STUDIO DELL' AMPLIFICAZIONE MEDIANTE I PARAMETRI IBRIDI "h"

PARTE PRIMA: TEORIA

Prerequisiti:

Conoscenza degli elementi dell'elettrotecnica e dell'elettronica di base.

Obiettivi:

Essere in grado di accostarsi alla teoria dei quadripoli, con l'introduzione al calcolo dell'amplificazione mediante i parametri h.

01) QUADRIPOLI E "RETI DUE PORTE"

Una rete elettrica qualsiasi, che supponiamo sia anche ***lineare, normale*** (cioè immutabile nel tempo), ***e ad elementi concentrati***, quando è collegata con quattro morsetti al mondo esterno, si chiama ***Quadripolo***. Per definire lo stato elettrico del quadripolo è necessario e sufficiente indicare le tensioni istantanee fra tre dei suoi morsetti e il quarto e le correnti istantanee entranti nella rete attraverso tre di essi.

Molto frequente è il caso in cui i quattro morsetti siano associati a due a due in coppie fisse, nel senso che la corrente entrante in uno dei morsetti di ciascuna coppia sia uguale istante per istante alla corrente uscente dall'altro morsetto della stessa coppia. Ciò accade ad esempio, quando ad una coppia di morsetti si connette una struttura bipolare attiva, isolata da ogni altra rete, e similmente si opera con l'altra coppia. Quando il Quadripolo "Q" è così connesso prende il nome di ***"Rete due porte".*** In questo caso lo stato elettrico è definito da sole quattro grandezze: le due tensioni ai morsetti di ciascuna coppia o *Porta*, e le due correnti che fluiscono in ciascuna di esse (Fig.01).

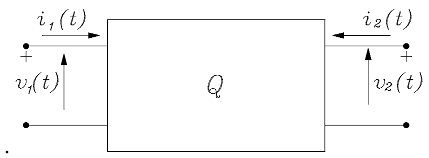


Fig.01

I sensi positivi delle tensioni e delle correnti normalmente accettati sono quelli disegnati in Fig.01. Con le posizioni assunte, studiamo il Quadripolo attraverso le grandezze elettriche esterne. Si possono configurare sei sistemi di equazioni in cui due grandezze sono variabili indipendenti e le altre due funzioni di esse:

$$\begin{cases} i_1 = f(v_1, v_2) \\ i_2 = f(v_1, v_2) \end{cases}; \quad \begin{cases} v_1 = f(i_1, i_2) \\ v_2 = f(i_1, i_2) \end{cases}; \quad \begin{cases} v_1 = f(i_2, v_2) \\ i_1 = f(i_2, v_2) \end{cases};$$

$$\begin{cases} v_2 = f(i_1, v_1) \\ i_2 = f(i_1, v_1) \end{cases}; \quad \begin{cases} v_1 = f(i_1, v_2) \\ i_2 = f(i_1, v_2) \end{cases}; \quad \begin{cases} i_1 = f(i_2, v_1) \\ v_2 = f(i_2, v_1) \end{cases}$$

Andremo a porre l'attenzione solo su quelle configurazioni che vengono più comunemente utilizzate nella risoluzione delle reti elettriche "due porte":

1) Supponiamo di considerare le tensioni come variabili indipendenti: le correnti saranno funzioni delle tensioni:

$$\begin{cases} i_1(t) = f\big(v_1(t), v_2(t)\big) \\ i_2(t) = f\big(v_1(t), v_2(t)\big) \end{cases} \qquad (01)$$

Se siamo alla presenza di grandezze sinusoidali o esponenziali complesse, possiamo scrivere le grandezze elettriche in modo complesso, tramite la trasformata di Laplace, cioè dipendenti dalla variabile complessa **s,** e non funzioni del tempo **t** (manterremo questa condizione anche per i casi successivi). Perciò, scriviamo al posto delle grandezze funzioni del tempo le seguenti funzioni della variabile *s*: $V_1(s), V_2(s), I_1(s), I_2(s)$. Nel nostro caso avremo:

$$\begin{cases} I_1(s) = f(V_1(s), V_2(s)) \\ I_2(s) = f(V_1(s), V_2(s)) \end{cases} \qquad (01a)$$

Per la linearità del Quadripolo alle *variazioni*, che ci offre la possibilità di applicare il principio di sovrapposizione degli effetti, scriviamo (eliminando la notazione **(s)** per semplicità di scrittura):

$$\boxed{\begin{aligned} I_1 &= y_{11}V_1 + y_{12}V_2 \\ I_2 &= y_{21}V_1 + y_{22}V_2 \end{aligned}} \qquad (02)$$

Il sistema di equazioni (02) deve essere inteso come eguaglianza tra variazioni, in questo senso: la corrente di segnale (considerato come variazione) I_1 è equivalente alla somma delle due correnti considerate come effetti, l'una prodotta dalla tensione di segnale primario V_1 ai capi della y_{11} e l'altra dal contributo del segnale secondario V_2 riportato al primario tramite y_{12}. Altrettanto può dirsi per la corrente di segnale I_2 per il secondario.

Il comportamento del Quadripolo Q è, quindi, determinato completamente dai quattro parametri

$$\boxed{y_{11},\ y_{12},\ y_{21},\ y_{22}\ ,}$$

che hanno le dimensioni dell'ammettenza. Si dice in questo caso che il circuito equivalente del Quadripolo è visto secondo i **"Parametri Ammettenza".** Le equazioni (02) rappresentano, perciò, l'applicazione del principio di Kirchhoff ai nodi. Il circuito equivalente del Quadripolo che ne vien fuori è riportato in Fig.02.

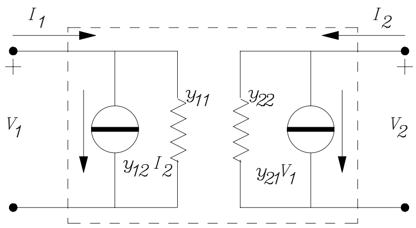


Fig.02

In questo caso si dice anche che si fa lo studio del Quadripolo mediante i **"Parametri Ipsilon"**. I termini $y_{12}V_2$ e $y_{21}V_1$ rappresentano dei generatori di corrente, mentre il parametro y_{11} assume il significato dell'ammettenza di ingresso quando V_2 è zero (ossia quando l'uscita è in corto circuito per il segnale), e il parametro y_{22} assume il significato dell'ammettenza d'uscita quando V_1 è zero (ossia con l'ingresso in corto circuito per il segnale). Il parametro y_{12} assume il significato di ammettenza di trasferimento inversa con l'ingresso in corto circuito e y_{21} assume invece il significato di ammettenza di trasferimento diretta con l'uscita in corto circuito. Queste condizioni parametriche sono raccolte nella (03):

$$y_{11} = \left(\frac{I_1}{V_1}\right)_{V_2=0} \quad ; \quad y_{22} = \left(\frac{I_2}{V_2}\right)_{V_1=0} \quad ; \quad y_{12} = \left(\frac{I_1}{V_2}\right)_{V_1=0} \quad ; \quad y_{21} = \left(\frac{I_2}{V_1}\right)_{V_2=0} \qquad (03)$$

Bisogna stare attenti al significato delle frasi "in corto circuito"e "a circuito aperto": queste rappresentano le condizioni circuitali valide solo per i segnali che sono grandezze variabili, e non per le polarizzazioni che sono grandezze costanti (proprio perché sono costanti le loro variazioni sono nulle). Quanto detto ora vale come avvertimento per tutte le configurazioni.

2) Il comportamento del Quadripolo può essere definito mediante i parametri z, anziché i parametri y, dando luogo al sistema di equazioni:

$$\begin{cases} V_1 = f(I_1, I_2) \\ V_2 = f(I_1, I_2) \end{cases} \qquad (04)$$

dove le tensioni sono funzioni delle correnti. Per la linearità del Quadripolo alle variazioni, possiamo scrivere:

$$\begin{aligned} V_1 &= z_{11}I_1 + z_{12}I_2 \\ V_2 &= z_{21}I_1 + z_{22}I_2 \end{aligned} \qquad (05)$$

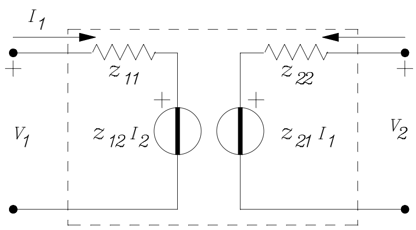


Fig.03

dove le "z" hanno le dimensioni di impedenze. In questo caso si dice che si fa lo studio del Quadripolo mediante i **"Parametri Impedenza"** (Fig.03). I termini $z_{12}I_2$ e $z_{21}I_1$ rappresentano dei generatori di tensione.

Più precisamente, il parametro z_{11} assume il significato dell'impedenza di ingresso quando I_2 è zero (ossia quando l'uscita è aperta); il parametro z_{22} assume il significato dell'impedenza d'uscita quando I_1 è zero (ossia con l'ingresso aperto); z_{12} assume il significato di impedenza di trasferimento inversa con l'ingresso aperto; z_{21} assume il significato di impedenza di trasferimento diretta con l'uscita aperta.

3) Il comportamento del Quadripolo può essere definito mediante i parametri g **:**

$$\begin{cases} I_1 = f(V_1, I_2) \\ V_2 = f(V_1, I_2) \end{cases} \qquad (06)$$

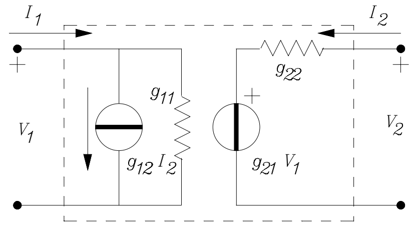


Fig.04

Per la linearità del Quadripolo alle variazioni, possiamo scrivere, come il solito, questo sistema di equazioni:

$$\begin{aligned} I_1 &= g_{11}V_1 + g_{12}I_2 \\ V_2 &= g_{21}V_1 + g_{22}I_2 \end{aligned} \qquad (07)$$

che dà luogo alla configurazione di Fig.04.

4) Il comportamento del Quadripolo può essere definito mediante i parametri ibridi "h**" (h per "hybrid")**, dove le variabili sono la corrente d'ingresso I_1 e la tensione d'uscita V_2. Risultano quindi funzioni di esse la tensione di segnale d'ingresso V_1 e la corrente di segnale d'uscita I_2, come esplicitato nella (08):

$$\begin{cases} V_1 = f(I_1, V_2) \\ I_2 = f(I_1, V_2) \end{cases} \qquad (08)$$

Per la linearità del Quadripolo alle variazioni, possiamo scrivere:

$$\boxed{\begin{aligned} V_1 &= h_{11}I_1 + h_{12}V_2 \\ I_2 &= h_{21}I_1 + h_{22}V_2 \end{aligned}} \qquad (09)$$

In questo caso si dice che si fa lo studio del Quadripolo mediante i Parametri Ibridi o **"Parametri h".** Il termine $h_{12}V_2$ rappresenta un generatore di tensione mentre il termine $h_{21}I_1$ rappresenta un generatore di corrente (Fig.05).

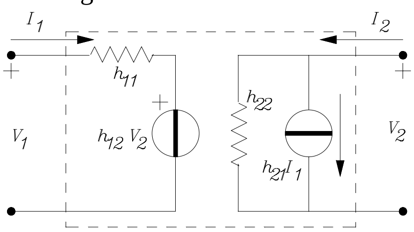


Fig..05

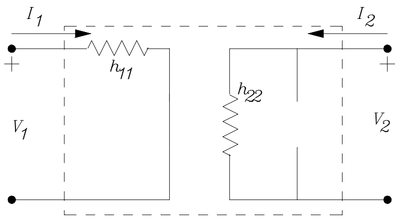


Fig.05a

Analizziamo i vari parametri h e determiniamo i loro significati e le loro dimensioni. Il parametro h_{11} assume il significato dell'impedenza di ingresso quando V_2 è zero, ossia quando l'uscita è in corto circuito per il segnale; il parametro h_{22} assume il significato dell'ammettenza d'uscita quando I_1 è zero, ossia con l'ingresso aperto (Fig.05a); h_{12} assume il significato di coefficiente di trasferimento inverso con l'ingresso aperto; h_{21} assume il significato di coefficiente di trasferimento diretto con l'uscita in corto circuito. Ricapitolando, le espressioni e i significati dei parametri h sono:

$$h_{11} = \left(\frac{V_1}{I_1}\right)_{V_2=0} \; ; \; h_{22} = \left(\frac{I_2}{V_2}\right)_{I_1=0} \; ; \; h_{12} = \left(\frac{V_1}{V_2}\right)_{I_1=0} \; ; \; h_{21} = \left(\frac{I_2}{I_1}\right)_{V_2=0} \; ; \qquad (10)$$

Si vede come h_{12} e h_{21} sono numeri puri perché rapporti tra grandezze omologhe, mentre h_{11} ha le dimensioni di una resistenza e h_{22} ha le dimensioni di una conduttanza.

La configurazione a "Parametri h" è molto importante nel campo dell'elettronica perché viene normalmente utilizzata per definire le costanti elettriche del transistor BJT, quando funziona su segnali a frequenze medio-basse.

Le altre configurazioni le tralasciamo perché non hanno importanza per i nostri argomenti.

02) I PARAMETRI "h" APPLICATI AL TRANSISTORE

Applichiamo i parametri "h" al transistor. Supponiamo quindi che il quadripolo sia formato, al suo interno, essenzialmente da un transistor BJT nella connessione ad emettitore comune, come in Fig.06.

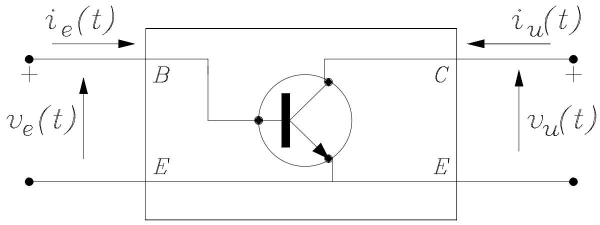


Fig.06

Poiché, durante il suo funzionamento normale, quest'elemento attivo assorbe all'ingresso una corrente di segnale $i_e(t)$, quando è eccitato da un segnale $v_e(t)$, e fornisce all'uscita una corrente di segnale $i_u(t)$, che produce a sua volta una tensione di segnale $v_u(t)$ su un carico R_L, possiamo dire che, all'ingresso si comporta come una maglia, che comprende un generatore di tensione con resistenza in serie, e all'uscita come un nodo, che comprende un generatore di corrente con ammettenza in parallelo.

Il circuito equivalente che più si avvicina a questo modo di funzionare è proprio quello rappresentato da un quadripolo risolto mediante parametri "h".

In questo caso l'impedenza h_{11} assume il significato di impedenza d'ingresso di base h_{ie} quando il segnale d'uscita v_u è zero (uscita cortocircuitata per le variazioni, ossia con tensione di alimentazione V_{CE} costante); la grandezza adimensionale h_{12} assume il significato di coefficiente di amplificazione inversa di tensione h_{re}, quando il circuito di base è aperto, ossia $i_e = 0$, (vale a dire per corrente di base $I_B = \cos t$); la grandezza adimensionale h_{21} assume il significato di coefficiente di amplificazione diretta di corrente h_{fe}, quando il segnale d'uscita v_u è nullo (ossia con tensione di alimentazione V_{CE} costante); l'ammettenza h_{22} assume il significato di ammettenza d'uscita di collettore h_{oe}, quando il segnale d'ingresso i_e è nullo ($I_B = \cos t$).

Ricapitolando, scriviamo:

$$h_{11} \rightarrow h_{ie}; \qquad h_{12} \rightarrow h_{re}; \qquad h_{21} \rightarrow h_{fe}; \qquad h_{22} \rightarrow h_{oe}; \tag{11}$$

i cui significati differenziali sono:

$$h_{ie} = \left(\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B}\right)_{V_{CE}=Cost}; \quad h_{oe} = \left(\frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}}\right)_{I_B=Cost}; \quad h_{re} = \left(\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}}\right)_{I_B=Cost}; \quad h_{fe} = \left(\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}\right)_{V_{CE}=Cost}$$

Ricordando che, per convenzione, le ***lettere minuscole rappresentano le variazioni***, le espressioni secondo le definizioni riportate sopra vengono generalmente scritte nel modo seguente:

$$h_{ie} = \left(\frac{v_e}{i_e}\right)_{v_u=0} \qquad h_{oe} = \left(\frac{i_u}{v_u}\right)_{i_e=0} \qquad h_{re} = \left(\frac{v_i}{v_u}\right)_{i_e=0} \qquad h_{fe} = \left(\frac{i_u}{i_e}\right)_{v_u=0} \tag{12}$$

Il circuito equivalente di Fig.07 mostra i parametri "h" con le nuove sigle che rappresentano i significati su esposti:

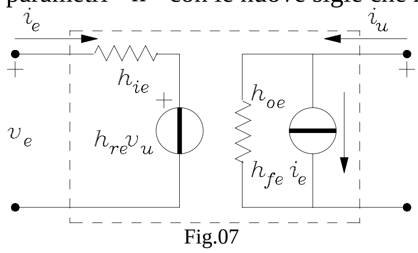


Fig.07

Diamo uno sguardo al significato pratico dei vari parametri "h":

1) Il parametro h_{re} è un indizio di funzionamento anomalo poiché rappresenta la quantità di tensione di segnale d'uscita riportata indietro, che, se è in opposizione di fase, va a sottrarsi al segnale d'ingresso, facendo abbassare, di fatto, l'amplificazione, o, nei casi peggiori, se è in fase, può essere la causa di inneschi reattivi che annullano praticamente l'utilizzo del transistor come amplificatore. Questo parametro deve essere il più piccolo possibile.

2) Il parametro h_{oe}, rappresenta la conduttanza di perdita del generatore di corrente e deve essere ridotto il più possibile in modo da sfruttare, sul carico, tutta la corrente generata.

3) Il parametro h_{ie} è, sostanzialmente, la resistenza di conduzione diretta del diodo Base-Emettitore.

4) Il parametro h_{fe} invece mostra la capacità di amplificazione di corrente del transistor.

Perciò nella pratica costruttiva del BJT gli obiettivi che si tenta di raggiungere sono l'aumento dei parametri h_{fe} e h_{ie} e la riduzione dei parametri h_{re}. e h_{oe}.

Il sistema di equazioni (09), applicato a un transistor, diventa infine:

$$\boxed{\begin{cases} v_e = h_{ie} i_e + h_{re} v_u \\ i_u = h_{fe} i_e + h_{oe} v_u \end{cases}} \tag{12a}$$

Questo sistema di equazioni è alla base del calcolo e della progettazione di un qualsiasi stadio amplificatore con un BJT come elemento attivo, nella configurazione ad emettitore comune.

Per avere un'idea delle grandezze numeriche di questi parametri h, forniamo come esempio, i valori tipici medi del comune transistor **BC107**:

$$h_{ie} = 4.7k\Omega\ ; \qquad h_{re} = 1.5\cdot 10^{-4}\ ; \qquad h_{fe} = 220\ ; \qquad h_{oe} = 30\cdot 10^{-6}\Omega^{-1} \tag{13}$$

Per i più curiosi diamo il significato delle lettere nei pedici: “i” sta per “input”; “o” sta per “output”; “r” sta per “reverse”; “f” sta per “forward”; la “e” comune sta per “emitter”.

Possiamo quindi avere anche una “c” comune che sta per “collector” (h_{ic}, ecc…), una “b” comune che sta per “base” (h_{ib}, ecc…), se le configurazioni rappresentate sono a collettore comune o a base comune.

03) CALCOLO DELL' AMPLIFICAZIONE MEDIANTE PARAMETRI "h"

Applichiamo subito i parametri “h”.

Vogliamo determinare le espressioni che ci permettono di calcolare le *amplificazioni di corrente* A_i *e di tensione* A_v *del transistor BJT* nella connessione ad emettitore comune.

Analizziamo, per ora, il circuito di uscita del quadripolo e indichiamo con i_* la corrente del generatore di corrente $h_{fe} i_e$ che viene persa nella sua conduttanza interna h_{oe}.

Per permettere il passaggio della corrente i_u nel circuito di uscita applichiamo un carico R_L ai morsetti secondari 3 e 4 del quadripolo di Fig.07 e analizziamo il nuovo circuito (Fig.08). La corrente i_e proviene ovviamente da una sorgente esterna di segnale che produce ai morsetti primari 1 e 2 il potenziale v_e.

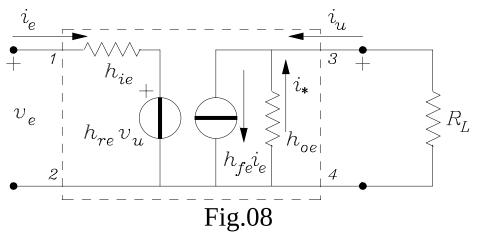


Fig.08

Per il principio di Kirkhhoff ai nodi applicato al morsetto 3, possiamo scrivere :

$$i_u + i_* = h_{fe} i_e \qquad \text{da cui:} \qquad i_* = h_{fe} i_e - i_u$$

La tensione ai capi di R_L è anche quella ai capi della resistenza interna $\frac{1}{h_{oe}}$ (si ricordi che h_{oe} è una conduttanza), perciò, per la legge di Ohm, possiamo scrivere :

$$R_L i_u = \frac{1}{h_{oe}} \cdot i_* = \frac{1}{h_{oe}} \cdot (h_{fe} i_e - i_u)$$

Con facili passaggi si arriva all'espressione:

$$i_u \cdot \left(R_L + \frac{1}{h_{oe}} \right) = \frac{h_{fe} i_e}{h_{oe}} \qquad (14)$$

L'amplificazione di corrente A_i, per definizione, è il rapporto tra le correnti di segnale d'uscita i_u e d'ingresso i_e perciò possiamo scrivere:

$$A_i = \frac{i_u}{i_e} = h_{fe} \cdot \frac{1}{h_{oe}\left(R_L + \frac{1}{h_{oe}} \right)}$$

L'Amplificazione di corrente A_i avrà quindi quest'espressione:

$$\boxed{A_i = h_{fe} \cdot \frac{1}{1 + h_{oe} R_L} \cong h_{fe}} \qquad (15)$$

In prima approssimazione, poiché è sempre verificato che $h_{oe} R_L << 1$ a causa del piccolo valore di h_{oe}, si può affermare che: ***l'Amplificazione di corrente*** A_i ***è praticamente uguale al suo coefficiente di amplificazione*** h_{fe}**,** come risulta dalla relazione (15)**.**

Cerchiamo ora di trovare l'importante espressione dell'***Amplificazione di tensione*** A_v**,** quella che più c'interessa.
E' necessario dapprima determinare quale sia la resistenza d'ingresso R_{in} del quadripolo di Fig.08.

Essa è ovviamente il rapporto tra la tensione applicata all'ingresso e la corrente che vi scorre. Ossia:

$$\boxed{R_{in} = \frac{v_e}{i_e} = \frac{h_{ie} i_e + h_{re} v_u}{i_e} \cong \frac{h_{ie} i_e}{i_e} \approx h_{ie}} \qquad (16)$$

da cui si deduce che la resistenza d'ingresso è praticamente uguale al parametro h_{ie} poiché possiamo considerare $h_{re} v_u$ trascurabile rispetto a $h_{ie} i_e$, per essere h_{re} molto piccola.

Per definizione l'amplificazione di tensione è il rapporto tra il segnale di tensione d'uscita sul carico fratto il segnale di tensione d'ingresso sulla resistenza d'ingresso. Cioè:

$$A_v = \frac{-R_L i_u}{R_{in} i_e} = -A_i \frac{R_L}{R_{in}} \qquad (16a)$$

ma, tenendo conto delle semplificazioni apportate nelle (15) e (16), arriviamo alla:

$$\boxed{A_v = -\frac{h_{fe}}{h_{ie}} \cdot R_L} \qquad (17)$$

che rappresenta ***l'Amplificazione di tensione di uno stadio a transistor caricato dalla resistenza R_L.***
La (17) è importante perché è considerata come l'**"equazione standard"** per il calcolo dell'amplificazione di segnale con un transistor mediante i parametri "h".

Cerchiamo, ora, di determinare l'ultima grandezza importante nella progettazione di uno stadio di amplificazione, ossia l'impedenza interna R_{out} del generatore di corrente d'uscita $h_{fe} i_e$. Essa evidentemente è il rapporto tra la tensione d'uscita v_u e la corrente d'uscita i_u cioè:

$$R_{out} = \frac{v_u}{i_u}$$

Se consideriamo che, dalla seconda delle (12a), $i_u = h_{fe} i_e + h_{oe} v_u$, possiamo scrivere:

$$R_{out} = \frac{v_u}{h_{fe} i_e + h_{oe} v_u} \qquad (18)$$

La i_e, per il principio di Kirchhoff alla maglia, è la corrente che circola nel circuito d'ingresso, fornita dal generatore di tensione $h_{re} v_u$ quando è caricato sulla resistenza d'ingresso h_{ie} mentre non vi è alcun segnale applicato, ossia quando $v_e = 0$ (ingresso a massa per il segnale). Tenendo conto della convenzione sui segni, scriviamo:

$$i_e = -\frac{h_{re} v_u}{h_{ie}}$$

Sostituiamo nella (18) e otteniamo:

$$R_{out} = \frac{1}{-\frac{h_{fe} h_{re}}{h_{ie}} + h_{oe}} \cong \frac{1}{h_{oe}} \qquad (19)$$

Infatti, se adoperiamo l'espressione (19) nella sua interezza, otteniamo per il BC107:

$$R_{out} = \frac{1}{\frac{220 \cdot 1{,}5 \cdot 10^{-4}}{4{,}7 \cdot 10^{3}} + 30 \cdot 10^{-6}} = \frac{1}{37 \cdot 10^{-6}} = 27 \cdot 10^{3}\Omega$$

Con l'approssimazione otteniamo: R_{out}=33KΩ, sufficientemente vicino al risultato teorico. Con un po' d'incoscienza abbiamo ritenuto che h_{re} fosse piccolo abbastanza da annullare in pratica il primo termine del denominatore (in effetti in questo caso si commette un errore di circa il 18%. Tanto costa la semplificazione!).

Possiamo perciò dire che, in prima approssimazione, ***la resistenza d'uscita del transistore ad emettitore comune è praticamente uguale all'inverso della conduttanza d'uscita*** h_{oe}.

Applicazione:

Applichiamo le formule su scritte per determinare quale sia l'amplificazione di tensione di un **BC107** (Fig.08a), polarizzato con i metodi già noti, i cui valori dei parametri sono quelli forniti nella (13),

$$h_{ie} = 4.7\text{k}\Omega\ ; \qquad h_{re} = 1.5 \cdot 10^{-4}\ ; \qquad h_{fe} = 220\ ; \qquad h_{oe} = 30 \cdot 10^{-6}\Omega^{-1} \qquad \textbf{(13)}$$

quando la sua uscita è caricata da una resistenza R_L di 3,9kΩ (la R_L è solamente la R_C di collettore, poiché, in questo caso, l'ingresso dell'oscilloscopio può considerarsi un circuito aperto ed h_{oe} è trascurabile):

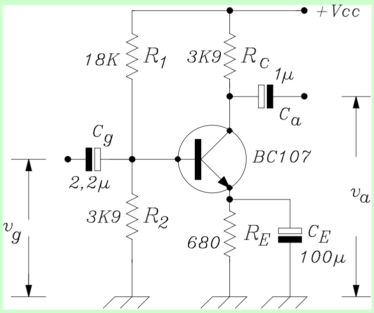
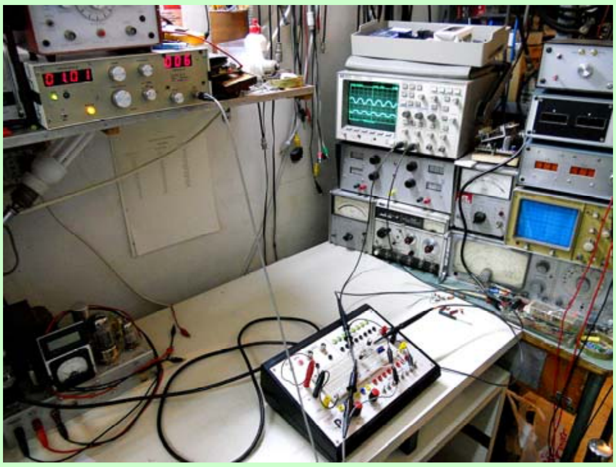
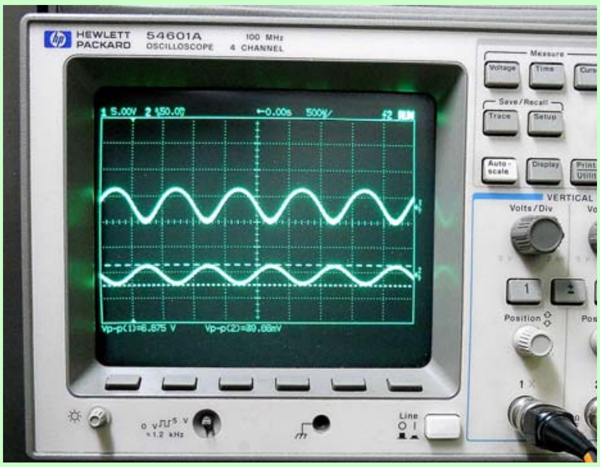


Fig.08a

$$A_v = \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \cdot R_L = \frac{220}{4.7 \cdot 10^{3}} \cdot 3{,}9 \cdot 10^{3} \cong 182$$

La sua resistenza d'ingresso risulta approssimativamente $h_{ie} = 4.7\text{k}\Omega$ e la sua resistenza interna d'uscita è di circa $1/h_{oe} = 33\text{k}\Omega$.





Al collaudo, con un segnale d'ingresso V_i=39mV_{PP} il circuito ha fornito una tensione d'uscita V_U=6,87V_{PP} con un'amplificazione pari a:

$$A = \frac{6{,}87}{39} \cdot 10^{3} = 176$$

molto vicina al valore calcolato teoricamente. E' visibile, comunque, sullo schermo la distorsione del segnale, dovuta al ginocchio inferiore della caratteristica del diodo d'ingresso base-emettitore.

04) CALCOLO DELL' AMPLIFICAZIONE TOTALE DI UNO STADIO.

Desideriamo ora conoscere che valore di amplificazione vien fuori dal rapporto “esterno” tra la tensione d'uscita v_u e la tensione del generatore di segnale v_g:

$$A_{vt} = \frac{v_u}{v_g}$$

ossia ***vogliamo conoscere la vera amplificazione dello stadio.***

Per calcolare l'amplificazione totale, o effettiva, di un intero stadio di amplificazione dobbiamo tener conto dei ***valori resistivi esterni all’ingresso del transistor***, che possono essere riconducibili alla resistenza interna R_g del generatore di segnale v_g e al risultato R_b dell'effetto parallelo delle due resistenze di polarizzazione di base.

Queste due resistenze, R_g, e R_b, formano un partitore di tensione che riduce, di fatto, la tensione di segnale v_g presente all'ingresso dello stadio al valore di tensione effettiva v_e all'ingresso dell'elemento attivo. La Fig.09 mostra il nuovo circuito, dove sono messe in evidenza le posizioni di R_g, e R_b.

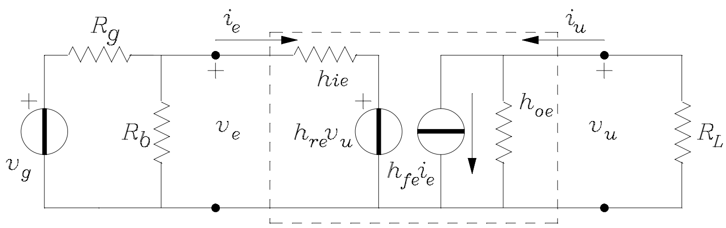


Fig.09

Per quanto detto sopra, possiamo utilizzare, ***senza apprezzabili errori,*** il circuito semplificato di Fig.10, dove non compaiono più né $h_{re}v_u$ né h_{oe}, per i motivi già giustificati.

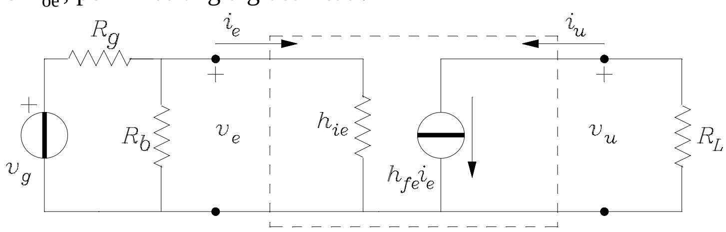


Fig.10

Sviluppiamo il calcolo. Il circuito d'ingresso è rappresentato in Fig.10a.

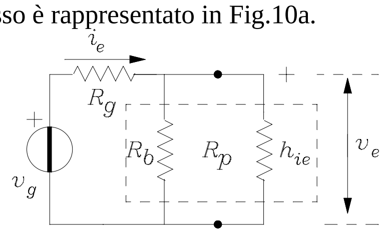


Fig.10a

Dal parallelo tra R_b e h_{ie} otteniamo:

$$R_p = \frac{R_b \cdot h_{ie}}{R_b + h_{ie}}$$

La tensione di segnale v_e all'ingresso del transistor risulta quindi, dipendente dal partitore di tensione:

$$v_e = \frac{R_p}{R_g + R_p} \cdot v_g$$

per cui il guadagno complessivo dello stadio diventa:

$$A_{vt} = \frac{v_u}{v_g} = \frac{v_u}{v_e} \cdot \frac{R_p}{R_g + R_p}$$

ossia:

$$\boxed{A_{vt} = A_v \cdot \frac{R_p}{R_g + R_p}} \qquad (20)$$

che è minore di A_v. ***La relazione (20) è essenziale per la corretta progettazione di uno stadio amplificatore.***

Facciamo un esempio di amplificazione effettiva.

Riprendiamo il calcolo eseguito più sopra sul transistor **BC107**, in cui si era trovato che il valore della sua **amplificazione intrinseca** era pari a 182. Supponiamo ora che la resistenza interna del generatore sia verosimilmente di 600Ω e che la R_b, parallelo tra R_1 e R_2, abbia il valore di $3{,}2K\Omega$; si deduce che:

$$R_p = \frac{R_b \cdot h_{ie}}{(R_b + h_{ie})} = \frac{3{,}2 \cdot 10^3 \cdot 4{,}7 \cdot 10^3}{(3{,}2 + 4{,}7) \cdot 10^3} = 1{,}9 \cdot 10^3 \Omega;$$

$$\frac{R_p}{R_g + R_p} = \frac{1{,}9 \cdot 10^3}{(0{,}6 + 1{,}9) \cdot 10^3} = 0{,}76$$

per cui l'amplificazione totale dello stadio risulta:

$$0{,}76 \cdot 182 = 138$$

che è sensibilmente minore di quella intrinseca del solo BC107.

----*----

Terminiamo qui questa prima parte dedicata alla teoria dell'amplificazione di segnale con i componenti allo stato solido. Si può notare come la presenza di una corrente d'ingresso al sistema complichi notevolmente lo studio rispetto all'elettronica del vuoto. In questa l'ingresso sulla griglia rappresenta normalmente un circuito aperto, per cui il calcolo è decisamente più semplice perché è ridotto al solo circuito d'uscita.

Quindi la differenza di funzionamento è sostanziale: nei tubi il generatore equivalente in uscita è ***pilotato dalla tensione di griglia***, nei transistor lo stesso generatore è invece ***pilotato dalla corrente di base.***

Abbiamo cercato di semplificare al massimo le formule di progetto per snellire il lavoro, adottando alcune approssimazioni dove erano accettabili o al limite della ragionevolezza. Qualcuno arriccerà il naso forse a ragione, però bisogna tener conto che quasi sempre la componentistica adoperata ha delle tolleranze all'interno delle quali i nostri errori non producono danni apprezzabili. Gli stessi parametri "h" sono forniti su valori medi entro notevoli imprecisioni.

Maggio 2012

Nicola del Ciotto