

Corso di Metodi di Trattamento del Segnale

Brevissima introduzione ad alcuni argomenti di elettronica

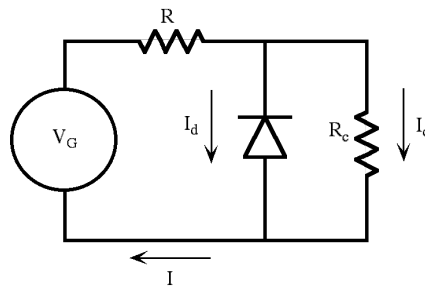
Edoardo Milotti

A.A. 2014-15

1. Metodi numerici per l'analisi dei circuiti con elementi non lineari.

In elettronica si utilizzano molti elementi circuitali con caratteristiche non lineari – alcuni di questi verranno analizzati in queste note – e quando si applicano le leggi di Kirchhoff per trovare le equazioni che regolano il comportamento dei circuiti si ottengono spesso complesse equazioni non lineari. Nel caso siano presenti anche condensatori e induttanze – e quindi virtualmente in tutti i casi di interesse pratico – si ottengono equazioni differenziali non lineari. Per questo motivo sono stati sviluppati parecchi metodi pratici per la soluzione di queste equazioni.

Iniziamo con un metodo estremamente semplice, il cosiddetto *metodo della retta di carico*, che si utilizza per analizzare circuiti che contengono un solo elemento non lineare. Illustriamo il metodo nel caso del circuito del rettificatore ad una semionda:



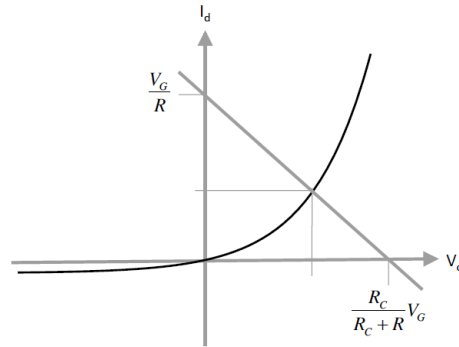
Le equazioni di Kirchhoff per questo circuito sono:

$$\begin{cases} V_G = IR + V_d \\ V_d = I_c R_c \\ I = I_d + I_c \\ V_d = V_d(I_d) \end{cases}$$

e queste si possono ridurre alla coppia di equazioni

$$\begin{cases} V_G = I_d R + V_d \left(1 + \frac{R}{R_c} \right) \\ V_d = V_d(I_d) \end{cases}$$

La prima è una retta nel piano (V_d, I_d) , mentre la seconda non è che la curva caratteristica del componente non lineare (in questo caso il diodo), e la coppia soluzione (V_d, I_d) si può trovare come intersezione geometrica di queste due curve



Nel caso di circuiti con più transistor non è più possibile utilizzare il metodo della retta di carico e la soluzione delle equazioni di Kirchhoff va fatta numericamente, di solito utilizzando il calcolatore. Per questo esistono dei programmi molto completi, tra i quali il più famoso è SPICE, sviluppato originariamente all'Università di Berkeley, che si è evoluto in molte direzioni, tra cui MultiSim della National Instruments, webpage <http://bwracs.eecs.berkeley.edu/Classes/IcBook/SPICE/>.

2. Amplificatori

Gli amplificatori sono una vasta classe di dispositivi che appartengono all'ancora più ampia classe dei *dispositivi lineari* (linear devices). In elettronica la parola *lineare* è utilizzata in un senso diverso da quello comune: attualmente i *circuiti lineari* sono tutti quelli che danno una risposta analogica, non digitale, e comprendono anche dei circuiti che hanno una risposta non lineare, ma continua.

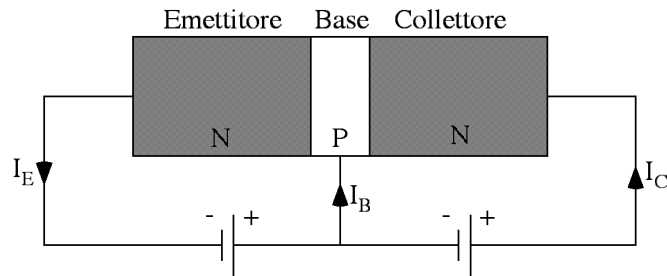
Gli amplificatori sono dei dispositivi che agiscono su un segnale in ingresso moltiplicandolo per un fattore che dipende dalle caratteristiche dell'amplificatore, ad esempio:

- un circuito con un segnale in ingresso $V(t)$ produce un segnale in uscita $10 V(t)$: questo è un amplificatore in tensione con un coefficiente di amplificazione (in tensione) o *guadagno*, uguale a 10;
- un circuito con un segnale in ingresso $V(t)$ produce un segnale in uscita $0.5 V(t)$: si tratta ancora una volta di un amplificatore in tensione, ma con un coefficiente di amplificazione inferiore a 1. Esso avrebbe potuto venire realizzato da una *rete passiva* (cioè composta solo da componenti che non sono in grado di fornire energia e di dare un segnale in uscita con una potenza superiore a quella del segnale in ingresso);
- un circuito con un segnale in ingresso $I(t)$ produce un segnale in uscita $V(t) = (10 \text{ V/mA}) I(t)$: questo è un amplificatore che converte un segnale in corrente in un segnale in tensione, e la costante – in questo caso uguale a 10 V/mA – si chiama *transimpedenza* dell'amplificatore.

Nel seguito analizziamo alcuni amplificatori che utilizzano transistor.

3. Il transistor bipolare

Un transistor bipolare è costituito da due giunzioni tra materiale semiconduttore drogato diversamente:



In condizioni di funzionamento normale la giunzione base-emettitore è polarizzata direttamente, mentre la giunzione base-collettore è polarizzata inversamente. La base viene costruita in modo che sia molto sottile, e buona parte della corrente che transita attraverso la giunzione base-emettitore diffonde verso il collettore. La corrente di emettitore è data dalla somma tra la piccola corrente di base e la corrente di collettore

$$I_E = I_B + I_C$$

A causa della diffusione verso il collettore la corrente di collettore è data da

$$I_C = \alpha I_E$$

dove α è un coefficiente (approssimativamente costante) poco più piccolo di 1, e quindi

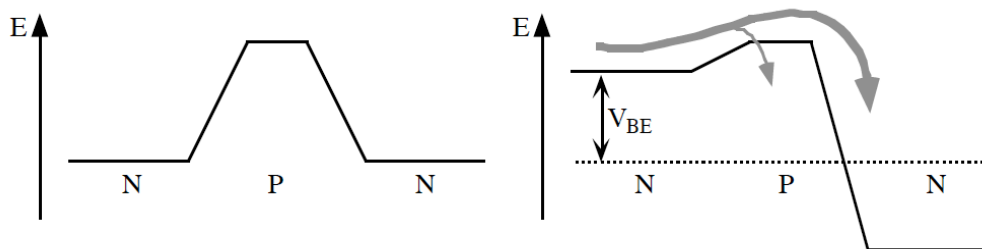
$$I_E = \frac{1}{1-\alpha} I_B$$



e

$$I_C = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B = \beta I_B$$

I transistor più comuni hanno $\beta \approx 100$, e quindi in corrispondenza ad una piccola corrente di base c'è una grande corrente di collettore, e il transistor si comporta come un amplificatore di corrente.

Dal punto di vista dell'energia potenziale per gli elettroni nella struttura mostrata sopra ecco che cosa accade quando le giunzioni non sono polarizzate e quando invece lo sono: per gli elettroni che riescono a passare da emettitore a base è "energeticamente conveniente" passare poi nel collettore.



Esistono due tipi di strutture, perché si possono scegliere materiali *npn* per fare le giunzioni oppure *pnp*: il simbolo del transistor bipolare *npn* è  mentre il simbolo del transistor *pnp* è .

Le regole basilari per analizzare in modo elementare il funzionamento dei transistor *npn* sono le seguenti:

1. Il collettore deve essere "più positivo" dell'emettitore
2. Le giunzioni base-emettitore e base collettore sono due diodi (e quindi $V_B \approx V_E + 0.6$ Volt)
3. I_B, I_C, I_E hanno dei valori massimi che non possono superare, pena la distruzione del transistor
4.
$$I_C = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B = \beta I_B$$

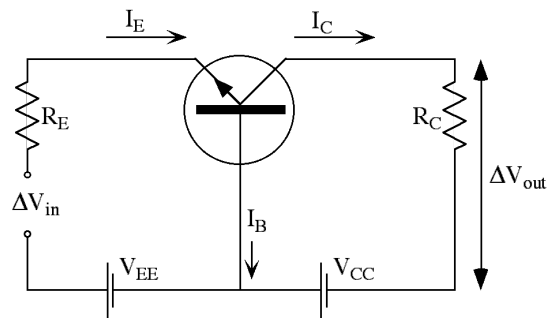
Utilizziamo ora queste regolette per analizzare il comportamento di alcune semplici configurazioni circuitali, tenendo presente che le quantità interessanti sono normalmente le variazioni di tensione e di corrente: vogliamo cioè analizzare il comportamento dinamico dei circuiti piuttosto che quello statico.



Gli inventori del transistor bipolare (premi Nobel nel 1956): da sinistra; William P. Shockley, Walter H. Brattain, e John Bardeen (quest'ultimo ha vinto un secondo premio Nobel nel 1972 insieme a Cooper e Schrieffer per la teoria della superconduttività).



4. Configurazione a base comune



Le equazioni circuitali sono le seguenti:

$$\Delta V_{in} + V_{EE} = R_E I_E + V_{BE}$$

$$V_{out} = R_C I_C$$

$$R_C I_C - V_{BC} = V_{CC}$$

$$I_C = I_E - I_B = \alpha I_E$$

In questo caso ci interessa solo la parte dinamica delle tensioni e delle correnti, e non la parte di polarizzazione della rete, e dalle equazioni sopra si vede che la variazione della corrente di collettore corrispondente ad una data variazione di corrente di emettitore è data da

$$\Delta I_C = \alpha \Delta I_E = \alpha \frac{\Delta V_{in}}{R_E}$$

(perché V_{BE} è approssimativamente costante) e quindi

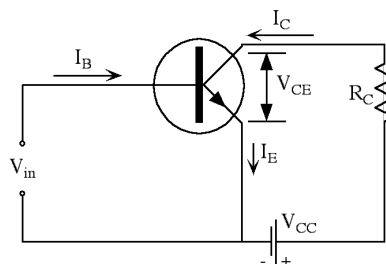
$$\Delta V_{out} = R_C \Delta I_C = \alpha \frac{R_C}{R_E} \Delta V_{in}$$

Il circuito si comporta quindi come un amplificatore di tensione.

5. La configurazione a emettitore comune e le curve caratteristiche dei transistor bipolari

Questa schematizzazione è sufficiente per molte analisi ma non è completa, e molto spesso si utilizzano le curve caratteristiche ottenute da misure dirette sui transistor.

Prendiamo ad esempio il circuito (*configurazione a emettitore comune*)

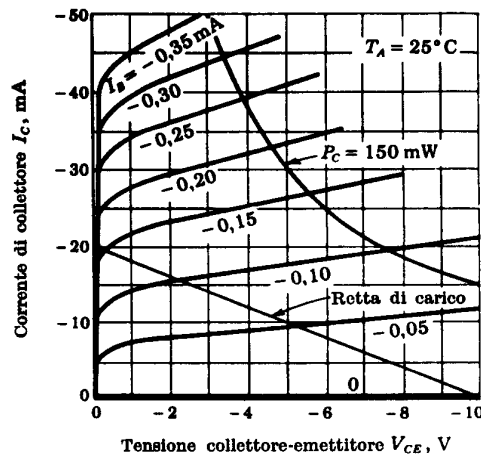


per cui possiamo scrivere le equazioni

$$V_{CC} = V_{CE} + I_C R_C$$

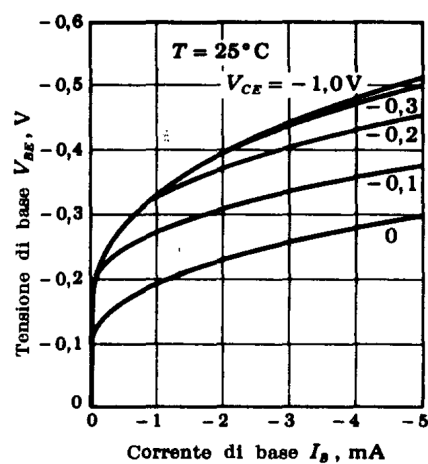
$$I_C = I_C(I_B, V_{CE})$$

Questa coppia di equazioni si può analizzare graficamente utilizzando il metodo della retta di carico e le curve caratteristiche del transistor.

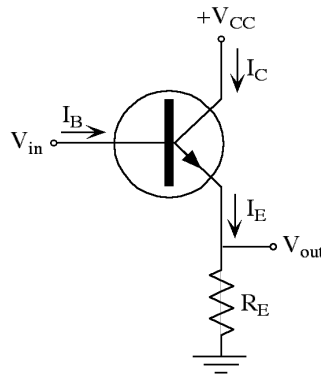


La figura qui sopra mostra le *caratteristiche d'uscita* tipiche per un transistor *pnp* al germanio. È tracciata la retta di carico corrispondente a $V_{CC} = 10 \text{ V}$ e $R_C = 500 \Omega$. (Texas Instruments.) per un circuito ad emettitore comune.

La figura seguente mostra invece le *caratteristiche d'ingresso* tipiche del transistor della figura precedente inserito con emettitore comune. Insieme queste curve caratteristiche permettono di descrivere completamente il comportamento dell'amplificatore.



6. Due configurazioni circuitali che impiegano transistors bipolari: emitter follower ed amplificatore ad emettitore comune



Utilizziamo ancora una volta le regolette semplificate e troviamo che

$$V_{in} - V_{out} = V_{BE} \approx 0.6 V$$

e perciò

$$\Delta V_{in} \approx \Delta V_{out}$$

Inoltre

$$I_E = I_B + I_C = (1 + \beta)I_B$$

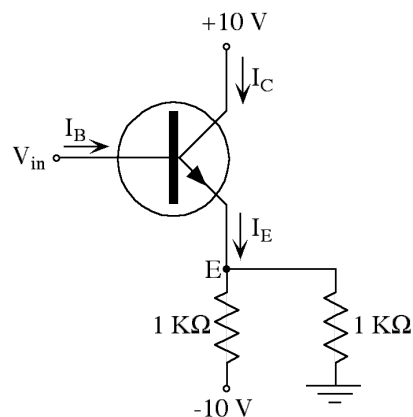
e quindi

$$\Delta I_E = (1 + \beta)\Delta I_B$$

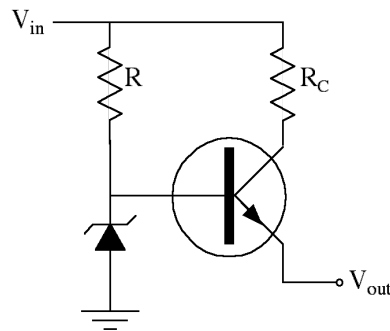
S trova allora la relazione tra impedenza di ingresso e impedenza di uscita:

$$Z_{in} = \frac{\Delta V_{in}}{\Delta I_B} \approx (1 + \beta) \frac{\Delta V_{out}}{\Delta I_E} = (1 + \beta)Z_{out}$$

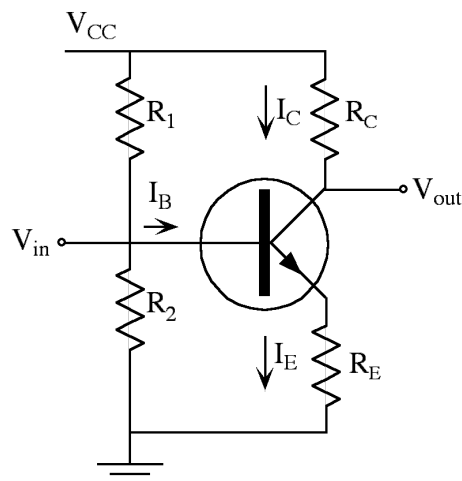
e quindi $Z_{out} \ll Z_{in}$, e il circuito fa da adattatore di impedenza. Si noti che nell'operazione di questo circuito non si può dimenticare la resistenza di carico, perché questa può far cambiare il punto di lavoro del transistor, come nel circuito seguente, in cui la tensione del punto E non può scendere sotto i -5 V, e quindi il circuito funziona solo per segnali in ingresso compresi tra +10 V e -4.4 V (vale a dire i -5V più la caduta di tensione associata al diodo BE).



Un'applicazione dell'emitter follower è quella di adattatore di impedenza negli stabilizzatori di tensione



La configurazione di emitter follower mostrata sopra in realtà non è completa, perché si deve definire sempre con cura il punto di lavoro del transistor: la figura seguente mostra il circuito di un amplificatore ad emettitore comune con un partitore di tensione che definisce la corrente di base quando il segnale di ingresso, e stabilisce quindi il punto di lavoro del transistor



Applicando la legge di Kirchhoff per le tensioni alla maglia di uscita troviamo

$$V_{out} = V_C = V_{CC} - I_C R_C$$

e quindi

$$\Delta V_{out} = \Delta V_C = -R_C \Delta I_C$$

Inoltre

$$\Delta V_{in} = \Delta V_B \approx \Delta V_E$$

e perciò

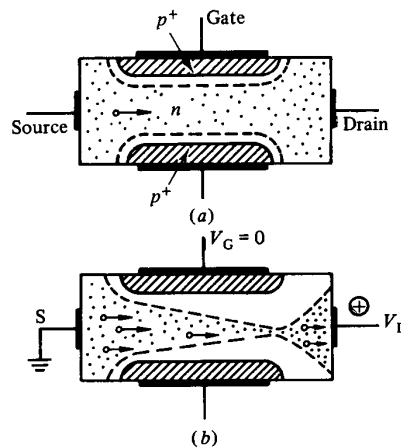
$$\Delta V_E = R_E \Delta I_E \approx R_E \Delta I_C$$

e allora il guadagno in tensione di questo amplificatore è dato da

$$\frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{in}} \approx -\frac{R_C}{R_E}$$

7. Il transistor a effetto di campo (FET) e i circuiti integrati

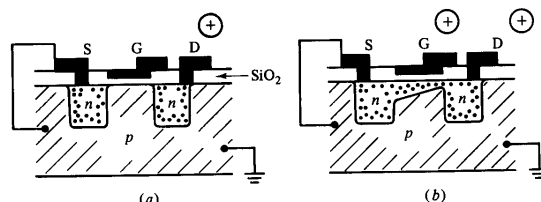
Si consideri l'illustrazione seguente:



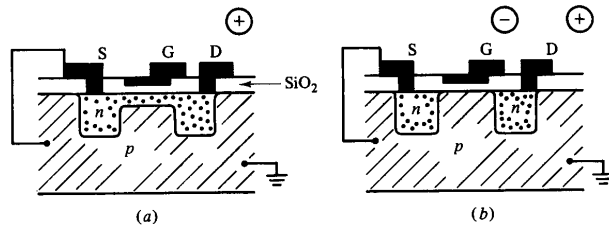
in questo componente il *gate* e il substrato formano una giunzione polarizzata inversamente: più è polarizzata la giunzione e più si allarga la regione di svuotamento e si restringe quindi la regione di substrato in cui possono passare i portatori di carica per andare da *source* a *drain* (domanda: perché la regione non si restringe ovunque nello stesso modo?). Questo componente si chiama *transistor a effetto di campo* (FET = *Field Effect Transistor*) e si comporta come una resistenza il cui valore può essere modulato dalla tensione della giunzione gate-substrato. L'impedenza di ingresso dei FET è elevatissima (può superare i $10^{14} \Omega$) e questi componenti vanno benissimo per amplificare piccoli segnali: poiché i FET hanno un'alta impedenza d'ingresso e una piccola impedenza di uscita proprio come i triodi, le applicazioni e le configurazioni circuitali per i FET sono estremamente simili a quelle per i triodi.

C'è anche un'altra versione di FET, quella in cui il gate è un elettrodo di alluminio elettricamente isolato dal substrato per mezzo di uno strato di ossido (MOSFET = Metal Oxide Semiconductor FET, mentre i FET a giunzione vengono chiamati JFET = Junction FET).

Il FET può essere di due tipi, a rinforzo (enhancement FET) nel caso in cui il canale venga prodotto dalla tensione gate-substrato o a svuotamento (depletion FET) nel caso in cui il canale venga ridotto dalla tensione gate-substrato

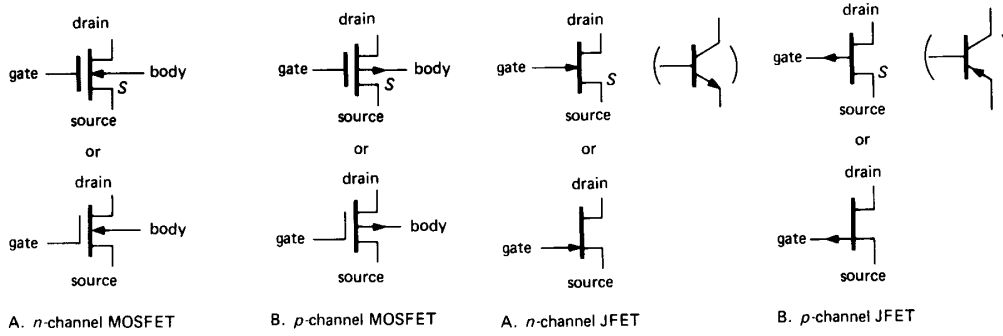


Enhancement FET

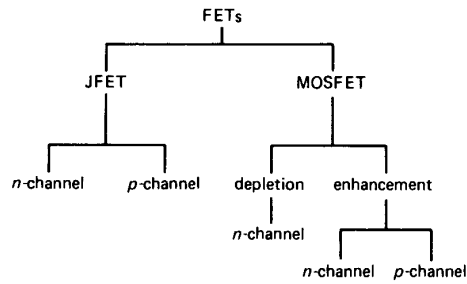


Depletion FET

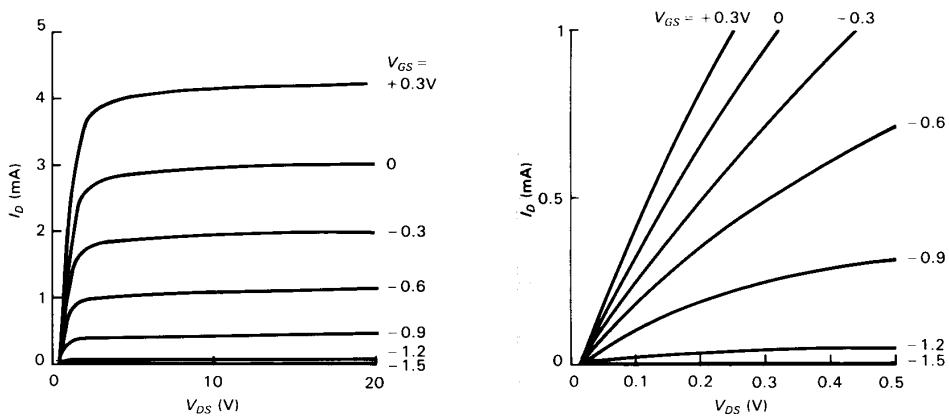
Le figure seguenti mostrano i vari simboli usati per i FET



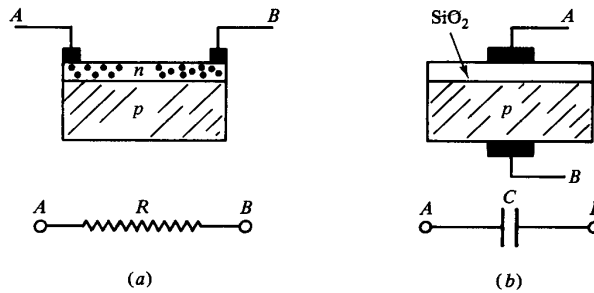
Ed ecco un grafico che illustra la genealogia dei vari tipi di FET:



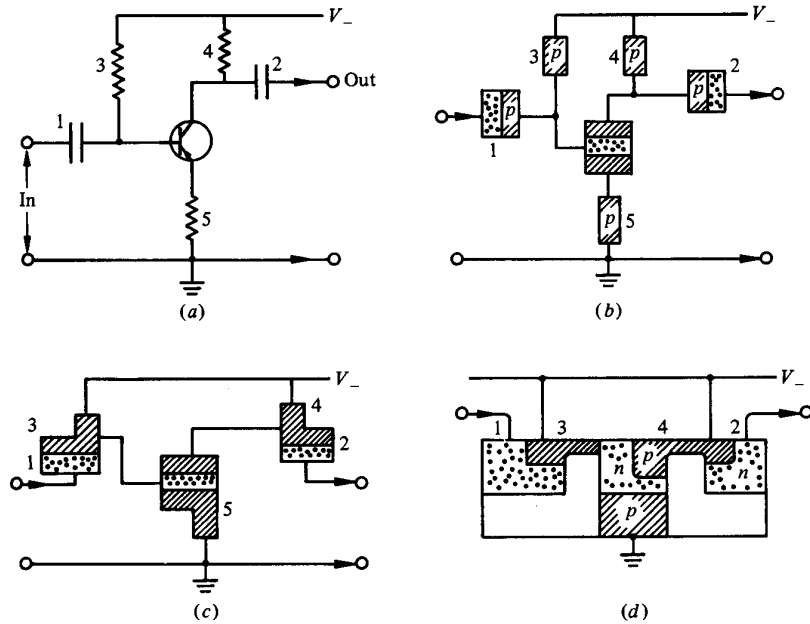
La figura seguente mostra le curve caratteristiche del JFET 2N5484



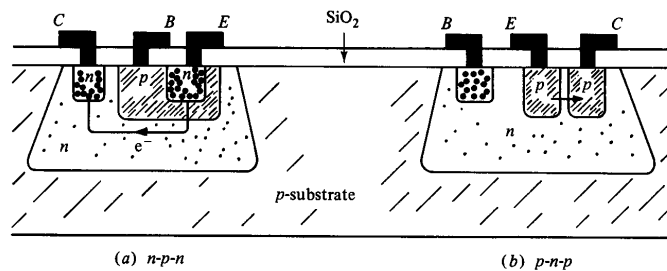
Tecniche costruttive simili a quelle utilizzate per i FET vengono usate per mettere molti componenti su un cristallo di materiale semiconduttore, anche componenti non attivi, come una resistenza o un condensatore, come nella figura seguente

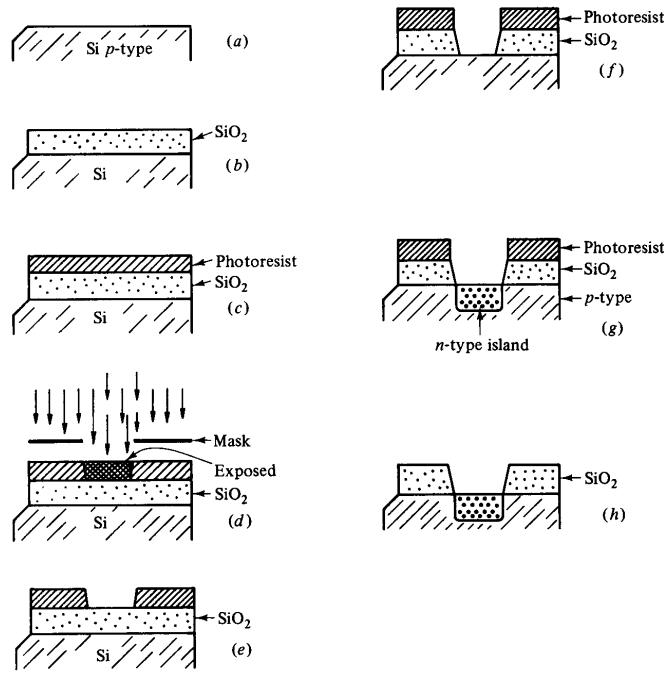


Si consideri ad esempio un amplificatore a emettitore comune con condensatori di disaccoppiamento: ecco come lo si può costruire su un unico cristallo di semiconduttore:



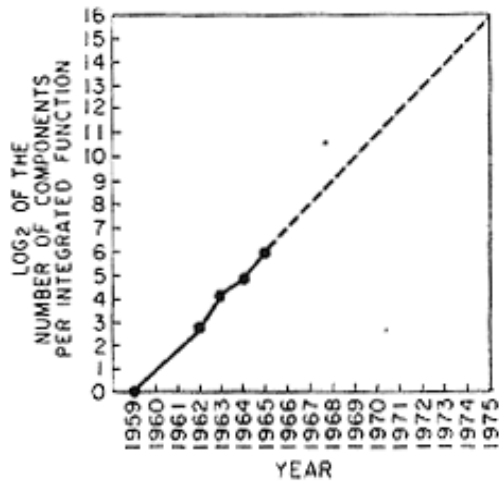
La figura seguente mostra la struttura di due transistor bipolari su un unico cristallo, mentre quella successiva mostra schematicamente la tecnica di costruzione di una giunzione. Le tecniche con cui si creano queste strutture sono illustrate in <http://www.intel.com/onedigitalday/explore/chip/index.htm>.





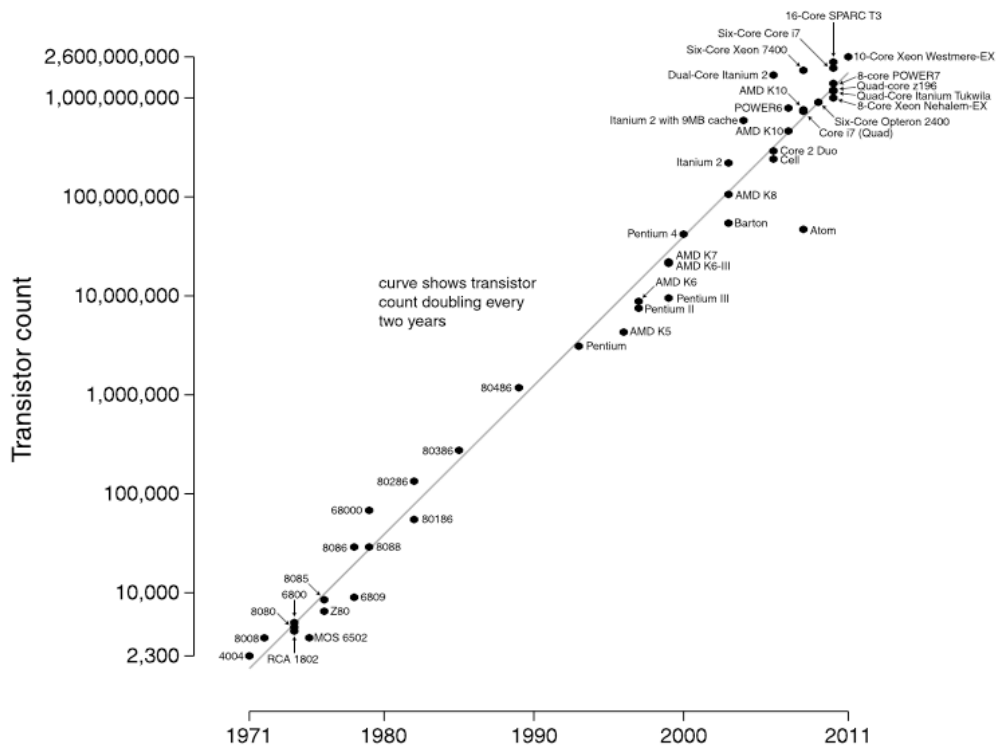
La ricerca industriale è riuscita in questi anni a produrre circuiti integrati con componenti sempre più piccoli e quindi su ogni chip c'è un numero sempre maggiore di porte logiche (gates) che sono circuiti che realizzano funzioni logiche utilizzando componenti circuitali come i FET.

Già nel 1965 Gordon Moore – utilizzando i pochi dati che aveva allora a disposizione, mostrati nella figura sotto – aveva previsto che ci sarebbe stato un aumento esponenziale del numero di componenti (transistor) dei circuiti integrati, con una duplicazione ogni 2 anni circa



Questa crescita esponenziale è continuata fino ai giorni nostri. La figura che segue mostra il numero di transistor per chip nei microprocessori Intel nel corso degli anni: si noti che il grafico è in scala semilogaritmica.

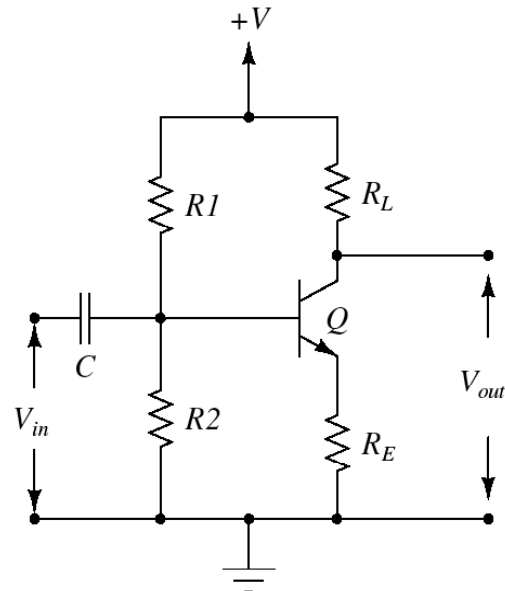
Microprocessor Transistor Counts 1971-2011 & Moore's Law



Attualmente sono in atto grandi cambiamenti nell'architettura dei processori, e il semplice conteggio dei transistor non è più una misura affidabile della crescita delle loro potenzialità. Nel corso dei prossimi anni vedremo quale tipo di architettura avanzata riuscirà ad avere la meglio nel mercato e nelle performance, e probabilmente dovremo ricorrere a qualche nuovo indicatore per mostrare il progresso nelle capacità dell'hardware.

Appendice A: progetto di un semplice amplificatore che utilizza un transistor bipolare 2N3904

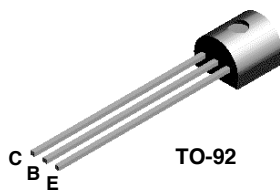
In questa appendice consideriamo il progetto dettagliato di un amplificatore che utilizza un transistor bipolare nella configurazione ad emettitore comune.



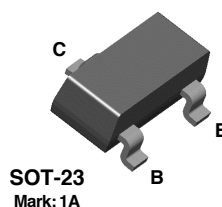
Il transistor 2N3904 considerato in questo progetto è un transistor molto comune con delle buone prestazioni, fabbricato da diversi produttori di semiconduttori: la figura seguente mostra l'illustrazione nella prima pagina del datasheet della Fairchild, in cui si vedono i diversi tipi di impacchettamento (packaging) disponibili per questo transistor; il formato TO-92 è quello utilizzato per il montaggio su circuiti stampati, gli altri due formati sono utilizzati per il montaggio superficiale



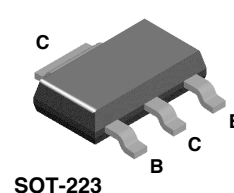
2N3904



MMBT3904



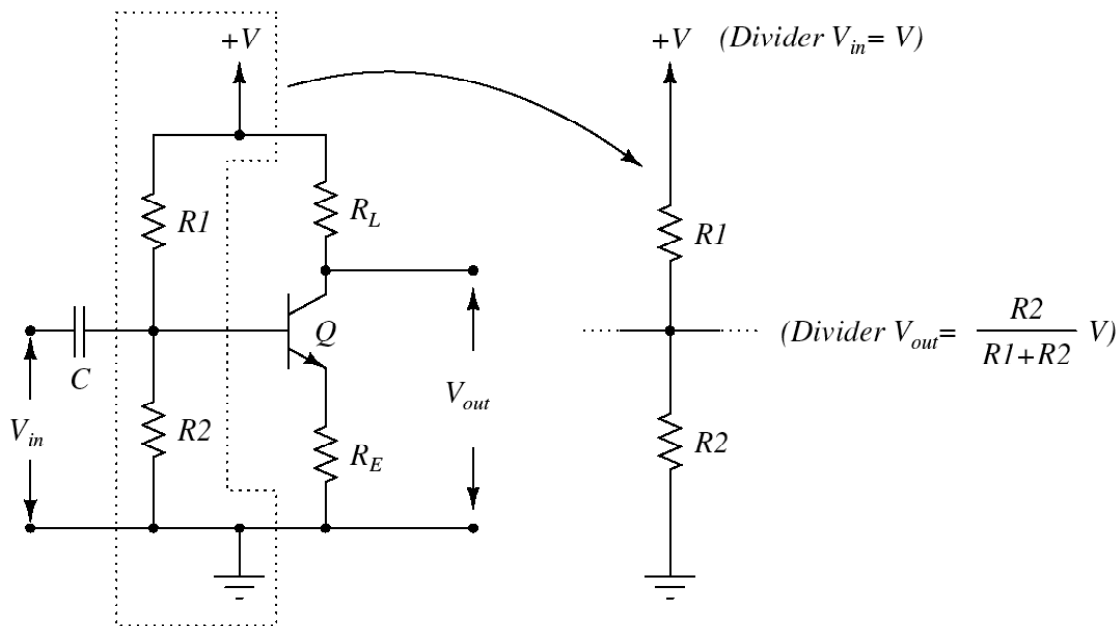
PZT3904



NPN General Purpose Amplifier

This device is designed as a general purpose amplifier and switch. The useful dynamic range extends to 100 mA as a switch and to 100 MHz as an amplifier.

Il transistor viene alimentato da un unico alimentatore alla tensione V e le resistenze forniscono la rete di polarizzazione delle giunzioni.



Nel circuito possiamo isolare una parte (segnata nel tratteggio) che rappresenta un partitore che costituisce la rete di polarizzazione della base: la scelta delle resistenze del partitore seleziona il punto di lavoro dell'amplificatore.

In modo del tutto analogo le resistenze R_L , R_E e il transistor costituiscono una specie di partitore con una resistenza variabile (il transistor): la conseguenza è che la tensione di uscita può variare tra $0V$ e la tensione di alimentazione V .

L'amplificazione per piccoli segnali di un amplificatore di questo tipo si determina dalle equazioni

$$\begin{aligned} \Delta V_{in} &= \Delta V_B \approx \Delta V_E = R_E \Delta I_E \approx R_E \Delta I_C \\ \Delta V_{out} &= \Delta V_C = -R_L \Delta I_C \\ G &= \frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{in}} \approx -\left(\frac{R_L}{R_E} \right) \end{aligned}$$

- la prima scelta l'abbiamo già fatta: abbiamo preso una configurazione di amplificatore a emettitore comune.
- a questo punto scegliamo la tensione di alimentazione: come si è visto questo determina l'escursione massima in tensione del segnale amplificato. Questa scelta dipende da molti fattori, tra cui il tipo di alimentatore disponibile e le caratteristiche dei transistor che abbiamo a disposizione: in pratica si tratta sempre di una tensione dell'ordine della decina di volt. Noi scegliamo una tensione di $10V$ che è compatibile con la tensione massima emettitore-collettore di questo transistor ($40V$) ed è facile da ottenere con gli alimentatori normalmente disponibili in laboratorio.
- scegliamo la corrente quiescente della maglia di uscita. Questa corrente viene determinata a partire dalle caratteristiche del transistor. In questo caso la corrente di collettore massima accettabile è di 200 mA , mentre la dissipazione termica in condizioni ordinarie è di 0.6 W circa. Così con una tensione (massima)

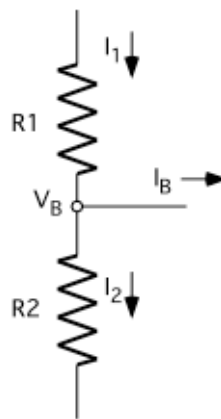
emettitore-collettore di 10V si ottiene la dissipazione (massima) di 0.6W con una corrente di 60 mA. Questo sta all'interno del limite di 200 mA, ma è una corrente piuttosto alta se prendiamo delle resistenze di polarizzazione dell'ordine del kOhm (non possiamo prendere delle resistenze troppo piccole se non vogliamo che un carico tra quelli ordinariamente disponibili modifichi eccessivamente la rete di polarizzazione del transistor). Infatti la dissipazione di potenza su 1 kOhm diventa in questo caso 3.6 W, una potenza piuttosto elevata, che comporta l'utilizzo di componenti meccanicamente piuttosto grandi. Se vogliamo utilizzare le normali resistenze da 1/4 W o da 1/2 W, dobbiamo abbassare la corrente: prendiamo un valore di un fattore 15 più piccolo, $I_C = 4$ mA. Con questa corrente il "partitore" di uscita si comporta in modo che la resistenza equivalente totale abbia $10V/4mA = 2.5$ kOhm. La tensione di uscita si trova allora a $V/2$ ($=5V$) se si prende $R_L = 2.5$ kOhm $/2 = 1.25$ kOhm.

È buona pratica prendere la resistenza di emettitore grande almeno $R_L/10$: qui noi prendiamo $R_E = R_L/3$, vale a dire $R_E \approx 417$ Ohm. Questo significa che l'amplificatore ha guadagno $G=3$ e che la tensione di emettitore è

$$V_E \approx 417\Omega \cdot 4mA \approx 1.7V$$

e la tensione di base è circa 0.6V più alta, vale a dire circa $V_B \approx 2.3V$.

• per completare la scelta delle resistenze dobbiamo determinare i valori delle resistenze R1 e R2: per farlo in modo corretto dovremmo conoscere l'esatto valore di β del nostro transistor, ma dal datasheet si trova che esso varia tipicamente tra 70 e 300, e per questo noi prendiamo il valore $\beta = 100$. Questo vuol dire che la corrente di base è 100 volte più piccola della corrente di collettore, e quindi vale $40\mu A$.



La figura mostra come si divide la corrente nel partitore di ingresso; devono valere le seguenti equazioni:

$$\begin{aligned} I_1 &= I_2 + I_B \\ I_1 R_1 &= V - V_B \\ I_2 R_2 &= V_B \end{aligned}$$

quindi

$$I_1 = \frac{V_B}{R_2} + I_B$$

$$I_1 = \frac{V - V_B}{R_1}$$

$$I_2 = \frac{V_B}{R_2}$$

Il sistema non si può risolvere per trovare le correnti e le resistenze a meno che non si imponga una condizione aggiuntiva. Adesso però si può notare che la corrente nella resistenza R2 deve essere molto maggiore della corrente di base, in modo che un cambiamento della corrente di base non influenzi il comportamento della rete: prendiamo dunque $I_2 = 10I_B$, allora

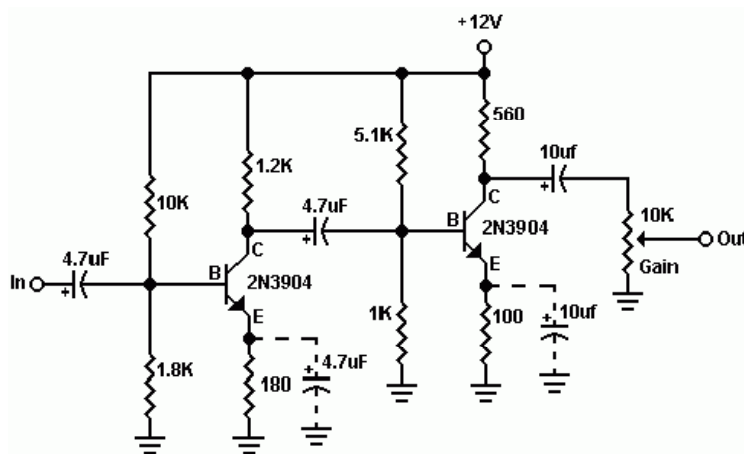
$$\frac{V_B}{R_2} \approx \frac{2.3V}{R_2} \approx 0.4mA; \quad R_2 \approx 5.75k\Omega$$

$$I_1 \approx 0.44mA \approx \frac{V - V_B}{R_1} = \frac{10V - 2.3V}{R_1} = \frac{7.7V}{R_1}; \quad R_1 \approx 17.5k\Omega$$

- la scelta del condensatore di disaccoppiamento dipende dalla resistenza R2 (che mette a terra il segnale in ingresso): insieme il condensatore e R2 costituiscono un filtro RC passa alto con una frequenza di taglio $\frac{1}{R_2C}$; ad esempio, se si prende un comune condensatore (non polarizzato) da $4.7 \mu F$ si ottiene una

frequenza di taglio di 12 Hz; questa frequenza è adeguata per un amplificatore audio.

L'amplificazione non è elevata e potrebbe essere necessario aggiungere degli ulteriori stadi di amplificazione, come nel progetto seguente, simile a quello che abbiamo discusso, che mostra due emitter follower in cascata



Appendice B: effetti delle cariche statiche

A causa delle ridottissime dimensioni le capacità associate ai FET e ai circuiti integrati sono piccolissime: questo significa che anche cariche statiche molto piccole possono produrre delle differenze di potenziale molto elevate all'interno di questi componenti, e daneggiarli per perforazione dei materiali dielettrici. Per questo motivo si devono manipolare con cautela, specialmente quando il clima è secco ed è più facile che ci siano cariche statiche sulle mani o sugli abiti: l'operatore deve aver cura di "mettersi a terra", in modo da scaricare le cariche statiche.

La tabella seguente mostra le differenze di potenziale che si possono avere sul corpo umano in seguito ad alcune semplici azioni e con diverse umidità relative:

Azione	umidità	umidità
	10%-20%	65%-90%
	Volt	Volt
camminare su un tappeto	35.000	1.500
camminare su un pavimento in vinile	12.000	250
lavorare a un tavolo da lavoro	6.000	100
manipolare una busta in vinile	7.000	600
raccogliere una borsa di plastica	20.000	1.200
cambiare posizione su una sedia in similpelle	18.000	1.500

(adattato dal Motorola Power MOSFET Data Book)

La fotografia seguente mostra l'effetto di una scarica elettrostatica su un MOSFET, distrutto da una tensione di 1 KV associata ad un "corpo umano equivalente" (1.5 K Ω in serie con un condensatore da 100 pF).

