

PARTE SECONDA: APPLICAZIONE CALCOLO COMPLETO DI UNO STADIO AMPLIFICATORE A BANDA LARGA MEDIANTE I PARAMETRI “h”

Prerequisiti:

Conoscenza degli elementi dell'elettronica di base. Conoscenza della teoria dei quadripoli e dei parametri “h”.

Obiettivi:

Essere in grado di calcolare l'amplificazione mediante i parametri h. Saper determinare una banda passante.

Ci proponiamo di **progettare completamente** uno stadio amplificatore a banda larga, tenendo conto soprattutto della sua banda passante. Dobbiamo cioè determinare anche quali sono i valori delle frequenze di taglio inferiore f_b e superiore f_s .

Richiami sulla banda passante

Richiamiamo qualche concetto basilare sulla banda passante che può esserci utile fra poco.

Come sappiamo, l'amplificazione totale di un sistema a n stadi è data dal prodotto delle amplificazioni dei singoli stadi:

$$A_t = A_1 \cdot A_2 \cdot A_3 \cdot \dots \cdot A_n \quad (1r)$$

Spesso, però, nelle catene di Amplificazione si adoperano le unità logaritmiche perché più comode per il calcolo. E' bene ricordare, perciò, che se l'amplificazione deve essere espressa in dB avremo:

$$A_t(\text{dB}) = A_1(\text{dB}) + A_2(\text{dB}) + \dots + A_n(\text{dB}) \quad (2r)$$

E' interessante scoprire, però, come **la banda passante si restringa notevolmente al crescere del numero degli stadi d'amplificazione**, (i quali, come già sappiamo, sono generalmente tutti accoppiati mediante filtri passa-alto e passa-basso).

La Fig.01 può rappresentare sinteticamente le condizioni di filtraggio dovute ai circuiti di accoppiamento interstadio e alle perdite di segnale verso massa provocate alle capacità parassite di ogni singolo stadio.

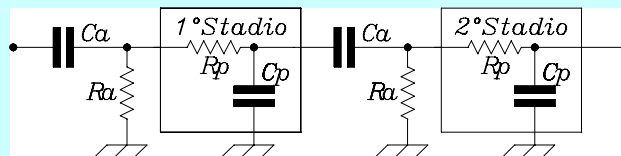


Fig.11 01

Possiamo scrivere, con buona approssimazione, per le pulsazioni di taglio inferiori ω_b e superiori ω_a :

$$\omega_b = \frac{1}{R_a \cdot C_a}; \quad \omega_a = \frac{1}{R_p \cdot C_p}$$

Per semplicità di calcolo ma senza togliere nulla alla sua esattezza, supponiamo che le frequenze di taglio inferiori “fb” e superiori “fa” (o le pulsazioni ω_b e ω_a) siano le stesse per tutti i filtri interstadio interessati.

Studiamo prima il caso delle **frequenze basse della banda passante**.

Sappiamo dall'elettronica generale che l'andamento dell'amplificazione in funzione della frequenza, alle frequenze basse, è data dall'espressione:

$$A_b(\omega) = \frac{A_{med}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_b}{\omega}\right)^2}} \quad (3r)$$

dove ω_b è la pulsazione di taglio e ω è la pulsazione corrente (si osservi che in questo caso ω è al denominatore della frazione sotto radice), mentre A_{med} rappresenta l'amplificazione alle frequenze di centro banda quando gli effetti capacitivi non hanno influenza.

Per n stadi in cascata e per quanto detto prima (cfr.1r), l'amplificazione totale alle basse frequenze sarà data dall'espressione (3r) moltiplicata n volte (4r):

$$A_{tb}(\omega) = \frac{(A_{med})^n}{\left(\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_b}{\omega}\right)^2}\right)^n} \quad (4r)$$

Per definizione, però, la pulsazione di taglio dell'intero sistema (che chiameremo ora ω_b^*), è quella per cui si deve verificare, sempre:

$$A^*_{tb} = \frac{(A_{med})^n}{\sqrt{2}} \quad (5r)$$

ossia, nel nostro caso, quando l'intero denominatore della (4r) diventa:

$$\left(\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_b}{\omega}\right)^2}\right)^n = \sqrt{2} \quad (6r)$$

Basta, allora, risolvere la (6r). Eleviamola al quadrato:

$$\left[1 + \left(\frac{\omega_b}{\omega}\right)^2\right]^n = 2 \quad (7r)$$

e poi, a seguire:

$$1 + \left(\frac{\omega_b}{\omega}\right)^2 = \sqrt[n]{2}; \quad \left(\frac{\omega_b}{\omega}\right)^2 = \sqrt[n]{2} - 1; \quad \frac{\omega_b}{\omega} = \sqrt{\sqrt[n]{2} - 1} \quad (8r)$$

Risolvendo rispetto a ω , si determina per la **nuova pulsazione di taglio inferiore**, l'espressione:

$$\omega_b^* = \frac{\omega_b}{\sqrt{\sqrt[n]{2} - 1}} \quad (9r)$$

dove si vede che il termine sotto radice è dipendente dal numero degli " n " filtri di accoppiamento disposti in cascata. Analogamente, ricordiamo che l'amplificazione in funzione della frequenza, **alle frequenze alte**, è data dalla relazione:

$$A_a(\omega) = \frac{A_{med}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_a}\right)^2}} \quad (10r)$$

dove, ora, la pulsazione corrente ω è al numeratore della frazione sotto radice.

Seguendo lo stesso procedimento svolto sopra, si ottiene per la **nuova pulsazione di taglio superiore**:

$$\omega_a^* = \omega_a \cdot \sqrt{\sqrt[n]{2} - 1} \quad (11r)$$

con il termine sotto radice uguale a quello del caso precedente.

Facciamo qualche esempio:

Per $n = 2$, ossia per due stadi filtranti, abbiamo:

$$\sqrt[2]{\sqrt[2]{2} - 1} \cong 0,64 \quad (12r)$$

da questa relazione possiamo ricavare le nuove frequenze di taglio inferiore ω_b^* e superiore ω_a^* :

$$\omega_b^* = \frac{\omega_b}{0,64} \cong 1,55 \cdot \omega_b; \quad \omega_a^* \cong 0,64 \cdot \omega_a \quad (13r)$$

Applichiamo le (13r) ad un caso pratico: se la frequenza di taglio inferiore **fb** di un singolo stadio di un amplificatore a due stadi filtranti è di 100Hz, la frequenza di taglio inferiore **fb*** dell'intero sistema sarà di 155Hz; e se la frequenza di taglio superiore **fa** è di 10.000Hz, la **fa*** sarà: 6.400Hz. Quindi si passa da un canale ampio 10.000-100 = **9900Hz** ad un canale ampio 6400-155 = **6245Hz**, notevolmente più ristretto.

Per $n = 3$ abbiamo:

$$\sqrt{\left(\sqrt[3]{2}\right)-1} \cong 0,51 \tag{14r}$$

Tre stadii filtranti in cascata portano a **ridurre, addirittura, di circa il 50% la banda passante** di un Amplificatore.

Nel nostro caso si passa da una banda di 100-10000 = 9900Hz ad una di 200-5000= 4800Hz!

Come si vede, la situazione peggiora notevolmente al crescere del numero degli stadi.

-----*-----

Disegniamo ora il classico circuito di un amplificatore monostadio (Fig.12), in cui sono rappresentati tutti gli elementi essenziali **esterni** al transistor insieme al carico R_p che potrebbe rappresentare l'ingresso di un eventuale 2° stadio. Il metodo per calcolare l'amplificazione alle frequenze intermedie è già noto (Figg.12b - 12c).

E' da notare subito come un solo stadio amplificatore abbia già due filtri passa alto, determinati dai due condensatori di accoppiamento C_g e C_a .

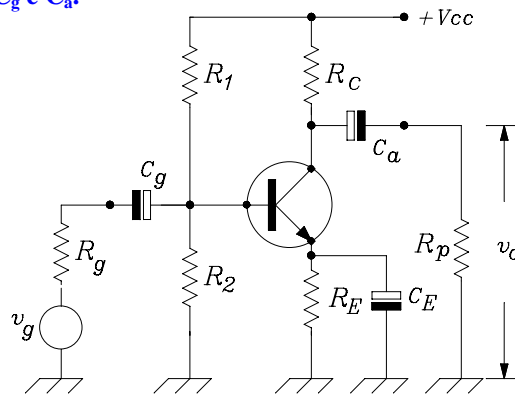


Fig.12

In Fig.12a è disegnato il circuito equivalente d'uscita.

In particolare sono ben messi in evidenza sia il condensatore di accoppiamento interstadio C_a sia la capacità C_p , che rappresenta e racchiude in sé tutte le capacità interne al transistor e quelle distribuite verso massa.

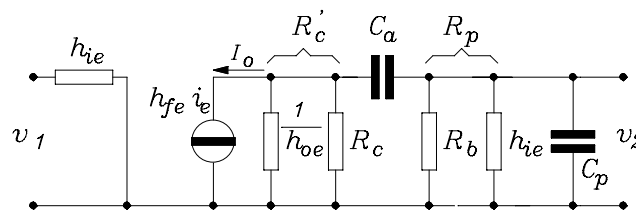


Fig.12a

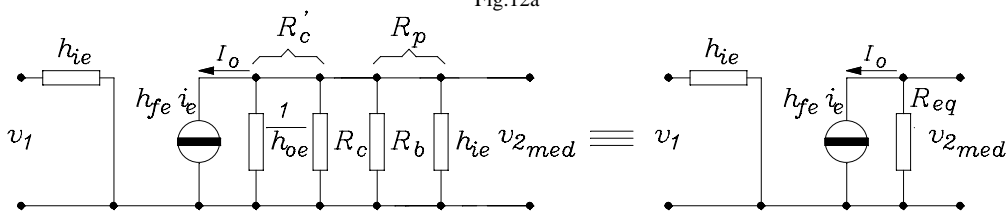


Fig.12b

Fig.12c

Ricordiamo dall'elettronica generale le importanti espressioni che determinano le frequenze di taglio inferiore f_b , e superiore f_s in uno stadio amplificatore:

$$f_b = \frac{1}{2\pi \cdot C_a \cdot (R_c' + R_p)} \tag{21}$$

$$f_s = \frac{1}{2\pi \cdot C_p \cdot R_{eq}} \tag{22}$$

dove i vari simboli resistivi utilizzati (tenuto conto che la resistenza equivalente R_b del parallelo R_1 e R_2 della base dell'eventuale 2° stadio è: $R_b = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$), hanno i seguenti significati (Fig.12a):

1) Resistenza equivalente del parallelo d'uscita del 1° stadio:

$$R_c' = \frac{1}{\frac{1}{h_{oe}} + \frac{1}{R_c}} \cong R_c$$

che rappresenta *il parallelo di tutte le resistenze che sono prima di C_a* .

2) Resistenza d'ingresso dell'eventuale 2° stadio:

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

che rappresenta *il parallelo di tutte le resistenze che sono dopo C_a* .

3) Resistenza equivalente totale, in assenza di effetti capacitivi (Frequenze intermedie):

$$R_{eq} = \frac{R_p \cdot R'_c}{R_p + R'_c};$$

Alle frequenze intermedie, il circuito di Fig.12a assume la conformazione della Fig.12b ed infine quella sintetizzata di Fig.12c:

-----*-----

Approfondimento matematico

Per i più esigenti giustifichiamo le espressioni (21) e (22).

Alle frequenze basse della banda sono irrilevanti le capacità verso massa perché sono di piccolo valore e la loro reattanza è elevata (praticamente alle frequenze basse non si perde segnale verso massa). Quindi possiamo trascurarle e il circuito di Fig.12 si riduce a quello di Fig.13, dove abbiamo applicato il teorema di Thevenin per ottenere un circuito con generatore di tensione, più comodo per risolvere il partitore di tensione.

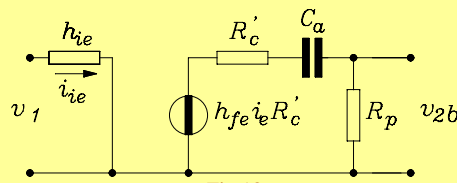


Fig.13

Risolviamo il partitore:

$$v_{2b} = -h_{fe} i_{ie} R'_c \cdot \frac{R_p}{(R'_c + R_p) + \frac{1}{j\omega C_a}} = -h_{fe} i_{ie} \frac{\frac{R_p R'_c}{R_p + R'_c}}{1 + \frac{1}{j\omega C_a (R_p + R'_c)}}$$

e ricordiamo che:

$$i_{ie} = \frac{v_1}{h_{ie}}$$

perciò:

$$v_{2b} = -v_1 \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \frac{\frac{R_p R'_c}{R_p + R'_c}}{1 + \frac{1}{j\omega C_a (R_p + R'_c)}} = -v_1 \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \cdot R_{eq} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_a (R_p + R'_c)}}$$

dove R_{eq} è il parallelo tra R_p e R'_c .

Il modulo dell'amplificazione verso le frequenze basse, assume, quindi, questa espressione:

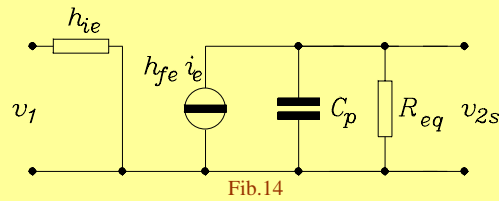
$$|A_b| = A_0 \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{1}{\omega C_a (R_p + R'_c)} \right]^2}}$$

Al decrescere delle frequenze, il valore di ω , che porta l'Amplificazione ad un'attenuazione di -3dB rispetto a quella media, è definito come **frequenza di taglio inferiore**. Quando di verifica ciò, abbiamo:

$$A_{b0} = \frac{A_0}{\sqrt{2}}$$

E' facile, a questo punto ricavare la (21).

Alle frequenze alte della banda, il condensatore di accoppiamento C_a , per il suo grande valore, può considerarsi ormai un corto circuito e, quindi, non comparire più nel circuito equivalente. La capacità globale verso massa C_p fa, ora, sentire la sua presenza. Il circuito di Fig.12 assume, quindi, la forma semplificata di Fig.14.



Risolviamo il circuito:

$$A_s = -\frac{h_{fe}}{h_{ie}} \overline{Z_t} = -\frac{h_{fe}}{h_{ie}} \frac{R_{eq}}{R_{eq} + \frac{1}{j\omega C_p}} = A_0 \frac{1}{1 + j\omega R_{eq} C_p}$$

Il modulo dell'amplificazione diventa:

$$|A_s| = A_0 \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega R_{eq} C_p)^2}}$$

Al crescere delle frequenze, il valore di ω , che porta l'Amplificazione ad un'attenuazione di -3dB rispetto a quella media, è definito come frequenza di taglio superiore. Quando si verifica ciò, abbiamo:

$$A_{s0} = \frac{A_0}{\sqrt{2}}$$

da cui discende immediatamente la (22).

-----*-----

Siamo, ora, in possesso di tutta la teoria necessaria per la progettazione dell'intero stadio.

Sviluppiamo il calcolo del circuito monostadio di Fig.15 completo di tutte le sue parti.

Poniamo il problema in questi termini:

Si abbia un transistor **BC107** inserito in un circuito standard come quello disegnato in Fig.15, alimentato da una tensione di **+15V**.

Si impone che la frequenza di taglio inferiore sia di **50Hz**.

Il carico in uscita **Rp=1200Ω** può essere verosimilmente dovuto all'impedenza d'ingresso di un eventuale secondo stadio in cascata.

Si chiede, inoltre, **quanto sarà il segnale all'uscita** dell'amplificatore se al suo ingresso viene iniettato un segnale sinusoidale di **10 mV**, (da valutarsi alla frequenza di **centro banda**, considerata generalmente a **1000 Hz**, quando si faranno delle misure).

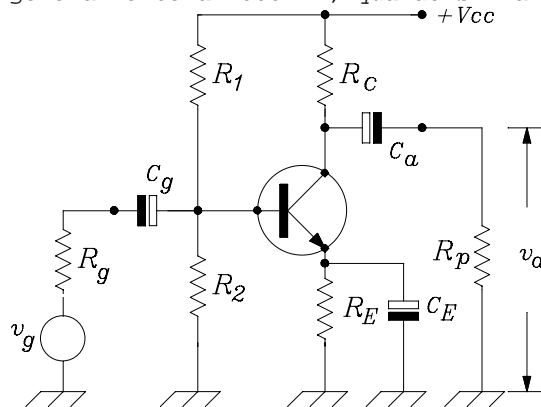


Fig.15

Nella tabella sono riportati tutti gli altri dati necessari al calcolo:

Rg = 600Ω; Vce = +5V; Vre = +2V;
Ic = +2mA; S = 4; Cbc = 3,5pF; Cbe = 8pF
hfe = 285; hie = 4500Ω; hoe = 30μS.

Una volta definiti tutti gli elementi, verrà costruito un prototipo su cui si faranno tutte le prove di collaudo e di verifica.

Seguiamo lo sviluppo del calcolo per la polarizzazione, secondo il metodo già noto e comunemente accettato:

$$I_b = \frac{I_c}{h_{fe}} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{285} = 7 \mu A ; \quad R_c = \frac{V_{CC} - V_{CE} - V_{RE}}{I_c} \cong 3.9 K\Omega ;$$

$$R_E = \frac{V_{RE}}{I_c} = 1 K\Omega ; \quad R_b = R_E \cdot (S - 1) = 3 \cdot 10^3 \Omega ;$$

$$V_{BB} = R_b \cdot I_b + V_{BE} + V_{RE} = 3 \cdot 10^3 \cdot 7 \cdot 10^{-6} + 0,6 + 2 = 2,62 V$$

$$R_1 = \frac{V_{CC}}{V_{BB}} \cdot R_b \cong 18 K\Omega ; \quad R_2 = \frac{R_1 \cdot R_b}{R_1 - R_b} \cong 3,9 K\Omega ; \quad (23)$$

Abbiamo determinato così i valori di tutti i componenti resistivi del circuito, necessari alla polarizzazione e alla stabilizzazione termica del transistor.

Calcoliamo, per comodità, alcuni paralleli che ci serviranno fra poco:

1) Parallelo tra l'ammettenza interna, la resistenza di collettore e il carico esterno:

$$R_t = \frac{1}{\frac{1}{h_{oe}} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_p}} = 893 \Omega$$

2) Parallelo tra le due resistenze di polarizzazione di base del transistor e la sua impedenza d'ingresso:

$$R_i = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{h_{ie}}} = 1876 \Omega$$

3) Parallelo tra l'ammettenza d'uscita del transistor e la sua resistenza di collettore:

$$R_{t'} = \frac{1}{\frac{1}{h_{oe}} + \frac{1}{R_c}} = 3571 \Omega \quad (26)$$

-----*

Valutiamo, adesso, come influisce la **perdita d'inserzione**, sul segnale d'ingresso:

$$v_e = v_g \cdot \frac{R_i}{R_g + R_i} = 10 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{1876}{600 + 1876} = 7,57 mV \quad (28)$$

perciò la tensione di segnale di **10mV** del generatore scende a **7,57mV** sulla base del transistor: Questa è la tensione effettiva all'ingresso dell'Amplificatore.

Calcoliamo, adesso, l'Amplificazione teorica dello stadio:

$$A_0 = \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \cdot R_t = \frac{285}{4500} \cdot 893 = 56 \quad (29)$$

Finalmente possiamo rispondere alla richiesta iniziale.

$$v_u = |A_0| \cdot v_e = 56 \cdot 7,57 \cdot 10^{-3} = 0,424 V \quad (30)$$

La tensione di segnale in uscita, con **10 mVeff** d'ingresso, sarà di **0,424 Veff**, con un'amplificazione che cade da quella teorica di 56 a quella effettiva di 42,4. Spesso si fa l'errore di sottovalutare la perdita d'inserzione!

Calcolo dei condensatori d'accoppiamento alla frequenza di taglio inferiore:

E' da considerare, a questo punto, che siamo in presenza di due filtri passa-alto, uno all'ingresso, individuato da C_g ed uno all'uscita, individuato da C_a . (in un singolo stadio sono sempre presenti due filtri passa-alto, perciò l'applicazione della (12r) è SEMPRE NECESSARIA!)

L'applicazione della (12r):

$$f^* = f_i \cdot 0,64 = 50 \cdot 0,64 = 32 Hz \quad (24)$$

ci fornirà **la frequenza di taglio da utilizzare per il calcolo dei due filtri.**

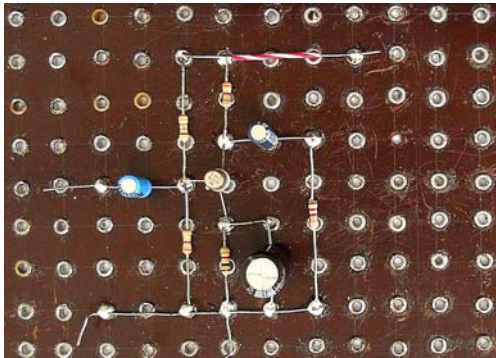
Determiniamo quindi i valori dei due condensatori di accoppiamento C_g e C_a , applicando le (21) e (22) ed i paralleli or ora calcolati:

$$C_g = \frac{1}{2\pi f \cdot (R_g + R_i)} = \frac{1}{6,28 \cdot 32 \cdot (600 + 1876)} \cong 2,2 \mu F$$

$$C_a = \frac{1}{2\pi f \cdot (R_r + R_u)} = \frac{1}{6,28 \cdot 32 \cdot (3571 + 1200)} \cong 1 \mu F \quad (27)$$

Questi sono i **valori minimi** necessari: aumentarli non guasta.

Possiamo determinare anche la **C_e** in parallelo alla resistenza di emettitore con la seguente formula:



$$C_E = \frac{100}{2\pi \cdot f \cdot R_E} = \frac{100}{6,28 \cdot 32 \cdot 1000} \cong 470 \mu F; \quad (25)$$

La (25) deriva, in modo empirico, dal concetto che un'impedenza, in parallelo ad una resistenza, almeno 100 volte più piccola della resistenza stessa, renda sufficientemente piccolo l'intero parallelo. Quindi il parallelo può considerarsi inesistente o trascurabile alla frequenza di lavoro (f*). Ciò significa che per le grandezze variabili al di sopra di una certa frequenza (f=32Hz nel nostro caso) l'emettitore può ritenersi collegato a massa, eliminando così

praticamente qualsiasi effetto di controreazione.

In Fig.16 è mostrato il circuito definitivo con tutti i valori dei componenti.

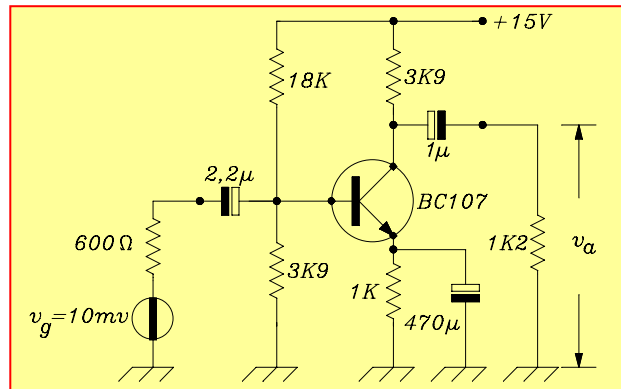


Fig.16

Calcolo approssimativo della frequenza di taglio superiore.

Le capacità statiche viste all'ingresso del BC107 sono:

$$C_{BC} = 3,5pF; \quad C_{BE} = 8pF$$

Sotto segnale, però, a causa dell'**effetto Miller** la C_{BC} assume un valore (A+1) volte più grande dove A è l'amplificazione intrinseca. Perciò, la capacità totale in ingresso al BC107 sarà uguale a:

$$C_i = C_{BE} + C_{BC} \cdot (1 + A) = 8 + 3,5 \cdot 57 = 207pF$$

Se "si suppone" che le capacità del circuito verso massa siano globalmente di 200pF, la capacità totale sarà: $C_p = 207 + 200 = 407pF$

Calcoliamo la R_{eq} (Fig.14):

$$R_{eq} = \frac{R_p \cdot R_c}{R_p + R_c} = \frac{1200 \cdot 3900}{1200 + 3900} = 917\Omega$$

e determiniamo la frequenza di taglio superiore, applicando la relazione (22):

$$f_s = \frac{1}{2\pi \cdot C_p \cdot R_{eq}} = \frac{10^9}{6,28 \cdot 407 \cdot 917} = 427KHz$$

che è, senz'altro, un bel valore!

----*----

Così abbiamo terminato.

In fondo, il procedimento è ci sembrato abbastanza semplice! Anzi, si può notare come non vi sia alcuna differenza tra il calcolo delle frequenze di taglio nei sistemi a tubi elettronici e il calcolo delle stesse nei sistemi a transistori. I concetti sono gli stessi, le formule sono le stesse, i significati dei parametri sono gli stessi, a parte le grandezze in gioco. L'unica differenza tra i due sistemi sta nel modo di polarizzare il componente attivo.

----*----

Costruiamo ora un esemplare e sottoponiamolo a delle misure di collaudo per vedere se funziona e, in caso affermativo, per osservare di quanto deviano i valori misurati da quelli calcolati.

Le misure fatte su un prototipo costruito in laboratorio hanno dato i seguenti risultati:

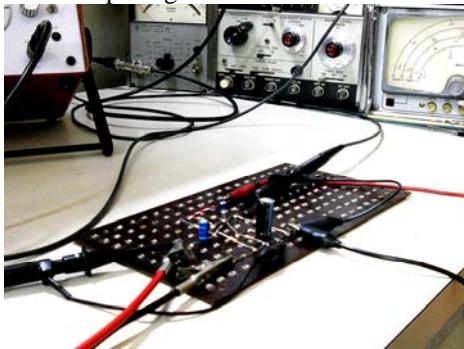
$$V_{CE} = 5,2V ; \quad V_{RE} = 2,0V ; \quad v_e = 7,5mV ;$$

$$f_i = 66Hz ; \quad f_s = 440KHz \quad v_a = 0,47V ; \quad A_0 = 62 ; \quad (31)$$

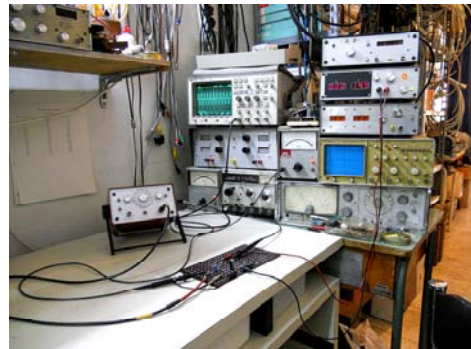
Essi sono valori sufficientemente vicini a quelli calcolati o impostati: ciò ci conforta sull'efficacia del lavoro svolto e sul metodo di calcolo eseguito.

Il circuito è stato montato su una basetta di bachelite forata e rivettata, in modo da avere una costruzione abbastanza rigida, facilmente modificabile ed adatta alla manipolazione. Dopo aver controllato il suo normale funzionamento e le polarizzazioni del transistor, siamo passati alle misure sui segnali.

Si riportano le foto più significative delle varie fasi di collaudo.



Il circuito montato su piastra rivettata ...



... al banco di collaudo

La prima misura è stata eseguita per riscontrare la perdita di inserzione all'ingresso del transistor. I risultati hanno confermato ottimamente i valori ottenuti dal calcolo.



Misura della tensione d'ingresso a vuoto (10mV)...

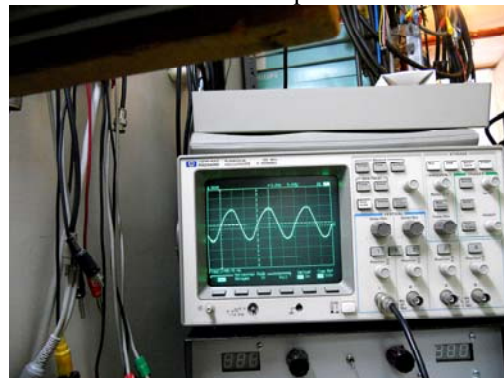


...e sotto carico (7,5mV).

La tensione di segnale in uscita, con un segnale d'ingresso di 7,5mV è risultata di 0,47V, abbastanza vicino al valore di tensione calcolato (0,424V). Questo risultato ci conforta sul metodo di calcolo adoperato.



Tensione d'uscita a centro banda (0,47V)



Frequenza di taglio (66Hz)

Per determinare la **frequenza di taglio inferiore**, abbiamo modificato la tensione del segnale in ingresso in modo da avere in uscita un valore di 774mV pari a 0dB a centro banda (1000Hz). Poi abbiamo fatto scorrere la frequenza (a

tensione costante del generatore) verso i valori più bassi fino ad ottenere una riduzione dell'amplificazione di -3dB. Abbiamo letto sull'oscilloscopio la frequenza che è risultata di 66Hz. Pertanto la frequenza di taglio si è allontanata un po' da quella imposta. Si deve tener conto però che i condensatori elettrolitici che adoperiamo correntemente hanno generalmente delle tolleranze quasi inaccettabili. Perciò il valore dei condensatori è da modificare (magari portando 2,2 μ F a 4,7 μ F e 1 μ F a 2,2 μ F; aumentare il valore dei condensatori non guasta mai!).

Per determinare la **frequenza di taglio superiore** ci siamo comportati nello stesso modo: siamo partiti come di consueto, da centro banda (1000Hz) a 0dB, aumentando continuamente la frequenza, fino ad ottenere in uscita una caduta di segnale di -3dB. Il valore letto sull'oscilloscopio ha fornito il risultato (440Khz), abbastanza vicino al valore calcolato.

Nel corso del calcolo abbiamo usato la frase “si suppone” per definire il valore delle capacità verso massa. Con il “si suppone” non dimostriamo un buon modo di ragionare in fase di progettazione! Purtroppo, però, è notevolmente difficile determinare quali sono i valori delle capacità parassite del circuito reale utili per conoscere la C_p . Quindi, si può fare solamente un calcolo teorico induttivo e approssimativo. Con il valore effettivo della f_s letto sullo strumento in fase di collaudo possiamo risalire alla C_p vera. Nel nostro caso, dalla (22) ricaviamo un valore di 394pF.

Se teniamo presente che l'amplificazione è salita a 62 e accettiamo che le capacità del transistor siano rimaste costanti, perveniamo ad una capacità parassita di $394 - (8 + 3,5 \cdot 63) = 394 - 228 = 166\text{pF}$, cioè un valore migliore di quello “presunto”. Ciò sta a significare che abbiamo fatto un buon cablaggio.



Tensione d'uscita su 0dB a 1000Hz



Tensione d'uscita su -3dB a 66Hz

Perciò, in generale, a costruzione circuitale avvenuta possiamo sapere per deduzione dal collaudo strumentale qual è il valore di f_s . I risultati ottenuti ci faranno accettare il cablaggio adoperato per il circuito oppure ci costringeranno a modificarlo in modo da ridurre le capacità parassite per aumentare la banda passante. In questo caso conta molto l'esperienza di progettazione (i segreti professionali!).

----*----

Abbiamo, così, terminato il nostro piccolo studio teorico-applicativo sull'amplificazione di segnale a banda larga allo stato solido, progettando totalmente e costruendo un prototipo con risultati più che soddisfacenti, a nostro avviso. Saremmo tentati di proporre questo esercizio come esempio generale di progettazione, correndo però il rischio di essere considerati alquanto presuntuosi!

Ortona, Maggio 2012

Nicola del Ciotto