

1. Definizione di amplificatore

Definiamo amplificatore un circuito elettronico che modifichi l'ampiezza di un segnale elettrico, conservandone la forma, sia esso di tensione che di corrente. L'amplificatore inoltre può, eventualmente, trasformare il segnale da tensione a corrente o viceversa.

Si possono quindi pensare quattro tipi diversi di amplificatori:

- i*)-amplificatore con ingresso tensione, uscita tensione;
- ii*)-amplificatore con ingresso tensione, uscita corrente;
- iii*)-amplificatore con ingresso corrente, uscita corrente;
- iv*)-amplificatore con ingresso corrente, uscita tensione.

Se definiamo come amplificazione A , il rapporto fra l'ampiezza del segnale d'uscita e quella del segnale di ingresso, è chiaro che A sarà un *numero puro* solo nei casi *i* e *iii*. A avrà invece le dimensioni di una *transconduttanza*, g_m , nel caso *ii*, e di una *resistenza*, r , nel caso *iv*.

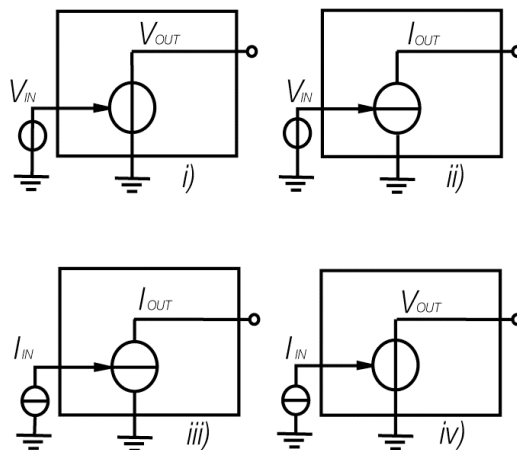


Fig. 1.1

Nella Fig. 1.1 sono schematizzati i quattro casi di amplificatore considerati, ove l'elemento attivo è sempre schematizzato da un generatore, di tensione o di corrente, controllato o da un generatore di tensione o di corrente.

Tutte le configurazioni sono possibili ma alcune sono più diffuse ed hanno applicazioni nei casi reali che verranno considerate nel seguito.

Richiamiamo alcuni concetti fondamentali relativi ai generatori.

I generatori di tensione, se *ideali*, hanno impedenza d'uscita (in serie) nulla, mentre quelli di corrente *ideali*, hanno impedenza d'uscita (in parallelo) infinita.

Nei generatori *reali* le impedenze non saranno nè nulle nè infinite, ma chiaramente un buon generatore di tensione avrà impedenza d'uscita bassa, e sarà tanto più buono quanto più bassa sarà l'impedenza, mentre un buon generatore di corrente l'avrà alta, e sarà tanto migliore quanto più alta sarà la sua impedenza d'uscita.

Ricordiamo che per il teorema di Thévenin (1883, Léon Charles Thévenin) una rete lineare di generatori di tensione, di corrente e resistenze è sempre equivalente elettricamente ad un singolo generatore di tensione con una resistenza in serie (*impedenza d'uscita*) e che per il teorema di Northon, estensione del precedente teorema formalizzato nel 1926 da Edward Lawry Norton ricercatore ai Bell Labs, una rete lineare di generatori di tensione, di corrente e resistenze è sempre equivalente elettricamente ad un singolo generatore di corrente in parallelo ad una sola resistenza (*impedenza d'uscita*). Pertanto generatori di corrente possono essere trasformati in generatori di tensione e viceversa. È importante per il lettore la familiarità con questi concetti.

La qualità di un generatore, si basa sulla sua capacità di trasferire il segnale che genera ad un circuito che lo utilizzi, generalmente indicato come carico del generatore, essendo evidente che si cerca sempre il massimo trasferimento di segnale sul carico. È immediato verificare quanto enunciato prima a proposito della qualità di un generatore di tensione reale e di un generatore di corrente reale relativamente alle loro impedenza d'uscita.

Per le configurazioni *i* e *ii*, controllate in tensione, l'amplificatore dovrà presentare, al terminale di controllo, un'impedenza d'ingresso molto alta, per un buon trasferimento di segnale dal generatore di tensione che lo stimola che sarà un generatore reale quindi con impedenza d'uscita sperabilmente bassa ma non nulla.

Nei casi *iii* e *iv*, invece l'impedenza d'ingresso dovrà essere molto bassa al fine di convogliare nell'amplificatore tutta la corrente generata dalla sorgente *reale* che avrà un'impedenza d'uscita, in parallelo, alta ma non infinita.

Infatti la porzione di V_S , V_{IN} , che vede un amplificatore pilotato in tensione è data da:

$$V_{IN} = \frac{V_S Z_{INA}}{Z_{INA} + Z_{OUTS}} \approx V_S \quad (1.1)$$

per $Z_{INA} \gg Z_{OUTS}$, essendo rispettivamente Z_{INA} e Z_{OUTS} l'impedenza d'ingresso dell'amplificatore e l'impedenza d'uscita del generatore, si trasferimento totale del segnale.

La porzione di I_S , I_{IN} , vista da un amplificatore pilotato in corrente è data da:

$$I_{IN} = \frac{I_S Z_{OUTS}}{Z_{INA} + Z_{OUTS}} \approx I_S \quad (2.1)$$

per $Z_{OUTS} \gg Z_{INA}$, si ha il trasferimento totale del segnale.

In Fig. 2.1 sono dati i circuiti equivalenti dei casi sopra descritti.

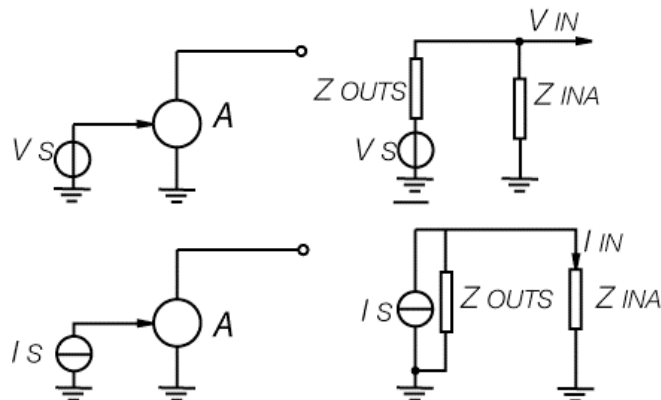


Fig. 2.1

Per realizzare un amplificatore reale, dobbiamo partire dai componenti elettronici che abbiamo a disposizione: *transistori bipolari*, *transistori a effetto di campo (jFet)*, *transistori MOS (Metal Oxide Semiconductor)*. Ci proponiamo di valutare quale di questi componenti sia il più conveniente per costruire un *amplificatore base*, cioè un operatore che possa essere usato in applicazioni diverse.

Con lo stesso operatore, fatte opportune connessioni, sarà possibile realizzare tutte le diverse configurazioni da *i* a *iv*.

Vedremo in seguito che questo *amplificatore base* verrà chiamato, per ragioni storiche, *amplificatore operazionale*.

Conveniamo di descrivere i vari transistori che abbiamo a disposizione come generatori di corrente controllati in tensione.

I circuiti equivalenti per i segnali dei singoli elementi attivi, trascurando i componenti necessari alla polarizzazione, saranno quelli di Fig. 3.1a ai quali corrisponde lo schema funzionale di Fig. 3.1b.

Nel caso del transistoro bipolare, il limite del modello è dovuto al fatto che l'impedenza ($h_{ie} \approx \beta r_e$) che presenta la *base* (elettrodo di controllo) alla sorgente di tensione che la pilota, è relativamente bassa, dell'ordine di 10^3 ohm .

Per gli altri due transistori invece l'impedenza d'ingresso del gate (elettrodo di controllo) è praticamente infinita essendo il *gate* o una giunzione contropolarizzata, caso del *jFet*, o addirittura isolato, caso del *MOS*.

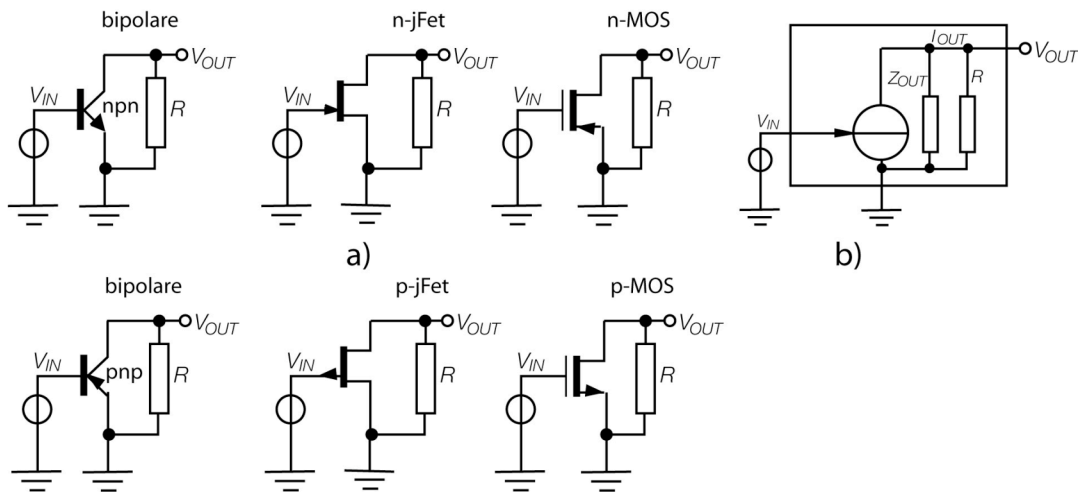


Fig. 3.1

In queste note verranno descritti gli elementi attivi solo attraverso le curve caratteristiche più importanti, prescindendo dal modello fisico dei dispositivi. Quando più avanti verrà trattato il progetto di un amplificatore operazionale a componenti discreti bipolari, verranno aggiunte considerazioni utili alla comprensione del loro funzionamento.

Facciamo una semplice analisi del circuito di Fig. 3.1: avendo chiuso il generatore di corrente controllato su un carico R otteniamo una tensione in uscita:

$$V_{OUT} = R \cdot I_{OUT} \quad (3.1)$$

proporzionale alla corrente d'uscita, trascurando l'impedenza Z_{OUT} , che supponiamo grande.

Ricordiamo l'espressione della corrente I di una giunzione

$$I = I_0 (e^{V_D/V_T} - 1) \approx I_0 e^{V_D/V_T} \quad (4.1)$$

dove

$$V_T = \frac{kT}{q} \approx 25mV \rightarrow @ 300K \quad (5.1)$$

otteniamo

$$\frac{\partial I}{\partial V_D} = \frac{I}{V_T} \quad (6.1)$$

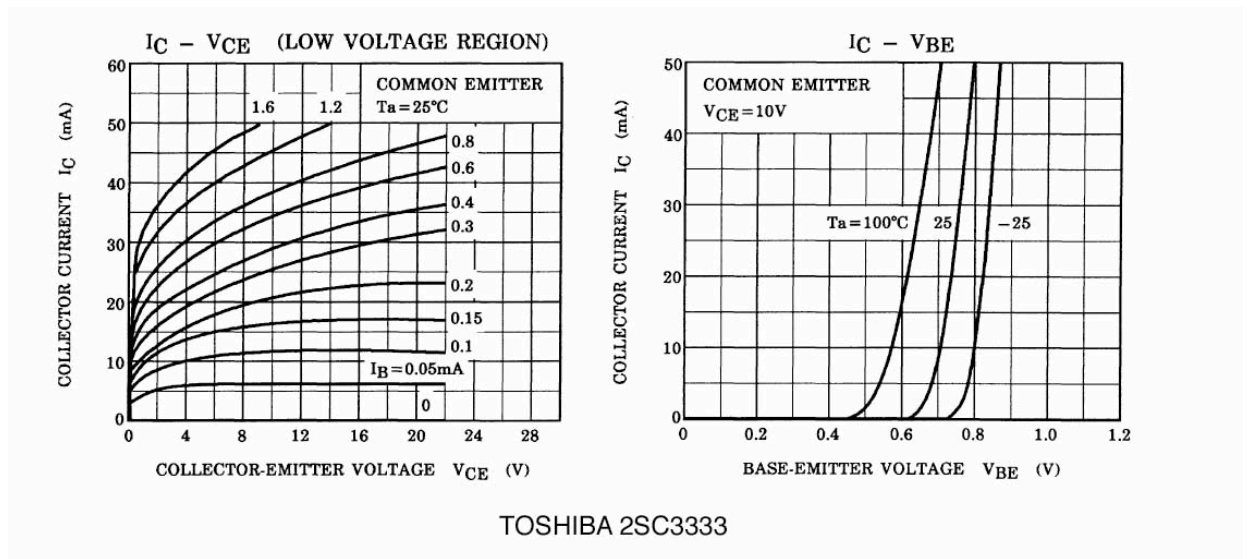


Fig. 4.1

essendo $k=1,38*10^{-23} J/K$ (oppure $8,61*10^{-5} eV$) la costante di Boltzman, $q=1,6*10^{-19} C$ la carica dell'elettrone, I_0 la corrente di saturazione inversa della giunzione e una costante dimensionale, detta coefficiente di emissione, che può assumere valori fra 1 e 2.

L'amplificazione diventerà pertanto

$$A = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = g_m R \quad (7.1)$$

dove definiamo $g_m = I_{OUT}/V_{IN}$ come *trasconduttanza* (si ricordi il caso *ii*) del transistor che calcoliamo derivando la (4.1)

$$g_m = \frac{\partial I}{\partial V_D} = \frac{I}{V_T} \quad (8.1)$$

Il *limite massimo* dell'amplificazione sarà raggiunto per R che tenda all'infinito. Ovviamente A non sarà mai infinita anche per R infinita, perchè entrerebbe comunque in gioco la Z_{OUT} , non più trascurabile di fronte ad R molto grande o infinita, pertanto il *limite massimo* di amplificazione teoricamente raggiungibile ($R = \infty$) sarebbe

$$A = g_m Z_{OUT} \quad (9.1)$$

Diamo ora una valutazione di questo *valore limite*.

Deve essere chiaro che questo valore non sarà mai neanche lontanamente raggiunto, ma serve a noi per valutare il *merito* dei transistori.

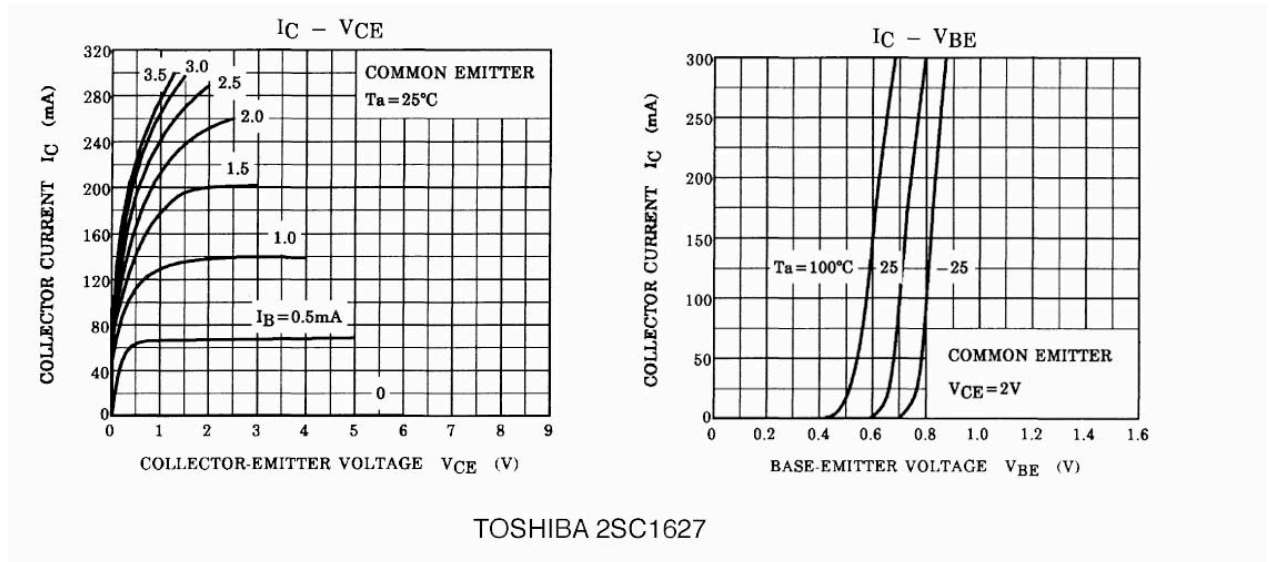


Fig. 5.1

La (7.1) si può riscrivere come

$$\frac{1}{g_m} = r_e = \left[\frac{kt}{q} \right] \frac{1}{I_C} \quad (10.1)$$

dove $k=1,38 \cdot 10^{-23} \text{ JK}^{-1}$, costante di Boltzman $q=1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$, carica dell'elettrone e abbiamo posto ad 1 il coefficiente di emissione.

Il termine fra parentesi quadre alla temperatura ambiente risulta essere 25 mV . Pertanto per correnti I_C ragionevoli, diciamo nell'intervallo di $0,1\text{-}100 \text{ mA}$, r_e varia da 205 a $0,25 \Omega$.

Diciamo quindi che g_m è compresa fra qualche unità e 10^{-1} .

Anche senza ricorrere alla (9.1), che comporta la conoscenza del modello fisico del transistor bipolare, ma basandosi esclusivamente sulle curve caratteristiche fornite dal fabbricante del transistor, ovvero sui grafici a destra delle Fig. 4.1 e 5.1, è comunque possibile valutare la transconduttanza come pendenza delle curve. Si vede che nel primo caso abbiamo ~ 0.4 e nel secondo addirittura $2,5$ a conferma di quanto sopra. Il transistor di Fig. 4.1 è adatto ad alte correnti, che permettono dalla (9.1) alte transconduttanze, mentre quello di Fig. 5.1 meglio si adatta ad applicazioni con correnti moderate.

La Z_{OUT} di un bipolare è dell'ordine del $M\Omega$ quale può essere anch'essa valutata dalla pendenza delle curve a sinistra nelle Fig. 4.1 e 5.5. Il *valore limite*, $g_m Z_{OUT}$, dell'amplificazione per i bipolari è quindi di qualche unità per 10^5 .

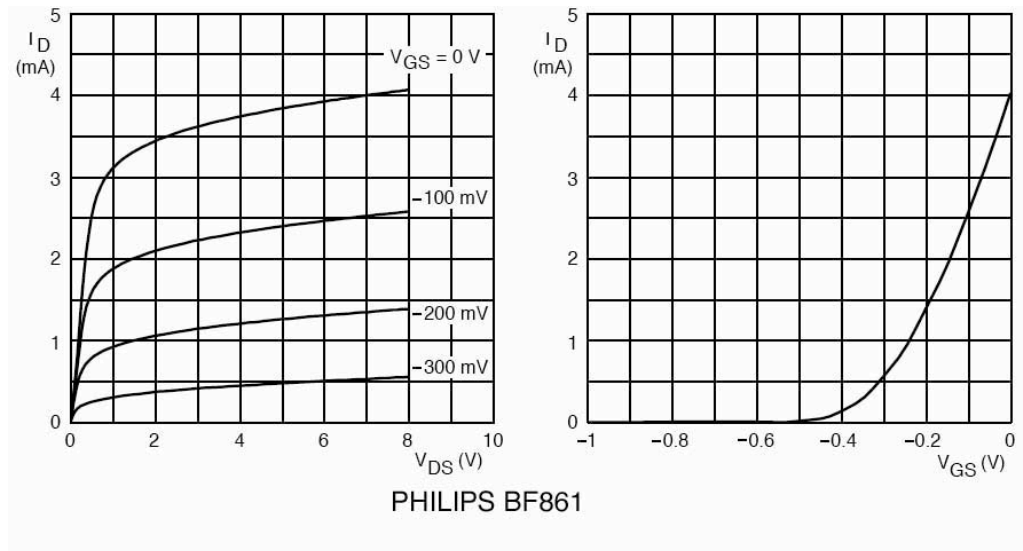


Fig.6.1

Nei *jFet* la transconduttanza g_m è dell'ordine di qualche unità per 10^{-3} , mentre Z_{OUT} è decisamente minore di quella di un bipolare. Questi valori sono valutabili dalle curve del *jFet* BF861 di Fig. 6.1. La Z_{OUT} è l'inverso della pendenza delle curve a sinistra che danno la tensione V_{DS} ai capi del transistor verso la sua corrente I_D : ne risulta un valore dell'ordine 10^4 . La transconduttanza è la pendenza della curva a destra che dà la variazione della I_D verso la tensione del gate. Possiamo valutare una g_m dell'ordine 10^{-2} , pertanto per il *jFet* la *A limite*, $g_m Z_{OUT}$, è dell'ordine di qualche unità per 10^2 o poco più.

Nei transistori *MOS* la transconduttanza g_m è, al massimo, dell'ordine di qualche unità per 10^{-4} , mentre Z_{OUT} è dell'ordine di quella del *jFet*. Ne risulta che in questo caso la *A limite* non è più che qualche unità per 10^2 .

Si vede quindi come gli elementi più adatti a costruire amplificatori siano i bipolari o i *jFet*, mentre i *MOS* soffrono di severe limitazioni.

	Bipolare	jFet	CMOS
$g_m Z_{OUT}$	$\sim 10^5 - 10^4$	$\sim 10^3 - 10^2$	$\sim 10^2 - 10^1$

Questo non vuol dire che essi non siano utilizzati in applicazioni analogiche. Anzi il grande sviluppo della tecnologia *CMOS* (*Complementary MOS*), che permette integrazioni su larga scala, consente di realizzare, utilizzando tecniche opportune di

progettazione, circuiti integrati analogici con ottime prestazioni, bassa potenza e minimo ingombro.

Essenzialmente si sopperisce alla bassa transconduttanza e alla bassa impedenza d'uscita con architetture che usano un più alto numero di elementi attivi, che comunque occupano aree di silicio molto ridotte.

Altre considerazioni poi vanno fatte nel caso ad esempio del confronto tra bipolari e *jFet*. Sicuramente il bipolare ha il massimo valore di $g_m Z_{OUT}$, ma in molte applicazioni ove siano importanti le caratteristiche di rumore o le basse correnti di polarizzazione, i *jFet*, come vedremo nel seguito, si fanno preferire.

In conclusione ripetiamo che i fattori di merito qui valutati servono solo per una classificazione dei componenti e danno valori limite puramente teorici.

Nel progettare qualsiasi circuito basato su componenti attivi si dovranno realizzare strutture che non fondino le loro caratteristiche funzionali sull'esatta conoscenza della g_m , o di altri parametri caratteristici del transistor che variano da componente a componente, ma su valori di elementi passivi noti con precisione.