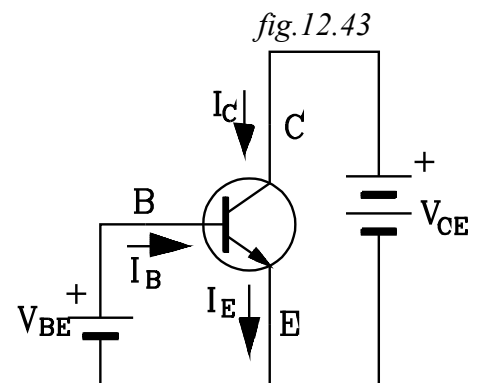
Con le polarizzazioni descritte nel funzionamento normale le correnti hanno il senso rappresentato in figura. Risulta:

$$I_E = I_C + I_B \quad (12.4.5)$$

Considerando solamente la giunzione base-collettore, questa, essendo polarizzata in senso inverso sarà percorsa da una piccola corrente inversa I_{CB0}

Si definiscono due parametri:

- Amplificazione della corrente di collettore



È il rapporto tra la corrente che scorre sul collettore e la corrente di emettitore.

$$\alpha \cong \frac{I_C}{I_E} \quad (12.4.6)$$

In effetti occorrerebbe togliere a I_C la corrente inversa di saturazione che però è trascurabile.

- *Guadagno di corrente*

È il rapporto tra la corrente di collettore e quella di base:

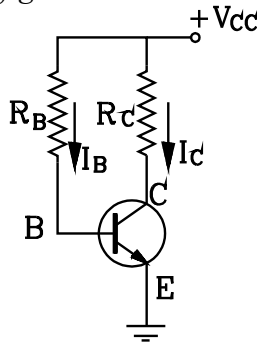
$$\beta \cong \frac{I_C}{I_B} \quad (12.4.7)$$

12.4.8 Rete di polarizzazione

Nel funzionamento normale, nel quale si vuole una risposta continua in uscita proporzionale al segnale di ingresso, la giunzione *base collettore* viene polarizzata in senso diretto, mentre quella *base emettitore* in senso inverso.

La polarizzazione positiva della base si può ricavare dalla tensione di collettore V_{CC} attraverso la resistenza R_B fig.12.44.

fig.12.44



In pratica la tensione di ingresso nelle condizioni statiche si può ritenere costante e coincidente con la barriera di potenziale di una giunzione polarizzata in senso diretto. Si può ritenere:

$$V_{BE} \cong 0,6V \text{ per il silicio}$$

$$V_{BE} \cong 0,2V \text{ per il germanio.}$$

Determinazione del punto di lavoro

Conoscendo la tensione di alimentazione V_{CC} e le resistenze R_B , R_C , si può determinare il punto di lavoro.

La retta di carico ha equazione:

$$V_{CC} = V_{CE} + R_C \cdot I_C \quad \text{da cui} \quad \boxed{I_C = -\frac{1}{R_C} \cdot V_{CE} + \frac{V_{CC}}{R_C}} \quad (12.4.8)$$

La retta incontra gli assi :

$$\text{per } I_C = 0 \quad V_{CE} = V_{CC}$$

$$\text{per } V_{CE} = 0 \quad I_C = \frac{V_{CC}}{R_C}$$

Considerando l'ingresso si ha:

$$V_{CC} = V_{BE} + R_B \cdot I_B$$

Si ricava I_B

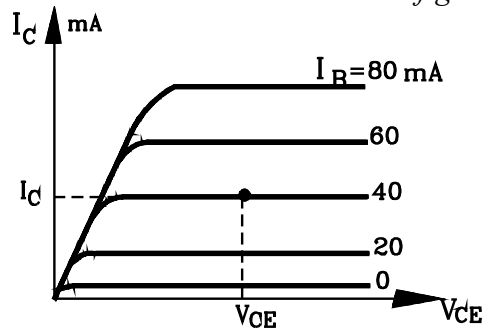
$$\boxed{I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}} \quad (12.4.9)$$

Dalla conoscenza di I_B si trova il punto di lavoro come intersezione della retta di carico con la curva di uscita che si riferisce alla I_B determinata.

Sull'asse delle ordinate si legge il valore della corrente di collettore I_C .

12.4.9 Procedimento di progetto

fig.12.45



Per il progetto si sceglie il punto di lavoro con valore di I_C e V_{CE} che lo fissi in una zona intermedia delle oscillazioni che dovrà subire la corrente di ingresso I_B e dove le curve di uscita sono praticamente a corrente costante.

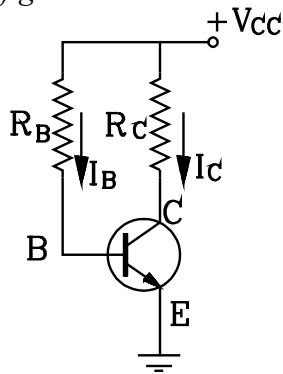
Graficamente, sul piano delle curve caratteristiche di uscita, in prossimità del punto di lavoro, si determina quella curva a corrente costante I_B che passa per quel punto scelto.

Analiticamente la corrente I_B si può determinare conoscendo il guadagno di corrente β .

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \quad (12.4.10)$$

Conoscendo a riposo le correnti I_B , I_C e le tensioni V_{CC} , V_{CE} si ricava la resistenza R_C e R_B .

fig.12.44



Infatti considerando il percorso V_{CC} - base - emettitore :

$$V_{CC} = R_B \cdot I_B + V_{BE} \quad (12.4.11)$$

Da cui si ha:

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I} \quad (12.4.12)$$

Dove

$$V_{BE} \cong 0,6V \text{ per il silicio}$$

$$V_{BE} \cong 0,2V \text{ per il germanio.}$$

Dal percorso V_{CC} - collettore - emettitore si ha:

$$V_{CC} = R_C \cdot I_C + V_{CE} \quad (12.4.12)$$

Da cui:

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C} \quad (12.4.13)$$

Il transistor come interruttore

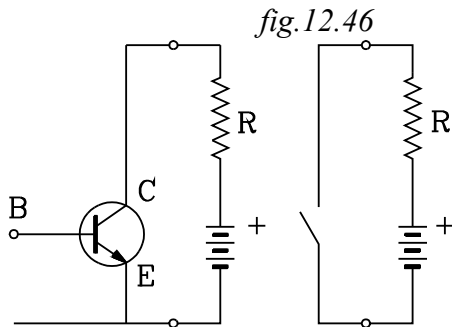
Il transistor *BJT* si adatta bene ad essere impiegato come interruttore.

Si assume la disposizione più usuale ad emettitore comune.

Come si è già precedentemente detto il transistor *BJT* può lavorare in tre stati diversi di funzionamento: *di interdizione*, *di funzionamento normale*, *di saturazione*.

Usato come interruttore, il punto di lavoro del transistor viene fatto passare, con rapidità, dalla zona di interdizione a quella di saturazione o viceversa.

In queste condizioni di lavoro il transistor assolve alla stessa funzione di un interruttore meccanico. Quando il transistor è in interdizione, non circola corrente tra collettore ed emettitore e corrisponde ad un circuito aperto. Posto il transistor in saturazione si ha passaggio di corrente tra collettore ed emettitore corrispondendo così ad un circuito chiuso.



L'interdizione di un transistor si ottiene in condizioni diverse a seconda che il transistor sia al germanio o al silicio.

In pratica un transistor al germanio si porta all'interdizione quando la giunzione collettore base è polarizzata in senso inverso e tra base ed emettitore si pone una tensione inversa di almeno $V_{BE} = 0,1 V$.

Nel transistor al silicio si ottiene l'interdizione ponendo una tensione nulla tra base ed emettitore

$V_{BE} = 0$ e una tensione tra collettore ed emettitore che determini una polarizzazione in senso inverso tra base e collettore.

Lo stato di saturazione si ottiene polarizzando in senso diretto entrambi le giunzioni. Come si è detto, per un transistor *NPN*, si polarizza direttamente la giunzione base emettitore $V_{BE} > 0$ e si pone $V_{CE} > 0$ con $V_{BE} > V_{CE}$.

Risulta:

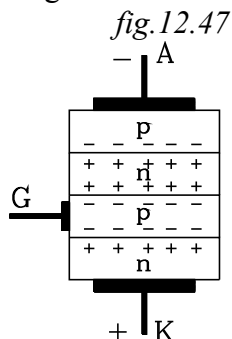
$$V_{BC} = V_{BE} + V_{EC} = V_{BE} - V_{CE} > 0$$

La giunzione base collettore è anch'essa polarizzata direttamente.

12.5 DISPOSITIVI A SEMICONDUCTORI A PIÙ STRATI

12.5.1 Thyristore - Diodo a quattro strati e gli SCR

Il thyristore *SCR* basa il suo funzionamento sulle proprietà offerte da un cristallo di silicio drogato in modo da realizzare quattro strati alternati di tipo *p* ed *n*.



Nei thyristori *SCR* alla estremità dei quattro strati "*pnpn*" vengono posti i due elettrodi: *anodo A* e *catodo K* e, in uno strato intermedio (sullo strato *p* in figura), un terzo elettrodo *G*, denominato *Gate* o (*porta in italiano*).

Consideriamo prima il comportamento del dispositivo senza il *Gate* all'applicazione di una tensione tra anodo e catodo.

Se si applica una tensione negativa all'anodo *A* ed una positiva al catodo *K*, come si nota dalla figura fig.12.47, le due giunzioni di estremità sono polarizzate in senso inverso e quella centrale in senso diretto.

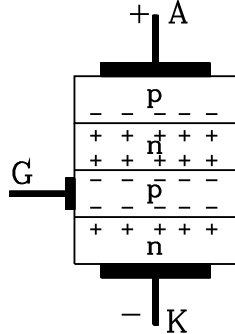
Le due giunzioni in senso inverso impediscono la conduzione delle cariche maggioritarie, offrendo rispetto alla corrente diretta una resistenza molto levata (considerata infinita). Si ha così uno stato detto di *interdizione inversa*.

In queste condizioni vi è un piccolissimo scorrimento di cariche minoritarie.

Continuando ad aumentare la tensione inversa $V_{KA} = -V_{AK}$ si arriva ad un valore del potenziale V_V nel quale, per effetto valanga, aumenta fortemente la corrente mentre la tensione rimane costante.

In tali condizioni, essendo il thyristore non progettato per sopportare e limitare tale corrente, si ha una scarica che porta a distruzione l'elemento.

fig.12.48



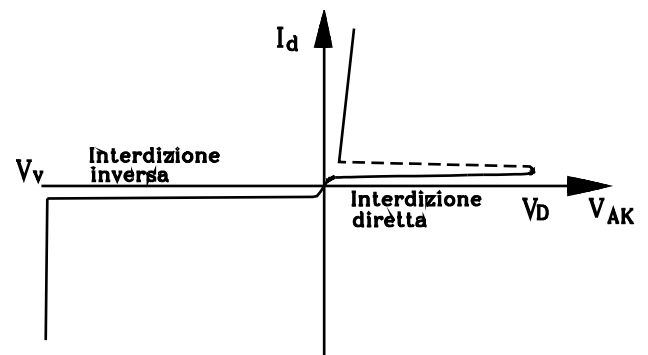
Si ponga ora sull'anodo un potenziale positivo ed uno negativo sul catodo. Come si può osservare dalla figura fig.12.48, le due giunzioni di estremità risultano polarizzate in senso diretto, mentre quella intermedia è polarizzata in senso inverso.

Anche in questo caso, inizialmente, all'aumentare della tensione non si ha la conduzione delle cariche maggioritarie per effetto della polarizzazione inversa della giunzione intermedia, la quale offre una elevata resistenza allo scorrimento della corrente diretta: *stato di interdizione diretta*.

All'aumentare della tensione diretta V_{AK} si abbassano le barriere di potenziale delle giunzioni estreme e l'effetto del campo elettrico si ripercuote su la giunzione intermedia. Si arriva ad una tensione V_D in cui si ha una conduzione della corrente diretta costituita dalle cariche maggioritarie con abbassamento della resistenza che si porta a piccoli valori, e il componente si comporta come un diodo polarizzato in senso diretto. Nella conduzione la tensione tra anodo e catodo si porta ad un piccolo valore, detta *tensione di mantenimento*, che aumenta di poco all'aumentare della corrente diretta.

Nella figura fig 12.49 è rappresentato l'andamento della corrente al variare della tensione tra anodo e catodo sia per valori negativi che positivi.

fig.12.49



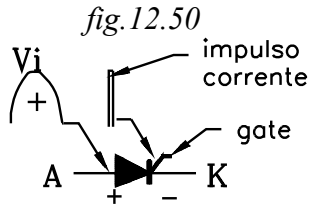
Il componente senza il *Gate* costituisce un *diodo a quattro strati* il quale si porta in conduzione solamente se il potenziale supera un valore V_D .

Per il disinnesco del diodo a quattro strati basta che il valore della corrente si porti anche per un istante ad un valore al di sotto del minimo caratteristico del componente.

Consideriamo ora il thyristore contenente anche il terzo elettrodo *Gate*. Se durante la fase di interdizione diretta, ove l'anodo è a potenziale positivo rispetto al catodo e non conduce, si rende il *Gate* positivo rispetto al catodo, allora il thyristore passa a condurre e resta in conduzione anche se si toglie il potenziale sul *Gate*.

Per portare il thyristore (o SCR) dallo stato di interdizione a quello di conduzione basta un impulso di tensione o di corrente sul *Gate*. Una volta innescata la conduzione questa permane, anche in assenza di segnale sul *Gate*, fintantoché l'anodo è a potenziale positivo rispetto al catodo. Quando il potenziale tra anodo e catodo si abbassa ad un valore minimo positivo vicino a zero, caratteristico del componente, detto *tensione di mantenimento*, l'SCR cessa di condurre.

Simbolo del thyristore SCR

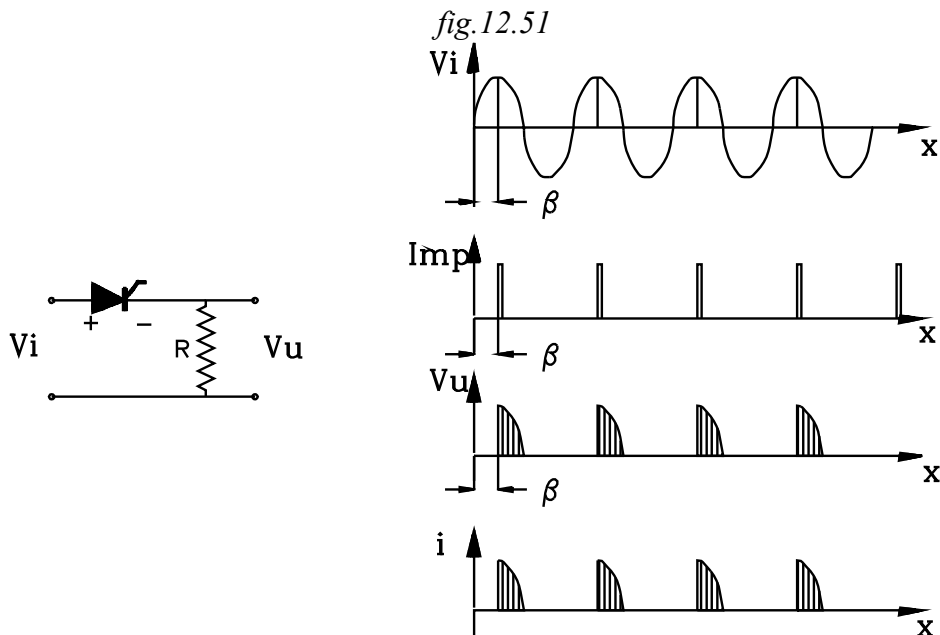


Essenzialmente il simbolo è uguale a quello del diodo con l'aggiunta del *Gate*. La parte *A* rappresenta l'anodo, *K* il catodo, il terzo elettrodo il *Gate*.

I thyristori SCR prendono il nome (*Silicon Controller Rectifier*) dalla caratteristica di poter controllare la conduzione attraverso l'impulso inviato sul *Gate*.

Sono utilizzati per poter ottenere una tensione continua variabile, ricavata da una alternata.

L'argomento verrà ripreso nel terzo volume. Qui si dà un cenno sull'utilizzazione dei diodi controllati al silicio SCR.



Nel raddrizzatore ad una semionda si sostituisca il diodo con un S.C.R.

Il segnale di ingresso V_i sia sinusoidale. In assenza di un impulso di corrente nel gate non si ha conduzione né nella semionda positiva né in quella negativa.

Sul gate si inviano impulsi della stessa frequenza della tensione alternata d'ingresso e ritardati di un angolo β rispetto all'inizio della semionda positiva.

Il diodo S.C.R, nella semionda positiva, pur essendo polarizzato in senso diretto, non condurrà fino a che non perviene al gate l'impulso di corrente. Dopo l'impulso, il diodo controllato continuerà a condurre per tutta la semionda positiva e termina la conduzione quando la tensione di ingresso passa per zero.

Durante la semionda negativa il diodo S.C.R non conduce; ritornerà a condurre nella successiva semionda positiva, quando perverrà al gate l'impulso di corrente.

Si ottiene in uscita un segnale pulsante. La durata degli impulsi dipende dal ritardo β dell'impulso di corrente di innesco rispetto all'inizio della semionda positiva.

Il valore medio del segnale di uscita dipende dall'angolo ritardo β .

Per $\beta = 0$ l'SCR conduce per tutta la semionda positiva mentre per $\beta = 180^\circ$ non si ha conduzione in entrambe le semionde. Si ha così la possibilità di ottenere un valore medio di corrente continua che può variare da zero: quando $\beta = 180^\circ$, ad un valore massimo: quando $\beta = 0$. Il con-

Il valore medio della corrente continua è dato dal ritardo β con cui gli impulsi vengono impartiti nelle semionde positive rispetto al passaggio per lo zero: dal valore negativo al positivo.

12.5.2 Thyristori bidirezionali - TRIAC

Il thyristore bidirezionale detto *TRIAC* (*TRiod Alternate Current*), si può considerare formato da due thyristori SCR posti in parallelo tra loro e collegati in senso inverso.

fig.12.52

In tal modo è possibile ottenere la conduzione del thyristore nei due sensi opposti. Il *Gate* comune innesca la conduzione o in un senso o nell'altro a seconda della polarizzazione degli altri due elettrodi.

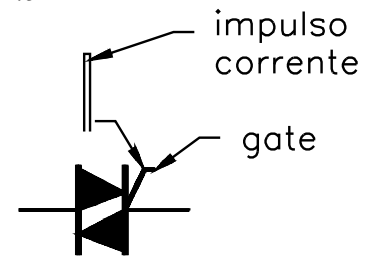
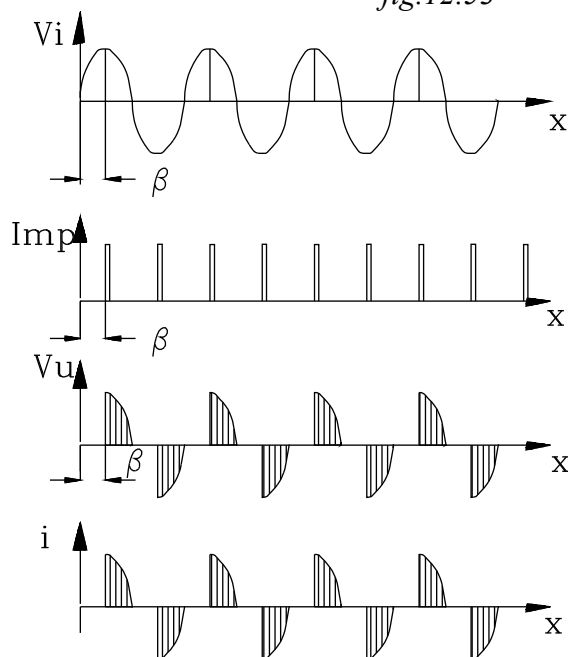


fig.12.53



Con il *TRIAC* si può avere la conduzione sia nella semionda positiva che negativa di una tensione alternata inviata ai capi dell'elemento. Così durante la semionda positiva il *TRIAC* non conduce fino a che non si invia sul *Gate* un impulso di corrente. Dall'istante dell'applicazione di questo il thyristore bidirezionale conduce fino a che il segnale di tensione non passa per zero. Da questo istante in poi si ha di nuovo una fase di interdizione fino all'invio dell'impulso nella semionda negativa.

Inviando così impulsi periodicamente con frequenza doppia di quella della tensione alternata applicata ai capi del *TRIAC*, si ottiene in uscita un segnale costituito da porzioni di semionde positive e negative dipendenti dal ritardo β con cui gli impulsi si inviano rispetto ai punti nei quali la tensione alternata di ingresso passa per zero.

Il valore medio del segnale V_u ottenuto ovviamente è nullo essendo le aree positive uguali a quelle negative. Ciò che varia invece è il valore efficace. Infatti questo è dato dalla radice quadrata della media del segnale al quadrato. Elevando al quadrato i valori del segnale, questi risulteranno sempre positivi, e quindi il valore efficace dipende dal valore assoluto delle aree che si hanno in un periodo:

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_i^2 \cdot dt}$$

Dette aree dipendono dal ritardo β .

Al variare di β variano le dimensioni delle aree positive e negative che vengono inviate sul carico e quindi varia il valore efficace del segnale prodotto.

15.5.3 DIAC

I *DIAC* (*Diod Alternating Current*) sono dei diodi bidirezionali della famiglia dei thyristori, analoghi al *TRIAC* senza l'elettrodo *Gate*.

fig.12.54

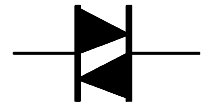
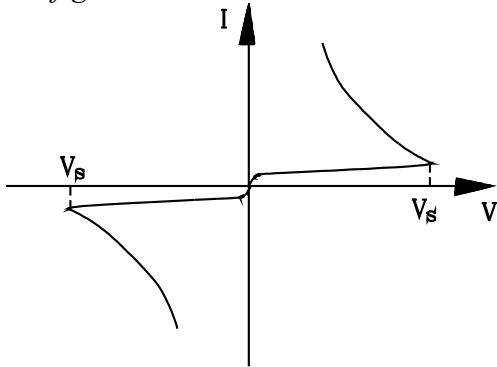


fig.12.55



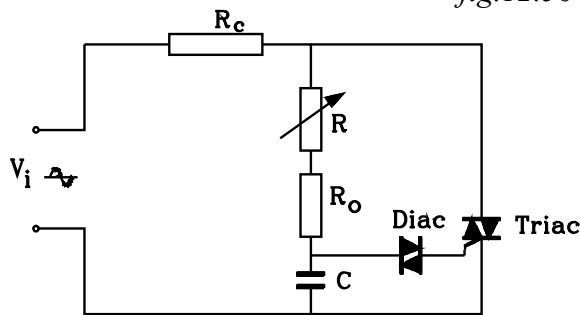
Sono diodi a rottura, che possono condurre nei due sensi opposti solamente quando la tensione applicata ai due elettrodi raggiunge un determinato valore di soglia.

I valori di soglia per la conduzione in un senso o nell'altro sono uguali ed opposti.

Dopo la conduzione la *d.d.p* ai capi del diodo si stabilizza ad un valore più basso di quello di soglia.

Il *DIAC* viene utilizzato per inviare gli impulsi al *Gate* del *TRIAC*.

fig.12.56



Si consideri il circuito di fig.12.56. All'ingresso viene applicata una tensione sinusoidale V_i . Occorre inviare sul carico R_c una tensione alternata con porzioni di semionde della sinusoide di ingresso, come rappresentato in fig.12.53.

Consideriamo l'inizio di una semionda positiva della sinusoide di ingresso. Inizialmente il *TRIAC*, non avendo su *Gate* la tensione di innesco, non conduce (è un circuito aperto).

Il condensatore C si carica aumentando la *d.d.p* ai capi del *DIAC*. Questo non conduce fino a che non si raggiunge la tensione di rottura. Raggiunta questa ed ottenuta la conduzione il condensatore si scarica inviando l'impulso di corrente sul *Gate* del *TRIAC*.

Si ha così dall'inizio della semionda positiva un tempo, pari a quello di carica del condensatore in cui il *DIAC* ed il *TRIAC* non conducono. Tale tempo di ritardo dipende dalla costante di tempo del condensatore dipendente dalla resistenza R variabile.

IN LABORATORIO

A scopo dimostrativo si possono rilevare le curve caratteristiche di alcuni transistori disponibili in laboratorio.

Così si abbia un transistor BJT a giunzione bipolare del tipo NPN.

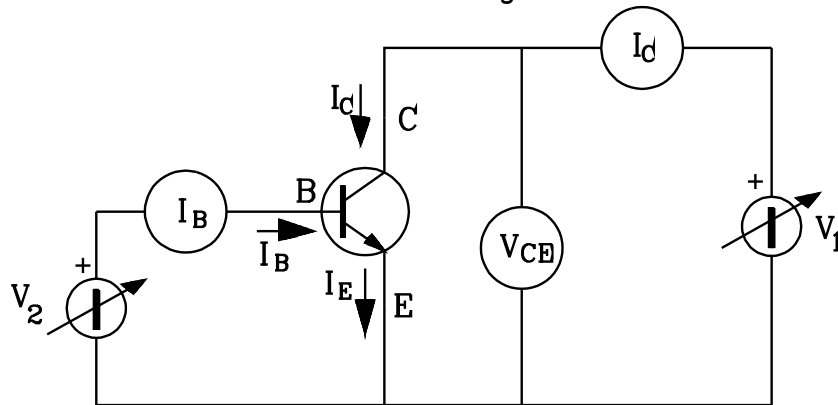
Per determinare sia la caratteristica mutua che quelle di uscita del transistor, collegato con l'emettitore a massa si monti un circuito come quello indicato in figura.

Occorre ricordare che nei transistori BJT il controllo viene effettuato sulla corrente di base. Occorre quindi porre un amperometro per rilevare la corrente di base dell'ordine dei mA.

Per l'alimentazione della base e del collettore vengono utilizzati due generatori stabilizzati la cui tensione possa variare da 0 a qualche decina di V.

Essendo un transistor NPN occorre che il generatore V_1 rivolga il positivo verso la base e il generatore V_2 il morsetto positivo verso il collettore.

fig.12.57



Caratteristica mutua

Determina la corrente del collettore in funzione della corrente di base.

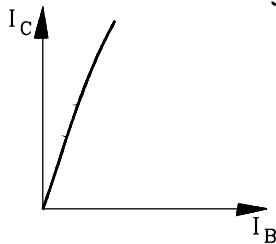
La caratteristica mutua dipende anche dalla tensione del collettore rispetto all'emettitore V_{CE} , ma la influenza è molto piccola.

Si porta così il valore della tensione V_{CE} ad un valore intermedio rispetto al massimo dipendente del tipo di transistor.

Con V_{CE} costante si varia la tensione del generatore V_2 e si leggono i valori segnati dai due amperometri.

Si riportano i valori rilevati su una tabella.

fig.12.58



I_B	I_C

Dalla tabella si ricava la curva che fornisce la caratteristica mutua

Caratteristiche di uscita

Danno il valore della corrente di collettore in funzione della tensione tra collettore ed emettitore con una corrente di base costante.

Si ottengono diverse curve a seconda della corrente di base.

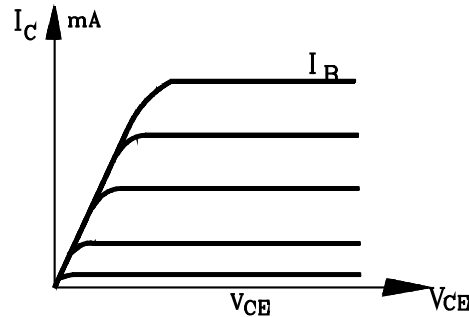
Se ne traccino alcune per valori fissi della corrente di base a seconda del tipo di transistor utilizzato.

Si parta così da un valore di tensione imposto sul generatore V_2 sulla base che determina una corrente I_B letta sull'amperometro I_B . Lasciando tale valore invariato, si aumenti la tensione del generatore V_1 e si leggano i valori della tensione V_{CE} e della corrente I_C .

Si riportino i valori letti su una tabella.

Si effettua poi un'altra curva, impostando sull'amperometro I_B un differente valore della corrente di base I_B e variando la tensione del generatore V_I . si effettuano gli stessi rilievi effettuati per la precedente curva.

Si procede così per altre curve...



I_B	V_{CE}	I_C	I_B	V_{CE}	I_C	I_B	V_{CE}	I_C

Dalla tabella si ricavano le curve di uscita.

IN LABORATORIO

Rilevo delle curve caratteristiche di un transistoro *JFET* con canale *N*.

In questo caso il controllo sull'uscita si effettua con una tensione applicata al *Gate*.

In ingresso tra *Gate* e *Source* si collega un voltmetro che rileva la tensione V_{GS} .

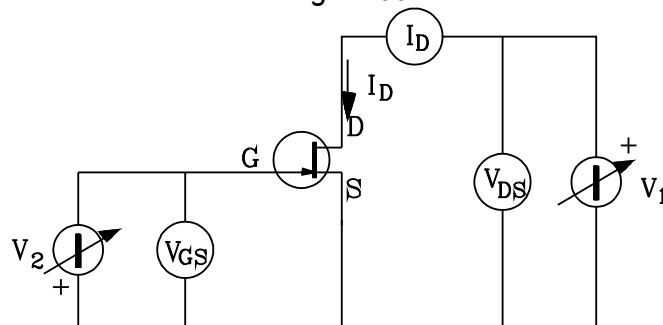
In uscita si rileva la corrente I_D e la tensione tra drain e source V_{DS} .

Si effettua il circuito rappresentato in figura *fig. 12.60*

Per l'alimentazione della base e del collettore vengono utilizzati due generatori stabilizzati la cui tensione possa variare da 0 a qualche decina di V.

Occorre porre attenzione di collegare i generatori come in figura *fig. 12.60*.

fig. 12.60



Caratteristica mutua

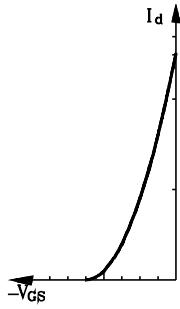
La caratteristica mutua dà il valore della corrente diretta I_D in funzione della tensione tra *Gate* e *Source*.

La caratteristica dipende anche dalla tensione tra *drain* e *source*, ma per valori superiori al *pinch-off* l'influenza di V_{DS} è trascurabile.

Si ponga così il valore letto sul voltmetro V_{DS} , superiore a V_p e, lasciando invariato tale valore, si vari la tensione V_{GS} leggendo corrispondentemente il valore della corrente segnata dall'amperometro I_D posto sul *drain*.

Si pongano i valori letti su una tabella.

fig. 12.61



$-V_{GS}$	I_D

Dalla tabella si ricava la curva che fornisce la caratteristica mutua

Caratteristiche di uscita

Danno il valore della corrente del *drain* I_D in funzione della tensione tra *drain* ed *source* V_{DS} con una tensione tra *gate* e *source* V_{GS} costante.

Si ottengono diverse curve a seconda della tensione V_{GS} .

Se ne traccino alcune per valori fissi di V_{GS} a seconda del tipo di transistor utilizzato.

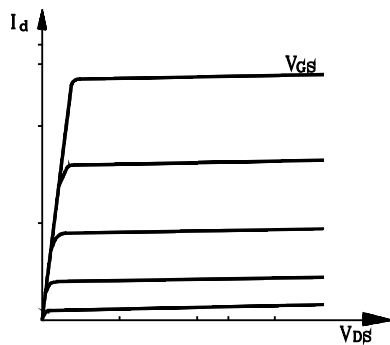
Si parta così da un valore di tensione imposto sul generatore V_2 sul *gate* che determina una tensione V_{GS} letta sul voltmetro. Lasciando tale valore invariato si aumenti la tensione del generatore V_1 e si leggano i valori della tensione V_{DS} e della corrente I_D .

Si riportino i valori letti su una tabella.

Si effettua poi un'altra curva, impostando sul voltmetro V_{GS} un differente valore della tensione e variando la tensione del generatore V_1 . si effettuano gli stessi rilievi effettuati per la precedente curva.

Si procede così per altre curve...

fig. 12.62



$-V_{GS}$	V_{DS}	I_D	$-V_{GS}$	V_{DS}	I_D	$-V_{GS}$	V_{DS}	I_D

Dalla tabella si ricavano le curve di uscita.

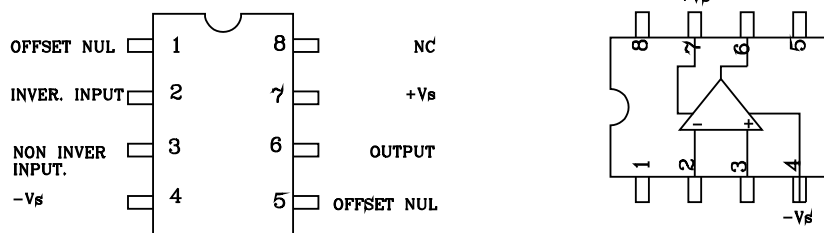
13 AMPILFICATORI OPERAZIONALI

Nelle catene di controllo (vedi terzo volume) i segnali debbono essere opportunamente manipolati per rispondere a particolari esigenze: debbono essere sommati, sottratti, integrati, derivati...

A queste richieste soddisfanno particolari circuiti elettronici, che vanno sotto il nome di *Amplificatori Operazionali*, proprio dalla loro proprietà di poter effettuare operazioni su segnali analogici.

Inizialmente gli amplificatori operazionali erano costituiti da singoli componenti elettronici, attualmente sono disponibili in circuiti integrati. Tipico è *LM741*.

fig.13.1



Nell'integrato sono presenti otto terminali dei quali si distinguono:

- Terminale 2 Ingresso invertente, indicato con il segno "-".
- Terminale 3 Ingresso non invertente, indicato con il segno "+".
- Terminale 6 Uscita dell'amplificatore operazionale
- Terminale 4 Alimentazione - Potenziale positivo
- Terminale 7 Alimentazione - Potenziale negativo

L'amplificatore operazionale presenta quindi una sola uscita e due ingressi; ad una di questi si è dato il nome di *invertente* indicato con "-" e all'altro di *non invertente* indicato con "+".

Vi sono poi due terminali per l'alimentazione, dai quali viene prelevata l'energia impiegata per l'operazione a cui deve assolvere l'amplificatore.

L'uscita è legata agli ingressi dal rapporto di amplificazione:

$$A = \frac{V_u}{V_1 - V_2} \quad \text{da cui} \quad V_u = (V_1 - V_2) \cdot A \quad (13.1)$$

fig.13.2

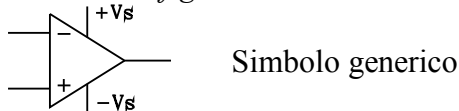
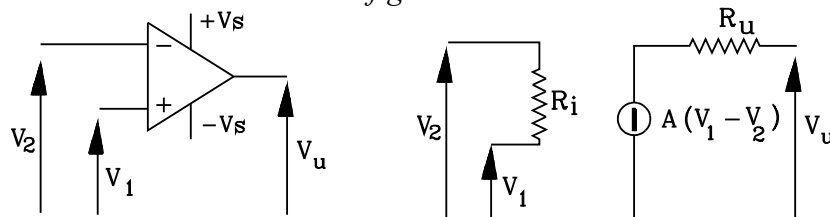


fig.13.3



Nella figura *fig.13.3* è riportato accanto al simbolo dell'amplificatore operazionale il circuito equivalente che ne simula il funzionamento.

I due ingressi sono collegati da una resistenza di ingresso R_i . L'uscita è come se fosse connessa ad un generatore ideale di tensione di f.e.m $A \cdot (V_1 - V_2)$ in serie con la resistenza interna R_u .

Le proprietà fondamentali dell'amplificatore operazionale sono le seguenti:

- Gli amplificatori operazionali sono dei componenti lineari: producono in uscita un segnale di tensione V_u proporzionale alla differenza tra le tensioni dei due ingressi. Il rapporto tra la differenza della tensione non invertente e quella invertente con la tensione di uscita è una costante che fornisce l'amplificazione dell'amplificatore.

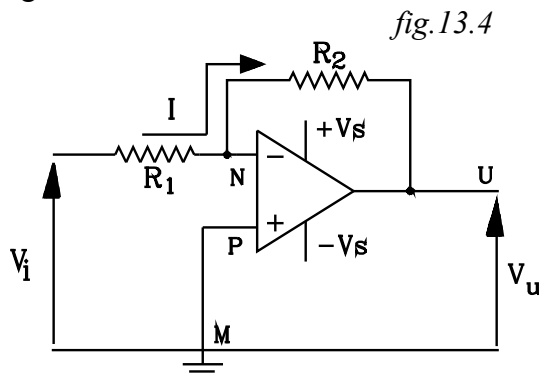
$$A = \frac{V_u}{V_1 - V_2}$$

- L'amplificazione dell'amplificatore è molto alta: idealmente infinita $A = \infty$. Si hanno amplificazioni dell'ordine dei 10^5 .
- La resistenza tra i due ingressi è molto alta: da considerarsi nella trattazione infinita $R_i = \infty$. Essendo $R_i = \infty$ la corrente che scorre tra i due ingressi è nulla e anche nulla risulta la d.d.p esistente tra gli stessi.
- La resistenza di uscita R_u è molto piccola tanto da considerarsi nulla: $R_u = 0$.

Da queste proprietà si possono derivare circuiti che operano sugli ingressi particolari operazioni.

13.1 Amplificatore invertente

Questo amplificatore ha lo scopo di invertire il segno del segnale di ingresso con un rapporto uguale o diverso da 1.



Il terminale non invertente viene posto a massa. Il segnale di ingresso V_i da manipolare, viene inviato al terminale invertente tramite una resistenza R_1 .

All'uscita della resistenza R_1 si deriva un'altra resistenza che viene collegata all'altra estremità con il terminale di uscita U .

Ora, come si è detto, tra i terminali: invertente N e non invertente P , vi è una resistenza infinita $R_i = \infty$ e quindi non vi è in ingresso assorbimento di corrente (è trascurabile). Così nessuna corrente va dal terminale N alla massa M ; per cui i due terminali N e P si trovano allo stesso potenziale che coincide con quello di massa (di riferimento):

$$V_{NM} = V_{PM} = 0 \quad (13.1.1)$$

Da quanto detto, essendo nulla la corrente che da N va verso la massa M , ne viene che la corrente I che scorre sulla resistenza R_1 nel nodo N viene inviata tutta sulla resistenza R_2 .

Essendo $V_{NM} = V_{PM} = 0$ il punto N è al potenziale di massa e quindi la tensione V_i va applicata tutta sulla resistenza R_1 .

$$I = \frac{V_i}{R_1} \quad (13.1.2)$$

La corrente I scorre poi sulla resistenza R_2 dal punto N verso il punto U ; per cui risulta:

$$V_{UN} = -R_2 \cdot I \quad \text{da cui:}$$

$$I = -\frac{V_{UN}}{R_2} \quad (13.1.3)$$

Essendo il potenziale del punto N uguale a quello di massa M allora risulta la tensione di uscita V_u misurata rispetto a massa uguale a quella esistente tra il punto U ed N :

$$V_u = V_{UM} = V_{UN}$$

Per cui la (13.1.3) risulta:

$$I = -\frac{V_u}{R_2} \quad (13.1.4)$$

Confrontando la (13.1.2) con la (13.1.4) si ha:

$$I = \frac{V_i}{R_1} = -\frac{V_u}{R_2}$$

Da cui

$$V_u = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_i$$

L'amplificazione o guadagno del sistema risulta:

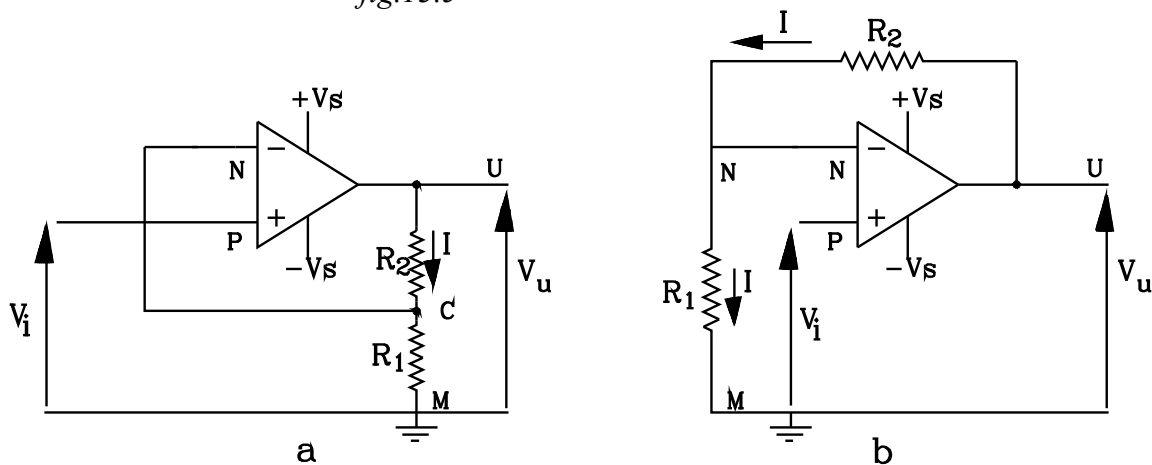
$$A = \frac{V_u}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Il segnale di uscita ha segno opposto a quello di ingresso.

L'amplificazione può essere maggiore minore o uguale ad 1 a seconda i valori delle resistenze R_1 , R_2 .

13.2 Amplificatore non invertente

fig.13.5



Si possono considerare due circuiti.

Versione a

Il segnale di ingresso da manipolare V_i viene applicato al terminale di ingresso non invertente.

Tra l'uscita e la massa vengono poste due resistenze R_1, R_2 come rappresentato in figura *fig.13.5*. Il terminale invertente è collegato al punto di connessione delle due resistenze.

Per quanto detto precedentemente tra il terminale N e P non vi è assorbimento di corrente, cosicché il punto N ha lo stesso potenziale del punto P e questo è uguale a quello del punto C.

$$V_N = V_P = V_C \quad (13.2.1)$$

Ne viene che il segnale di ingresso V_i applicato tra il punto P ed il punto M viene applicato tra il punto C ed il punto M:

$$V_i = V_{PM} = V_{CM} \quad (13.2.2)$$

La corrente I passa sulle due resistenze R_1, R_2 per cui si ha:

$$I = \frac{V_u}{R_1 + R_2} \quad (13.2.3)$$

Inoltre risulta:

$$I = \frac{V_{CM}}{R_1} \quad \text{e per la (13.2.2) è} \quad I = \frac{V_i}{R_1} \quad (13.2.4)$$

Confrontando la (13.2.2) con la (13.1.4) si ha:

$$I = \frac{V_i}{R_1} = \frac{V_u}{R_1 + R_2} \quad \text{da cui:}$$

$$V_u = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot V_i \quad (13.2.5)$$

L'amplificazione è:

$$A = \frac{V_u}{V_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (13.2.6)$$

Il segnale di uscita ha lo stesso segno di quello di ingresso.

L'amplificazione è maggiore di 1.

Versione b

Per quanto detto i punti N, P si trovano allo stesso potenziale essendo infinita la resistenza tra essi, e per questo tra i due punti non vi è passaggio di corrente.

La corrente scorre sulle due resistenze R_1, R_2 ai capi delle quali si ha la tensione di uscita:

$$V_u = V_{UM}$$

Risulta:

$$V_u = (R_1 + R_2) \cdot I \quad \text{da cui} \quad I = \frac{V_u}{(R_1 + R_2)} \quad (13.2.7)$$

Da cui:

$$V_u = I \cdot (R_1 + R_2) \quad (13.2.8)$$

La corrente I scorre sulla resistenza R_1 posta tra i punti N ed M; per cui si ha:

$$I = \frac{V_{NM}}{R_1} \quad (13.2.9)$$

Ma il punto N ha lo stesso potenziale di P, quindi la d.d.p V_{NM} coincide con la tensione di ingresso applicata tra i punti P ed M:

$$V_{NM} = V_{PM} = V_i$$

La (13.2.9) diviene:

$$I = \frac{V_i}{R_I}$$

Sostituendo nella (13.2.8) si ha:

$$V_u = \frac{(R_I + R_2)}{R_I} \cdot V_i \quad A = \frac{(R_I + R_2)}{R_I} \quad (13.2.10)$$

13.3 Amplificatore operazionale sommatore

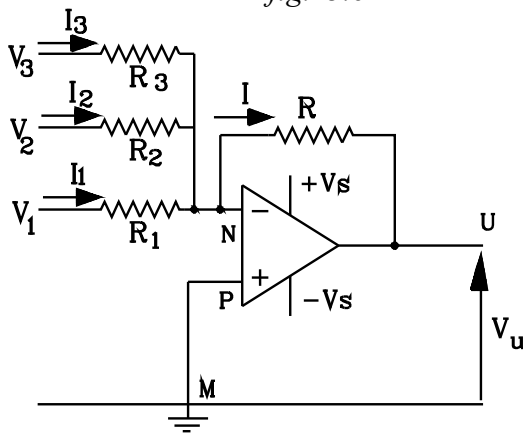
Lo schema è lo stesso dell'amplificatore operazionale invertente, nel quale, nel terminale invertente sono collegate in parallelo tante resistenze quanti sono i segnali da sommare.

Alle estremità delle resistenze vengono applicate le tensioni V_1, V_2, V_3, \dots da sommare.

Sul nodo N perviene la somma delle correnti che percorrono la resistenze a monte:

$$I = I_1 + I_2 + I_3 \quad (13.3.1)$$

fig.13.6



Come si è detto i punti N, P, M si trovano allo stesso potenziale, per cui la tensione posta tra il capo di una resistenza e massa è la stessa che si applica ai capi della resistenza stessa. Risulterà quindi:

$$I_1 = \frac{V_1}{R_1}; \quad I_2 = \frac{V_2}{R_2}; \quad I_3 = \frac{V_3}{R_3}$$

Sostituendo nella (13.3.1) si ha:

$$I = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3}$$

$$I = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} \quad (13.3.2)$$

La corrente I come si è detto, viene inviata tutta sulla resistenza R (la resistenza tra N e P è infinita).

Risulterà quindi:

$$V_{UN} = -R \cdot I \quad \text{da cui:}$$

$$I = -\frac{V_{UN}}{R} \quad (13.3.3)$$

Essendo il potenziale del punto N uguale a quello di massa M allora risulta la tensione di uscita V_u misurata rispetto a massa uguale a quella esistente tra il punto U ed N :

$$V_u = V_{UM} = V_{UN}$$

Per cui la (13.3.3) risulta:

$$I = -\frac{V_u}{R} \quad (13.3.4)$$

Confrontando la (13.3.4) con la (13.3.2) si ha:

$$I = -\frac{V_u}{R} = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3}$$

Da cui:

$$V_u = V_i \cdot R \cdot \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} \right)$$

Ponendo le resistenze tutte uguali:

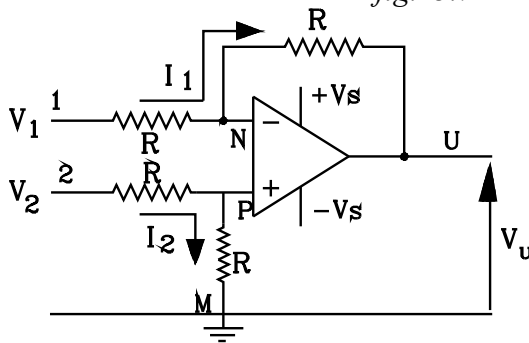
$$R_1 = R_2 = R_3 = R$$

Risulta:

$$V_u = V_1 + V_2 + V_3$$

13.4 Amplificatore operazionale differenziale

fig.13.7



Il circuito è quello di figura. Se si deve effettuare la differenza " $V_2 - V_1$ " si pone V_1 all'inizio della resistenza collegata con il terminale invertente e V_2 su quello non invertente; inoltre le resistenze si pongono tutte uguali.

Non essendoci, come ormai è noto, assorbimento di corrente tra N e P , la corrente che arriva in N va tutta sulla resistenza posta tra N ed U .

La corrente I_2 che arriva in P va tutta sulla resistenza collegata tra P ed M .

Considerando il percorso della corrente I_1 sulle due resistenze poste tra il punto 1 ed U , si ha:

$$I_1 = \frac{V_1 - V_u}{2 \cdot R} \quad (13.4.1)$$

Ora consideriamo il percorso della corrente I_1 sulla resistenza collegata tra i punti U ed N , essa sarà legata alla d.d.p $V_N - V_u$ dalla relazione:

$$V_N - V_u = R \cdot I_1$$

Da cui si ha:

$$I_1 = \frac{V_N - V_u}{R} \quad (13.4.2)$$

Comparando la (13.4.1) con la (13.4.2) si ha:

$$\frac{V_1 - V_u}{2R} = \frac{V_N - V_u}{R} \quad \text{semplificando } R \text{ si ottiene: } \frac{V_1 - V_u}{2} = V_N - V_u \quad \text{da cui:}$$

$$\begin{aligned} V_1 - V_u &= 2V_N - 2V_u \quad \text{da cui} \\ V_u &= 2V_N - V_1 \quad (13.4.3) \end{aligned}$$

Il potenziale del punto N è uguale a quello del punto P , risultando $V_N = V_P$. Per cui la (13.4.3) si può scrivere:

$$V_u = 2V_P - V_1 \quad (13.4.4)$$

Si consideri ora il percorso della corrente I_2 . Essa scorre solamente sulle due resistenze poste tra l'estremo 2 e la massa M .

$$I_2 = \frac{V_2}{2R}$$

E risulta:

$$V_P = I_2 \cdot R = \frac{V_2}{2R} \cdot R \quad V_P = \frac{V_2}{2} \quad (13.4.5)$$

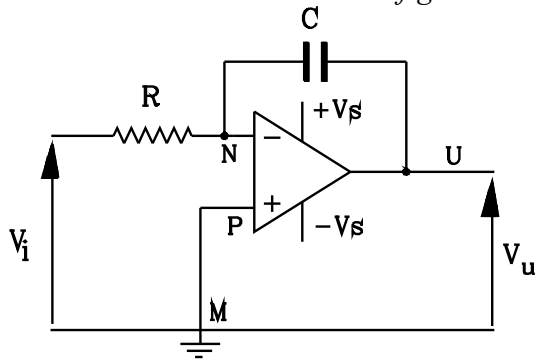
Sostituendo nella (13.4.4) si ha:

$$V_u = 2 \cdot \frac{V_2}{2} - V_1 \text{ e quindi:}$$

$$V_u = V_2 - V_1$$

13.5 Amplificatore operazionale integratore

fig.13.8



Il circuito è quello rappresentato in figura. È di tipo invertente, nel quale al posto della resistenza tra N ed U vi è un condensatore di capacità C .

Tra i terminali N e P non vi è assorbimento di corrente, essendo la resistenza di ingresso infinita; per cui tutta la corrente che scorre sulla resistenza R va a caricare il condensatore C .

Si noti che l'uscita U è collegata all'armatura negativa.

La tensione di uscita è misurata dal punto U al punto M . Il punto M ha lo stesso potenziale di P e questo lo stesso del punto N (essendo infinita la resistenza tra i due punti). Ne viene che la tensione V_u misurata tra U ed M corrisponde alla *d.d.p* tra il punto U ed N :

$$V_u = V_{UN}$$

Quindi la V_u è la *d.d.p* ai capi del condensatore, misurata dalla armatura negativa alla positiva.

Durante la carica del condensatore il rapporto tra la carica elettrica accumulata nelle armature e la *d.d.p* V che si stabilisce tra di esse è una costante detta capacità.

Nel circuito di figura la *d.d.p* ai capi del condensatore è V_{UN} per cui risulta:

$$\frac{q}{v_{NU}} = C \quad (13.5.1)$$

ma:

$$v_{NU} = -v_{UN} = -v_u \quad (13.5.2)$$

Si sono adoperati i caratteri minuscoli essendo le grandezze funzioni del tempo.

Dalla (13.5.1) si ricava la tensione di uscita nel tempo t .

$$v_u = -\frac{q}{C} \quad (13.5.3)$$

In ogni istante t , per effetto della carica del condensatore, scorre una corrente i sulla resistenza, e in un incremento Δt del tempo, si accumula nel condensatore una carica Δq , data dal prodotto:

$$\Delta q = i \cdot \Delta t$$

La carica totale accumulata nel tempo t sarà la sommatoria di tutte le cariche accumulate nei vari incrementi di tempo:

$$q = \sum i \cdot \Delta t$$

Se si considerano incrementi infinitesimi dt del tempo alla sommatoria si dà nome di integrale e si scrive:

$$q = \int i \cdot dt \quad (13.5.4)$$

Sostituendo nella (13.5.3) si ha:

$$v_u = - \int \frac{i \cdot dt}{C}; \quad v_u = - \frac{1}{C} \cdot \int i \cdot dt \quad (13.5.5)$$

Considerando che la corrente i scorre sulla resistenza R collegata tra i punti 1 ed N si ha:

$$i = \frac{v_{1N}}{R}$$

Ma il punto N ha lo stesso potenziale di P e questo di M, per cui la tensione di ingresso v_i corrisponde alla tensione v_{1N} . Risulta quindi:

$$i = \frac{v_i}{R} \quad (13.5.6)$$

Sostituendo nella (13.5.5) si ha:

$$v_u = - \frac{1}{C} \cdot \int \frac{v_i}{R} \cdot dt \quad \text{ponendo in evidenza R si ha:}$$

$$v_u = - \frac{1}{RC} \cdot \int v_i \cdot dt \quad (13.5.7)$$

La tensione di uscita risulta proporzionale all'integrale del segnale di ingresso.

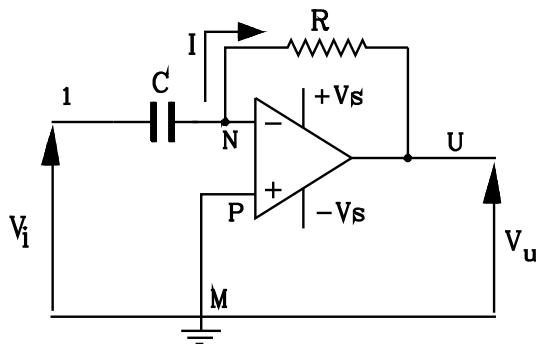
Ricordiamo che l'integrale, concettualmente, indica un accumulo di una grandezza fisica nel tempo che può rappresentare: una energia accumulata, un lavoro effettuato, una quantità di carica, una quantità di acqua accumulata in un serbatoio ecc. La (13.5.7) dà un segnale proporzionale a detto accumulo, che risulta tanto più grande quanto più piccolo è il termine RC , a cui si dà il nome di costante di tempo dell'integratore:

$$\tau = R \cdot C$$

Il segnale di uscita è tanto maggiore quanto minore è la costante di tempo

13.6 Amplificatore operazionale derivatore

fig.13.9



Il circuito è quello di figura. È come il circuito invertente dove al posto della resistenza posta tra I ed il punto N è inserita un condensatore di capacità C .

Come già detto nei precedenti circuiti, i punti N , P , M si trovano allo stesso potenziale, e tra N e P non scorre corrente, essendo la resistenza tra essi di valore molto elevato, considerato infinito.

È evidente che vi sarà passaggio di corrente tra il punto I ed N solamente se la tensione di ingresso è variabile, altrimenti per una tensione costante il condensatore rappresenta un blocco.

La corrente i scorre sulla resistenza R e sarà legata alla d.d.p v_{NU} dalla relazione:

$$v_{NU} = R \cdot i; \quad v_{UN} = - R \cdot i \quad (13.6.1)$$

Ora la tensione di uscita v_u è la d.d.p tra il punto U ed il punto M; ma questo è allo stesso potenziale di N; per cui la tensione di uscita v_u è uguale alla d.d.p tra i punti U ed N posti ai capi della resistenza R :

$$v_u = v_{UN}$$

Quindi la (13.6.1) si scriverà:

$$v_u = -R \cdot i \quad (13.6.2)$$

Indicata con q la carica accumulata nel condensatore nel tempo t , l'intensità di corrente istantanea è data dal rapporto:

$$i = \frac{dq}{dt}$$

Sostituendo nella (13.6.2) si ha:

$$v_u = -R \cdot \frac{dq}{dt} \quad (13.6.3)$$

Dove la carica q è data da:

$$q = C \cdot v_{IN} \quad (13.6.4)$$

Dove v_{IN} è la d.d.p ai capi del condensatore posto tra il punto 1 ed N. Ma il punto N ha lo stesso potenziale di M; per cui la d.d.p ai capi del condensatore v_{IN} coincide con la tensione di ingresso posta tra i punti 1 ed M:

$$v_{IN} = v_i$$

Per cui la (13.6.4) si scriverà:

$$q = C \cdot v_i$$

Sostituendo nella (13.6.3) si ha:

$$v_u = -RC \cdot \frac{dv_i}{dt}$$

La tensione di uscita è proporzionale alla derivata della tensione di ingresso.

Concettualmente la derivata dà la variazione nell'unità di tempo di una grandezza fisica: come ad esempio la velocità che è la variazione dello spazio nell'unità di tempo, l'accelerazione che è variazione della velocità nell'unità di tempo, la potenza: energia assorbita o generata nell'unità di tempo, ecc. L'indicazione di tale variabilità è tanto maggiore quanto maggiore è il prodotto RC a cui si dà nome di costante di tempo del derivatore.

$$\tau = R \cdot C$$



Avanti...

[Clic per continuare](#)



Indietro...

[Clic per precedente](#)



Indietro...

[Clic per la pagina iniziale](#)