

**UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI LECCE**  
**CORSO DI LAUREA TELEDIDATTICO IN INGEGNERIA INFORMATICA**  
***PROGETTO ELETTRONICA I***  
*Docente Prof. Marco PANAREO*

**STADIO FINALE DI UN AMPLIFICATORE**  
**AMPLIFICATORE PUSH-PULL COMPLEMENTARE**

*Studente: Alessandro GROTTOLA*

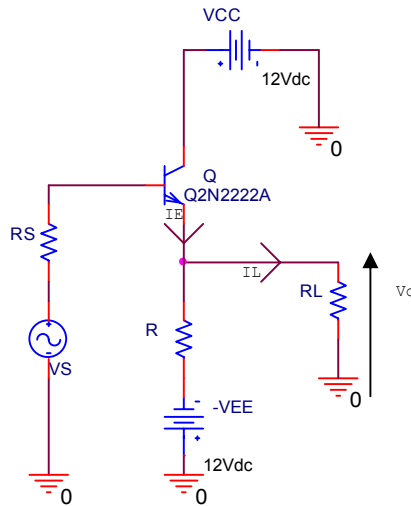
## INDICE

<b>Introduzione</b>		
	<i>caratteristiche di uno stadio finale</i>	
	<i>push-pull come stadio finale</i>	2
<b>Analisi e progetto di un amplificatore a stadio finale push-pull</b>		
	<i>specifiche di progetto</i>	7
<b>Dimensionamento stadio push-pull</b>		
	<i>punto di lavoro</i>	
	<i>guadagno</i>	
	<i>resistenze ingresso e uscita</i>	8
<b>Dimensionamento stadio emettitore comune</b>		
	<i>punto di lavoro</i>	
	<i>guadagno</i>	
	<i>resistenze ingresso e uscita</i>	14
<b>Dimensionamento stadio collettore comune</b>		
	<i>punto di lavoro</i>	
	<i>guadagno</i>	
	<i>resistenze ingresso e uscita</i>	18
<b>Analisi del circuito completo</b>		
	<i>guadagno</i>	21
<b>Calcolo delle frequenze di taglio</b>		
	<i>frequenza di taglio inferiore</i>	
	<i>frequenza di taglio superiore</i>	24
<b>Data-sheet</b>		31
<b>Bibliografia</b>		34

## INTRODUZIONE

Col presente progetto si analizzerà il comportamento di un amplificatore di tipo push-pull complementare. La bassa impedenza di uscita, l'elevata dinamica del segnale di uscita e l'elevato rendimento di potenza che si richiedono normalmente ad uno stadio finale di un amplificatore giustificano l'esigenza di usare questo elemento circuitale per tali fini, in quanto pur essendo possibile ottenere una bassa impedenza di uscita con un transistor a collettore comune, per avere anche un'elevata dinamica con questo elemento circuitale, occorre sacrificare molto il rendimento.

A titolo di esempio si osservi questo semplice circuito a collettore comune:



**Figura 1:** *amplificatore a collettore comune*

nell'ipotesi che sia  $R_L = 100\Omega$  e si voglia ottenere una dinamica di uscita di  $\pm 10V$  (le alimentazioni sono fissate a 12V), occorre dimensionare la resistenza R con un opportuno valore. Quando la tensione di uscita è negativa, R è percorsa dalla somma della corrente  $I_L$ , che fluisce in senso contrario a quello indicato in figura, più la corrente di emettitore  $I_E$ . All'estremo inferiore della dinamica ( $V_o = -10V$ ), applicando la legge di Kirckkoff delle tensioni, si ha che  $V_{EE} - V_R - V_o = 0$ , cioè avendo indicato con  $V_R$  la tensione ai capi della resistenza di emettitore, si ha che su R devono cadere 2V. Ma in queste condizioni il transistor è interdetto essendo la tensione  $V_{BE} < 0$  e la tensione  $V_{CB} > 0$ , e quindi la corrente di emettitore si può considerare nulla, e si giunge così alle seguenti uguaglianze:

$$I_L = -\frac{V_o}{R_L} = -\frac{10V}{100\Omega} = \mathbf{-100mA}$$

$$V_{EE} - I_L R - V_o = 0 \quad (\text{con } I_E = 0)$$

così si ricava il valore di R:

$$\mathbf{R = 20\Omega}$$

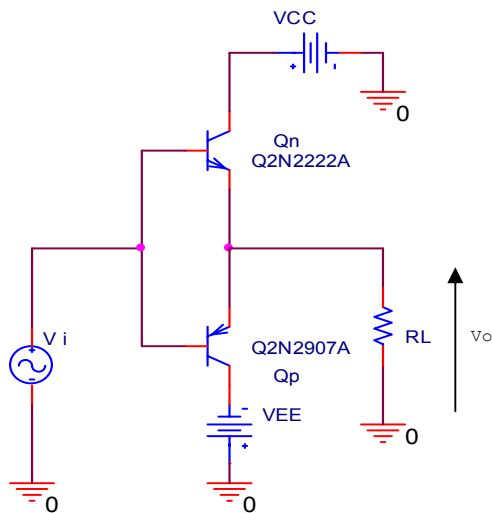
quando la tensione di uscita invece è positiva ( $V_o = +10V$ ), il transistor fornisce corrente sia al carico che a R, in  $R_L$  passerà una corrente di 100mA ma in R una corrente di ben 1.1A:

$$I_L = \frac{V_o}{R_L} = \frac{10V}{100\Omega} = \mathbf{100mA}$$

$$V_{EE} - (I_L + I_E)R + V_o = 0 \Rightarrow \mathbf{I_R = (I_L + I_E) = \frac{V_{EE} + V_o}{R} = 1.1A}$$

La resistenza  $R$  è indispensabile quando la tensione di uscita è negativa, in quanto assorbe corrente dal carico, tuttavia la sua presenza è scomoda per tensioni di uscita positive, dove si è dimostrato un grande spreco di corrente che rende molto basso il rendimento del circuito.

I problemi di rendimento testé introdotti vengono corretti sfruttando il funzionamento complementare dei transistori *nnp* e *pnnp*, elementi fondamentali di un circuito in configurazione push-pull, il cui nome è conseguenza appunto dall'operazione di "aspirazione" (pull) e "pompaggio" (push) di corrente da e verso il carico ottenuta proprio tramite i due transistor a giunzione, come ad esempio un Q2N2222a (*nnp*) e un Q2N2907A (*pnnp*) mostrati in figura 2:



In assenza di segnale i due BJT sono entrambi interdetti, mentre quando sono in conduzione si comportano come un normale stadio *a collettore comune*. Durante la semionda positiva ( $v_i > 0$ ) entra in funzione il transistor  $Q_1$  e  $Q_2$  è interdetto, al contrario durante la semionda negativa ( $v_i < 0$ ) la polarizzazione è tale che  $Q_1$  è interdetto e si attiva  $Q_2$  (*complementarietà dell'amplificatore*).

C'è da notare però che per  $-0.7V \leq v_i \leq 0.7V$ , cioè per  $v_i < V_{BE(Qn, Qp)}$ , nessuno dei due BJT conduce. Graficamente quindi il segnale di uscita proporrà l'andamento riportato nelle figure sottostanti:

Figura 2: push-pull complementare di classe B

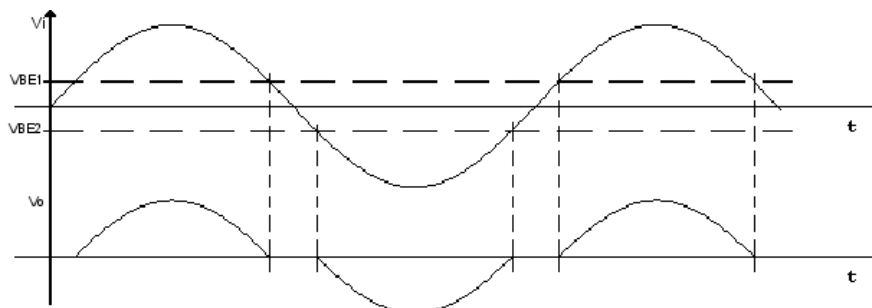


Figura 3: fenomeno di distorsione di cross-over

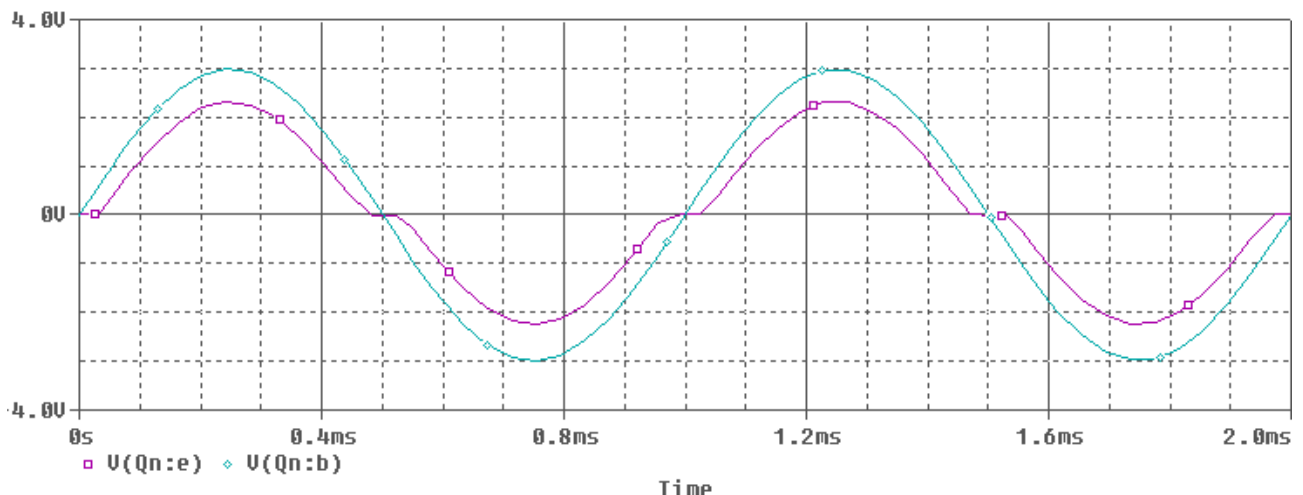


Figura 4: l'identico fenomeno osservato dalla simulazione con SPICE

Si osserva allora un fenomeno di distorsione detto di *cross-over*, rilevante se il segnale di ingresso ha un'ampiezza picco-picco poco elevata, cioè confrontabile con il valore di  $V_{BE}$ . Per eliminarla è quindi opportuno aggiungere una batteria (fig. accanto) la cui d.d.p. è pari a  $V_{BE1}$  sulla base di  $Q_n$  e pari a  $V_{BE2}$  sulla base di  $Q_p$ . Questo tipo di amplificatore il cui la distorsione di *cross-over* è eliminata viene detto amplificatore di **classe AB**, la cui caratteristica è che i due transistor funzionano in zona attiva anche per bassi valori della tensione di ingresso ( $v_i \approx 0$ ). Una piccola variazione positiva di  $v_i$  porterà in funzione  $Q_n$ , al contrario una variazione negativa porterà a condurre  $Q_p$ .

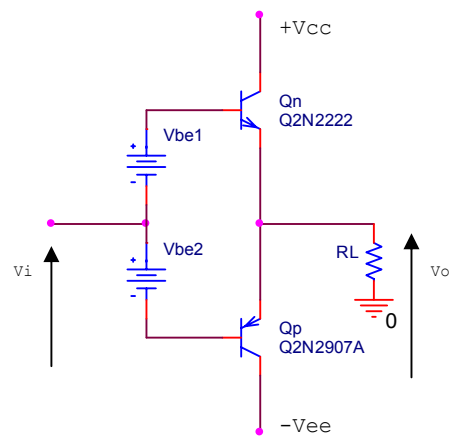


Figura 5: amplificatore push-pull di classe AB

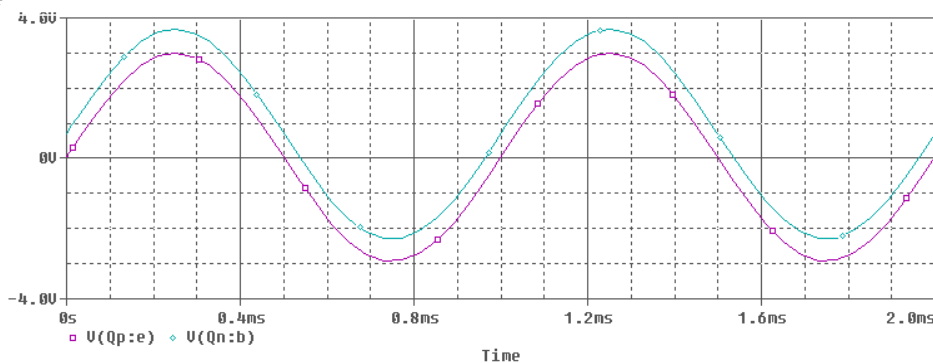


Figura 6: in un amplificatore di classe AB si può notare l'assenza del fenomeno di distorsione

Poiché la caduta di tensione alla base di ciascun transistor è pari alla c.d.t. ai capi di un diodo, è possibile utilizzare in luogo delle batterie, due diodi al silicio (fig.7) che vengono polarizzati per mezzo di una resistenza che fornisce la corrente di riposo  $I_Q$  che garantisce la conduzione dei diodi, compensando così le tensioni di soglia dei due BJT, e assicurando che per ogni valore di  $v_i$ , almeno uno di essi sia in conduzione. La presenza delle resistenze  $R_{E1}$  e  $R_{E2}$  (di valore molto piccolo in modo che non pregiudichino la bassa impedenza di uscita che desideriamo e che non diminuiscano la dinamica dell'amplificatore) su ogni emettitore fanno sì che nel caso in cui  $V_{D1} > V_{BE1}$  e  $V_{D2} > V_{BE2}$ ,  $Q_1$  e  $Q_2$  evitino di bruciarsi, essendo entrambi in conduzione e venendosi a creare un corto circuito tra le due alimentazioni.

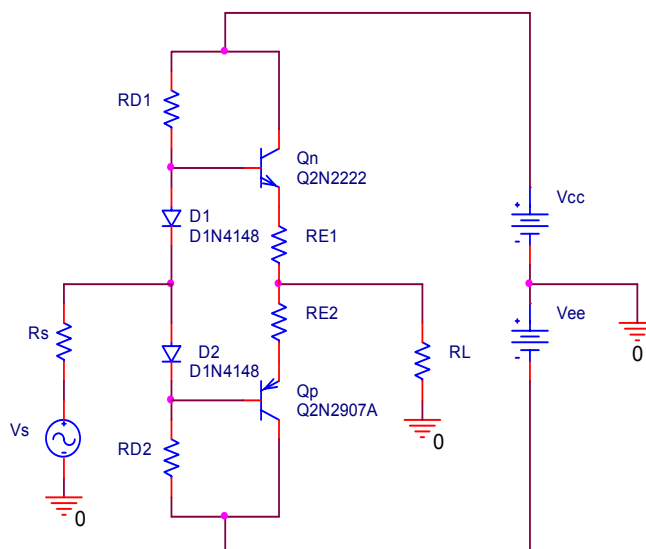
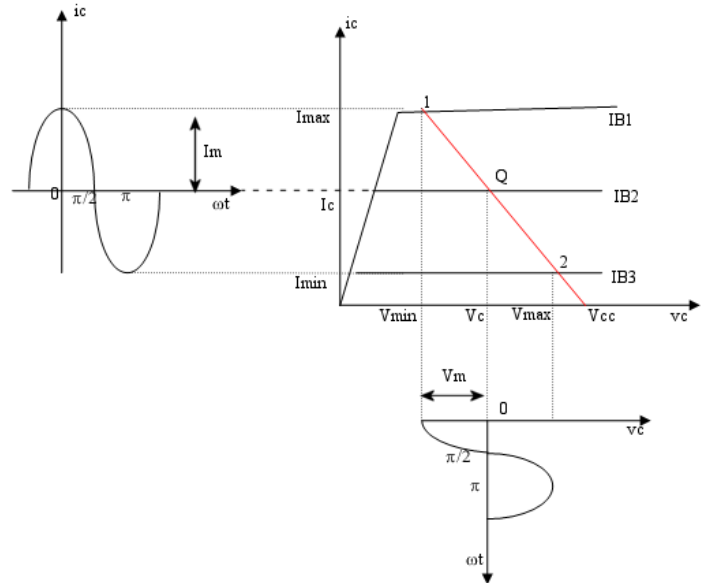
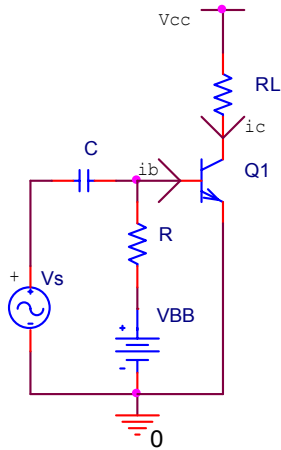


Figura 7: amplificatore push-pull con polarizzazione a diodi

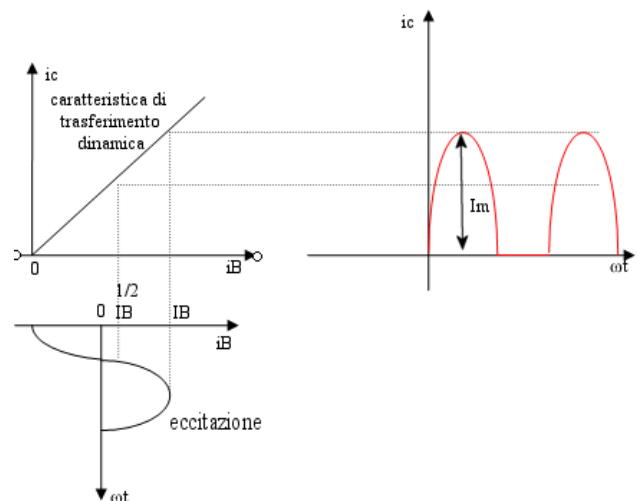
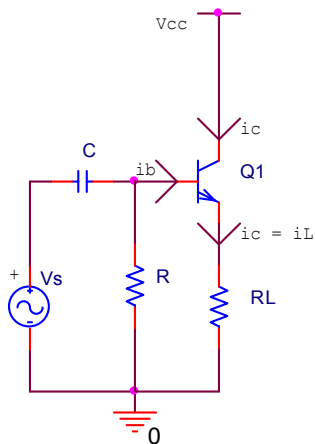
**NOTA:**

È bene a questo punto fare una distinzione sulla classificazione degli amplificatori, che a seconda del tipo di polarizzazione vengono detti di classe A, B, AB o C.

- in un amplificatore di classe **A** il punto di lavoro e il segnale di ingresso sono tali da farlo funzionare essenzialmente in un tratto lineare delle sue caratteristiche;



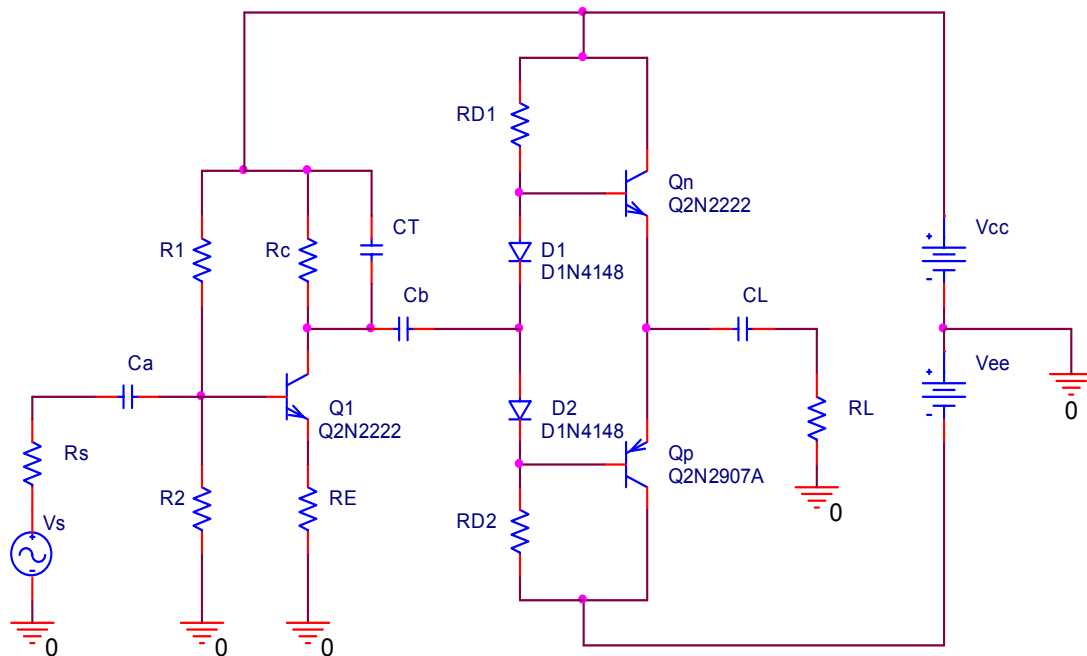
- in un amplificatore di classe **B** il punto di lavoro è posto ad un estremo delle caratteristiche in modo che la potenza assorbita a riposo sia molto piccola (essendo agli estremi delle caratteristiche o la corrente o la tensione nulla). In figura sotto ad es. essendo  $V_{BB}=0$  la corrente di riposo  $I_C=0$ . Se il segnale di ingresso è sinusoidale si ha amplificazione solo per metà del ciclo, cioè per un semiperiodo se la corrente di riposo del circuito è nulla tale rimarrà per metà periodo anche la corrente di segnale (per questo motivo si preferisce l'utilizzo combinato di due transistor complementari in modo da riproporre una forma sinusoidale anche in uscita)



- in un amplificatore di classe **AB** il funzionamento è intermedio rispetto a quanto definito nei due punti precedenti, e il segnale di uscita sarà nullo per un tempo inferiore ad un semiperiodo del segnale di eccitazione sinusoidale
- in un amplificatore di classe **C** il punto di lavoro è scelto in modo che la corrente o la tensione di uscita sia nulla per più di metà periodo del segnale sinusoidale di ingresso

## ANALISI E PROGETTO DI AMPLIFICATORE A STADIO FINALE PUSH-PULL - SPECIFICHE DI PROGETTO -

Il progetto dell'amplificatore inizia fissando il guadagno finale  $A_V = 4$ , la corrente di collettore  $I_C = 1mA$ , con una tensione di alimentazione  $V_{CC} (-V_{EE}) = 12V$  e un carico  $R_L$  di  $8\Omega$  avendo intenzione di applicare all'amplificatore un altoparlante. I transistor impiegati nello stadio finale sono un  $Q2N2222A$  (*nnp*) e un  $Q2N2907A$  (*pnp*), mentre i diodi impiegati per eliminare la distorsione di cross-over sono due  $D1N4148$ . Quando  $Q_n$  o  $Q_p$  sono in funzione a seconda che il segnale di ingresso sia maggiore o minore di zero, ognuno dei due BJT si comporta da amplificatore a *collettore comune*. Come primo stadio scegliamo un amplificatore ad *emettitore comune* realizzato con un transistor  $Q2N2222A$  (*nnp*), pertanto avremo il seguente modello, dove il condensatore  $C_T$  è sfruttato per limitare la frequenza di taglio superiore a  $20kHz$  per evitare che l'ampiezza di banda eccessiva causi un elevato rumore, mentre  $C_a$  e  $C_b$  e  $C_L$  incidono sulla frequenza di taglio inferiore che fissiamo a  $20Hz$ :



**Figura 8:** *amplificatore a due stadi (emettitore comune e push-pull)*

Lo studio di un amplificatore in questa configurazione può avvenire per gradi, favorita anche dalla possibilità di separare l'analisi dei due stadi in continua, comportandosi in questo caso i condensatori da circuiti aperti. È inoltre possibile derivarne in questa situazione i valori delle resistenze.

In un secondo momento sarà possibile proseguire l'analisi in alternata, valutando infine la banda passante e verificando che essa sia compresa nei limiti fissati in precedenza con la frequenza di taglio inferiore e superiore.

Lo studio del progetto procederà confermando passo passo la correttezza dei dati ricavati analiticamente tramite simulazione ottenuta con il software di elettronica ORCAD-PSPICE.

## DIMENSIONAMENTO DELLO STADIO FINALE (PUSH-PULL)

Nello stadio finale, la presenza del condensatore sul carico si rende necessaria qualora il valore di  $R_L$  fosse molto piccolo (come il caso posto in progettazione di un altoparlante come carico di impedenza di soli  $8\Omega$ ), tuttavia esso permette di fare a meno delle resistenze di emettitore in quanto fa sì che gli emettitori dei due BJT non vengano a trovarsi in corto circuito. Ricordando che i due transistor sono complementari e con caratteristiche simili, con le dovute semplificazioni possiamo considerare senza perdere la correttezza dei dati trovati, uno solo di essi. Infatti si ha applicando la LKT alle maglie:

$$V_{CC} + V_{EE} - V_{D1} - I_{R1}R_{D1} - I_{R2}R_{D2} - V_{D2} = 0$$

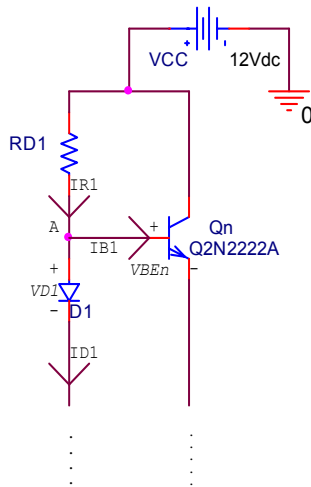
$$V_{D1} + V_{D2} = V_{BE_n} + V_{BE_p}$$

dove le tensioni  $V_{BE_n}$  e  $V_{BE_p}$ , sono rispettivamente le tensioni base-emettitore dei transistor  $Q_n$  e  $Q_p$ . Essendo  $|V_{CC}| = |V_{EE}|$ ,  $V_{D1} = V_{D2}$ ,  $V_{BE_n} = V_{BE_p}$  e  $R_{D1} = R_{D2}$ , avendo impiegato due diodi identici e due transistor dalle caratteristiche simili, si ha:

$$2V_{CC} - 2V_{D1} - 2I_{R1}R_{D1} = 0 \quad \Leftrightarrow \quad I_{R1}R_{D1} = V_{CC} - V_{D1}$$

$$2V_{D1} = 2V_{BE_n} \quad \Leftrightarrow \quad V_{D1} = V_{BE_n}$$

quindi semplificando si può considerare un solo transistor e ricavare i seguenti dati:



**Figura 9:** essendo i due BJT complementari è possibile dall'analisi di uno solo di essi ricavare il comportamento di entrambi

dalla LKC al nodo A, si ha:

$$I_{R1} = I_{D1} + I_{B1}$$

inoltre valgono le relazioni fondamentali:

$$I_{B1} = \frac{I_{E1}}{1 + \beta}$$

$$I_{E1} \approx I_{C1} = 1\text{mA}$$

mentre dai data-sheet di evince che:

$$I_{D1} = 5\text{mA} \quad (\text{per } V_{D1} = 0.7\text{V})$$

quindi ricaviamo infine:

$$I_{R1} = I_{D1} + \frac{I_{C1}}{1 + \beta_{Qn}} \approx 5\text{mA}$$

Una volta nota la corrente  $I_{R21}$ , dall'applicazione della LKT, considerando che  $V_{D1} = 0.7\text{V}$ , si può ricavare il valore della resistenza  $R_{21}$ :

$$R_{D1} = R_{D2} = \frac{V_{CC} - V_{D1}}{I_{R1}} = 2.26\text{k}\Omega$$



I dati trovati per via analitica vengono sostanzialmente confermati dalla simulazione con SPICE:

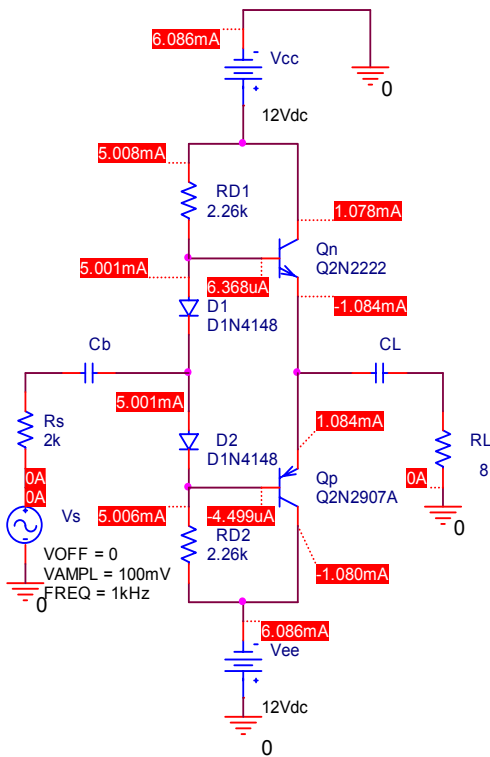


Figura 10: valori delle correnti nel push pull

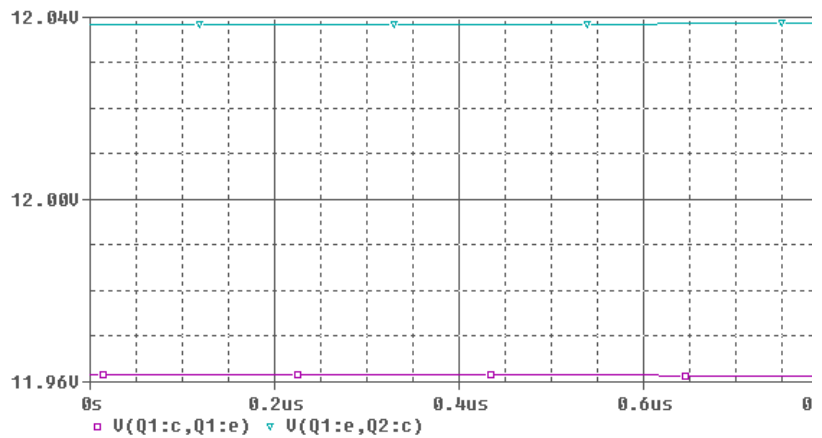


Figura 11: In figura è rappresentato il valore della tensione  $V_{CE}$ . Per valori grandi (piccoli) di  $v_i$  il transistor  $Q_1$  ( $Q_2$ ) satura, per cui la max (min) tensione positiva (negativa) di ogni transistor sarà:

$$V_{CE(max)} = V_{CC} - V_{CE1(sat)} \approx V_{CC}$$

$$(V_{CE(min)} = -V_{CC} - V_{CE2(sat)})$$

questo risultato è anche consistente con quanto detto sugli amplificatori di classe B e AB circa la determinazione della corrente o tensione di lavoro posti agli estremi delle caratteristiche di uscita

In figura 10 accanto i valori delle correnti che corrispondono ai valori imposti in fase di progettazione.

In alternata invece, i condensatori vengono sostituiti da cortocircuiti ed entrambi i transistor funzionano in zona attiva essendo un amplificatore di classe AB. Tuttavia nell'ipotesi di considerare il segnale di ingresso  $v_i > 0$ , il transistor  $Q_n$  fornisce una certa corrente  $i_n$  mentre il transistor  $Q_p$  fornisce una corrente molto piccola (al contrario se fosse  $v_i < 0$ ). Si può capire meglio questo fenomeno osservando la figura 12, ricordando che i due BJT hanno caratteristiche simili, e analizzando le seguenti relazioni:

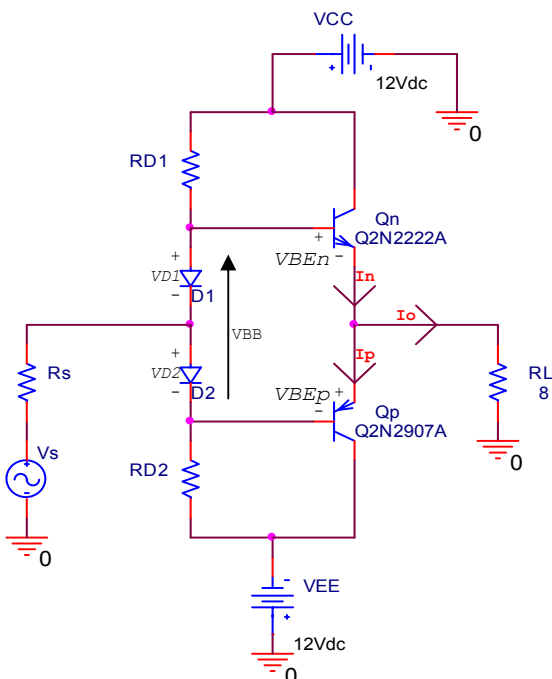


Figura 12: effetto di tensioni e correnti

essendo le giunzioni B-E assimilabili ad un diodo a giunzione, la corrente che le attraversa si può così esprimere:

$$I_n = I_p \equiv I_Q = I_S e^{V_{BE_n}/V_T} = I_S e^{V_{BE_p}/V_T}$$

una piccola tensione positiva di ingresso  $v_i > 0$  porterà a condurre maggiormente il transistor  $Q_n$  e debolmente il transistor  $Q_p$ , e di conseguenza il carico sarà percorso da una corrente

$$I_n = I_p + I_o$$

ma al crescere di  $I_n$  aumenta anche  $V_{BE_n}$  (essendo  $V_{BE_n} = V_T \ln(I_n/I_S)$ ) e perciò essendo

$$V_{BE_n} + V_{BE_p} = V_{BB}$$

segue che per mantenere l'uguaglianza precedente deve diminuire  $V_{BE_p}$  e di conseguenza  $I_p$ . In conclusione la corrente  $I_o$  per  $v_i > 0$  si può considerare generata dal solo transistor  $Q_n$

Analizzando il modello per piccolo segnale del circuito di figura 12, sostituendo i diodi con le rispettive *resistenze differenziali*, ai due transistor il modello a parametri ibridi, e portando a massa le tensioni  $V_{CC}$  e  $V_{EE}$  otteniamo il circuito di figura 13.

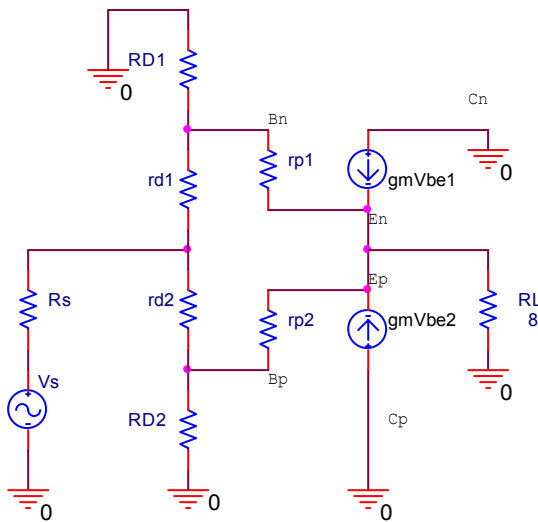


Figura 13: circuito a parametri ibridi

La resistenza differenziale  $r_d$ , essendo  $\eta = 2$  per diodi al silicio, e  $V_T = 25 mV$ , vale:

$$r_{di} = \frac{\eta V_T}{I_{DQ}} = 10\Omega \quad (i = 1,2)$$

dato il valore estremamente piccolo si possono approssimare con dei corto circuiti, mentre nell'ipotesi che  $v_i > 0$ , la corrente di uscita è fornita da  $i_n$ , quindi si può rimuovere il generatore pilotato di corrente  $g_m V_{be2}$ . Nel modello inoltre non sono contemplate le resistenze  $r_0$ , in quanto a causa del loro valore particolarmente elevato (dal data-sheet risulta di circa  $76.5k\Omega$ ) si possono elidere venendosi a trovare in parallelo col carico di appena 8 ohm. Con queste approssimazioni la resistenza  $r_{\pi1}$  viene a trovarsi in parallelo con  $r_{\pi2}$  e lo stesso accade per le resistenze  $R_{Di}$  ( $i=1,2$ ).

Dal data-sheet è possibile ricavare i valori dei parametri del modello per piccolo segnale, si ottiene così:

$$\beta_0 = 255.9$$

$$g_m = \frac{I_c}{V_T} = 0.04 \quad (\text{con } V_T \approx 25mV)$$

$$r_{\pi} = \frac{\beta}{g_m} \approx 6.4k\Omega$$

(tali valori varranno anche nel seguito del progetto essendo questo amplificatore realizzato anche per gli altri stadi con il transistor Q2N2222)

indicando con  $R_D$  il parallelo che si viene a creare tra  $R_{D1}$  e  $R_{D2}$  si ottiene il seguente modello per piccolo segnale, con  $r_{\pi} = r_{\pi1} \parallel r_{\pi2} = 3.2k\Omega$  e  $R_D = R_{D1} \parallel R_{D2} = 1.13k\Omega$ :

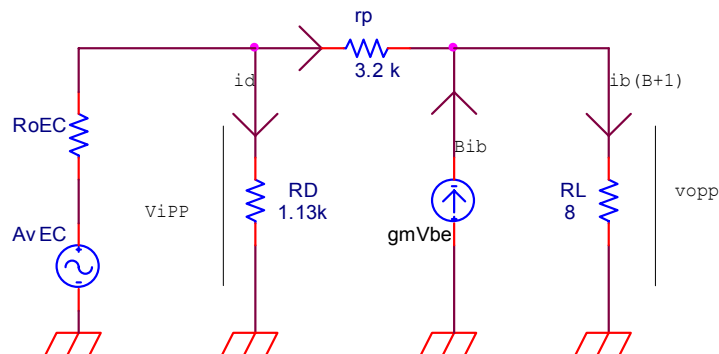


Figura 14: modello per piccolo segnale del circuito precedente. In ingresso si è sostituito al generatore di segnale  $V_s$  e la relativa resistenza, il guadagno e le resistenze di uscita del primo stadio a emettitore comune

Con i dati ricavati e osservando il modello per piccolo segnale di figura 14 è ora possibile calcolare il *guadagno di tensione*  $A_{VPP}$  del push-pull:

$$A_{VPP} = \frac{V_{opp}}{V_{ipp}}$$

possiamo ricavare  $v_{opp}$  dalla LKT:

$$v_{opp} = v_{ipp} - r_{\pi} i_b \Rightarrow A_{VPP} = \frac{v_{opp}}{v_{ipp}} = \frac{v_{ipp} - r_{\pi} i_b}{v_{ipp}} = 1 - \frac{r_{\pi} i_b}{v_i}$$

ora essendo

$$v_{ipp} = v_{opp} + r_{\pi} i_b \quad \text{con} \quad v_{opp} = R_L (\beta + 1) i_b$$

segue che

$$i_b = \frac{v_{ipp}}{r_{\pi} + (\beta + 1)R_L}$$

e quindi

$$A_{VPP} = \frac{v_{opp}}{v_{ipp}} = \frac{v_{ipp} - r_{\pi} i_b}{v_{ipp}} = 1 - \frac{r_{\pi} i_b}{v_{ipp}} = 1 - \frac{r_{\pi}}{r_{\pi} + (\beta + 1)R_L} = 0.39$$

$(A_{VPP\text{ dB}} = 20 \log A_{VPP} \approx -8.1)$

Il guadagno appena ricavato è il *guadagno intrinseco* del push-pull, la cui correttezza è confermata dalla simulazione con SPICE:

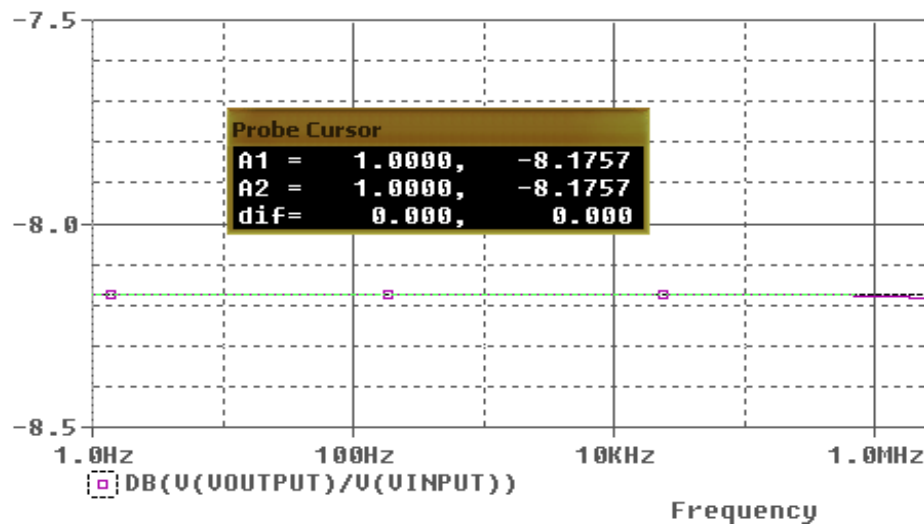
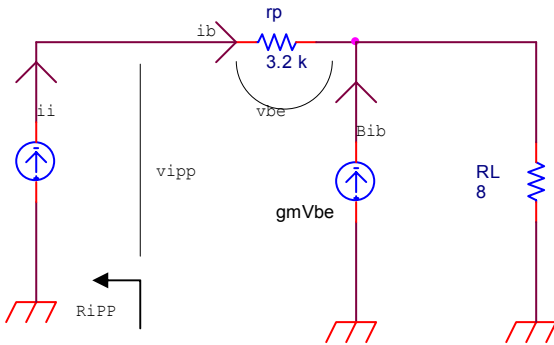


Figura 15: guadagno in decibel calcolato sul circuito di figura 13

L'analisi di questo stadio si conclude calcolando la resistenza di ingresso e di uscita, utili in seguito quando si dovrà procedere all'analisi dell'intero amplificatore per gestire le interazioni con gli stadi precedenti, nonché per determinare le capacità dei condensatori che determinano le frequenze di taglio.

La **resistenza di ingresso** del push-pull può essere calcolata come il parallelo tra la resistenza  $R_D$  e la resistenza  $R_{iPP}^{(1)}$ , quest'ultima ottenuta inserendo un generatore di corrente in ingresso e trascurando inizialmente la resistenza  $R_D$ :



**Figura 16:** modello per piccolo segnale utile per il calcolo della resistenza di ingresso

applicando la LKT si ha:

$$V_{iPP} = r_{\pi} i_b + R_L (\beta + 1) i_b ;$$

$$i_i = i_b$$

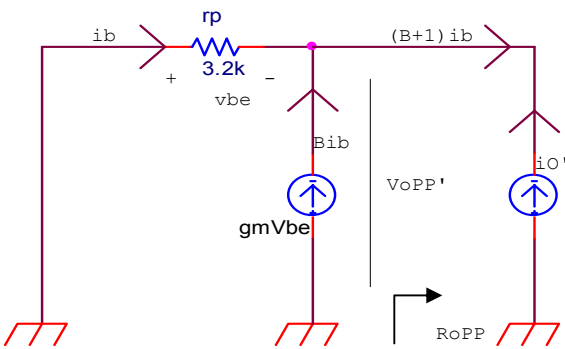
e quindi:

$$R_{iPP}^{(1)} = \frac{V_{iPP}}{i_i} = r_{\pi} + R_L (\beta + 1) = 5.2k\Omega$$

per le considerazioni precedenti si ha pertanto:

$$R_{iPP} = R_{iPP}^{(1)} \parallel R_D \approx 920\Omega$$

Le **resistenza di uscita**  $R_{oPP}$  è calcolata cortocircuitando l'ingresso (che cortocircuita di conseguenza anche al resistenza  $R_D$ ) e inserendo un generatore di corrente sull'uscita e trascurando il carico  $R_L$ :



**Figura 17:** modello per piccolo segnale utile per il calcolo della resistenza di uscita

applicando la LKT si ha:

$$V_{oPP}' = -r_{\pi} i_b ;$$

$$i_o' = -(\beta + 1) i_b$$

e quindi:

$$R_{oPP} = \frac{V_{oPP}'}{i_o'} = \frac{r_{\pi}}{(\beta + 1)} \approx 12.5\Omega$$

$$R_{oPP} = 12.5\Omega$$

### OSSERVAZIONE (1)

Prima di procedere al dimensionamento del primo stadio ad emettitore comune è bene fare delle considerazioni. Pur comportandosi i due BJT del push-pull, quando sono attivi, da amplificatori a collettore comune, il guadagno ricavato, che per questo tipo di amplificatori è normalmente prossimo all'unità, risulta in realtà molto più basso ( $A_{VPP} = 0.39$ ). Ciò imporrà il progetto di un stadio iniziale con guadagno molto elevato in modo da compensare la perdita nello stato finale nonché la perdita imputabile al rapporto di partizione che si crea tra la tensione e la resistenza d'uscita del primo stadio e la tensione e resistenza di ingresso del secondo stadio.

Poiché abbiamo imposto in fase di progetto un guadagno di tensione totale  $A_{VT} = 4$ , si nota, analizzando il modello per piccolo segnale del circuito complessivo anche del primo stadio ad emettitore comune, che:

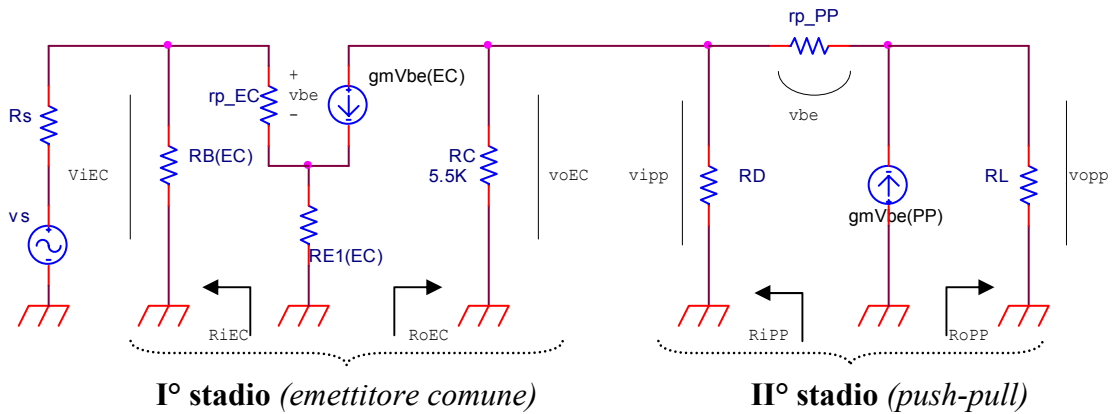


Figura 18: modello per piccolo segnale a due stadi

$$A_{VT} = \frac{V_{0pp}}{V_s} = \frac{V_{0pp}}{V_{iPP}} \frac{V_{iPP}}{V_s}$$

ma  $V_{iPP} = \frac{R_{iPP}}{R_{iPP} + R_{oEC}} V_{oEC}$

$$A_{VT} = \frac{V_{0PP}}{V_s} = \frac{R_{iPP}}{R_{iPP} + R_{oEC}} \frac{V_{0pp}}{V_{iPP}} \frac{V_{oEC}}{V_s}$$

e  $\frac{V_{oEC}}{V_s} = \frac{V_{oEC}}{V_{iEC}} \frac{V_{iEC}}{V_s}$  con  $V_{iEC} = \frac{R_{iEC}}{R_{iEC} + R_s} V_s$ , quindi:

$$A_{VT} = \frac{V_{0pp}}{V_s} = \frac{V_{0pp}}{V_{iPP}} \frac{V_{oEC}}{V_s} \frac{R_{iPP}}{R_{iPP} + R_{oEC}} = \frac{R_{iPP}}{R_{iPP} + R_{oEC}} \frac{R_{iEC}}{R_{iEC} + R_s} \frac{V_{0pp}}{V_{iPP}} \frac{V_{oEC}}{V_s}$$

essendo  $A_{VPP} = \frac{V_{0PP}}{V_{iPP}}$  e  $A_{VEC} = \frac{V_{oEC}}{V_{iEC}}$  i guadagni dei singoli stadi, sostituendo:

$$A_{VT} = \frac{R_{iPP}}{R_{iPP} + R_{oEC}} \frac{R_{iEC}}{R_{iEC} + R_s} A_{VEC} A_{VPP}$$

Se per ipotesi si verificassero le condizioni  $R_{oEC} \ll R_{iPP}$  e  $R_s \ll R_{iEC}$ , i rapporti di partizione tenderebbero all'unità, ed inoltre essendo  $A_{VPP} = 0.39$ , avremmo:

$$A_{VEC} = \frac{A_{VT}}{A_{VPP}} = \frac{4}{0.39} = 10.2$$

$$(A_{VEC(dB)}) = 20 \log A_{VEC} \approx 20.1$$

## DIMENSIONAMENTO DI UN AMPLIFICATORE A EMETTITORE COMUNE

Si può dimensionare il primo stadio ad emettitore comune partendo dal guadagno appena ricavato ( $A_{VEC} = 10.2$ ), assumendo valida l'ipotesi precedente sui rapporti di partizione, e imponendo sempre una corrente di collettore  $I_C = 1\text{mA}$  e la tensione  $V_{CE} = 6\text{V}$ , essendo interessati ad un punto di lavoro al centro delle caratteristiche di uscita. In *continua* si avrà:

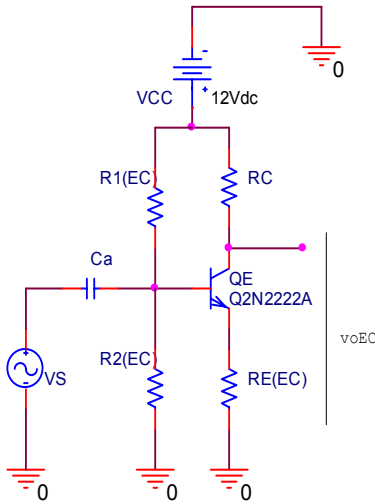


Figura 19: amplificatore ad emettitore comune

dalla maglia di uscita applicando la LKT:

$$V_{CC} - I_C R_C - V_{CE} - I_E R_{E(EG)} = 0 \quad (\text{con } I_C \approx I_E)$$

quindi:

$$R_C + R_{E(EG)} = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C} = 6\text{k}\Omega$$

poiché  $|A_{VEC}| = \frac{R_C}{R_{E(EG)}} \approx 10.2$ , ricavando  $R_C$  e sostituendola nella precedente espressione è possibile calcolare la resistenza  $R_{E(EG)}$  e di conseguenza anche il valore di  $R_C$ :

$$A_{VEC} R_{E(EG)} + R_{E(EG)} = 6\text{k}\Omega \Leftrightarrow R_{E(EG)} = \frac{6\text{k}\Omega}{A_{VEC} + 1} \approx 535\Omega$$

$$R_C = 10.2 R_{E(EG)} \approx 5.5\text{k}\Omega$$

la condizione di stabilità  $V_E = R_{E(EG)} I_E > 1$ , necessaria affinché gli sbalzi di tensione della  $V_{BE}$  dovuti della temperatura non influenzino la c.d.t su  $R_E$ , non è però verificata. Occorre pertanto inserire un'ulteriore resistenza in serie sull'emettitore, posta a sua volta in parallelo ad un condensatore che non incide sull'amplificazione in quanto nell'analisi in AC diventa un corto circuito.

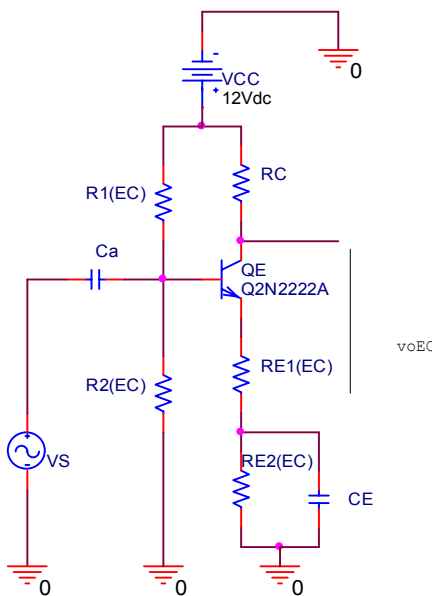


Figura 20: circuito di un amplificatore ad emettitore comune con resistenza sull'emettitore

Ponendo allora  $R_{E(EG)} = R_{E1(EG)} + R_{E2(EG)} = 1.2\text{k}\Omega$  con  $R_{E1(EG)} = 535\Omega$ , si garantisce la stabilità della polarizzazione rispetto alle variazioni termiche essendo  $V_E = I_E R_{E(EG)} = 1.2\text{V} > 1\text{V}$  ( $I_E \approx I_C = 1\text{mA}$ ). È possibile inoltre ricavare il valore di  $R_{E2(EG)}$ :

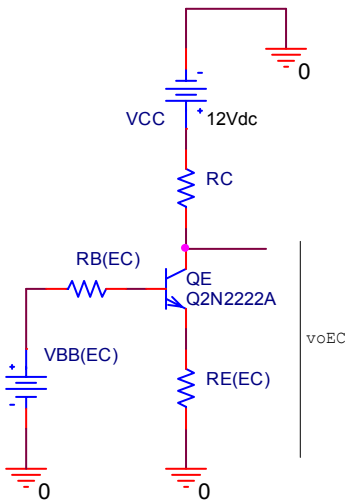
$$V_E = I_E R_{E(EG)} = 1.2\text{V} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow R_{E(EG)} = R_{E1(EG)} + R_{E2(EG)} = 1.2\text{k}\Omega \Rightarrow$$

$$\Rightarrow R_{E2(EG)} = R_{E(EG)} - R_{E1(EG)} = 665\Omega$$

In *continua*, il condensatore  $C_E$  è assimilabile ad un circuito aperto quindi si può considerare direttamente la resistenza  $R_{E(EG)} = R_{E1(EG)} + R_{E2(EG)}$  e procedere al calcolo delle resistenze  $R_{1(EG)}$  e  $R_{2(EG)}$ .

In ingresso dall'applicazione del teorema di Thevenin, si trovano le condizioni utili per ricavare il valore delle resistenze  $R_{1(EC)}$  e  $R_{2(EC)}$  :



$$V_{BB(EC)} = V_{CC} \frac{R_{2(EC)}}{R_{1(EC)} + R_{2(EC)}} \quad \text{e} \quad R_{B(EC)} = \frac{R_{1(EC)}R_{2(EC)}}{R_{1(EC)} + R_{2(EC)}}$$

dalla LKT all'ingresso e dalla condizione che rende la reazione negativa efficace si possono ricavare  $V_{BB}$  e  $R_B$  (figura 21):

$$V_{BB(EC)} = I_B R_{B(EC)} + V_{BE} + I_E R_{E(EC)} = 0 \quad \text{e} \quad R_{B(EC)} \ll R_{E(EC)}$$

si può trascurare il termine  $I_B R_B$ , in quanto  $I_B$  è di valore estremamente piccolo ( $\beta$  volte inferiore alla corrente  $I_C$ ), inoltre dal data-sheet si ricavano i valori di  $V_{BE} = 0.6V$  e  $\beta_{min} = 50$  per un transistor *npn* Q2N2222A. Con i dati fin qui ricavati si ha allora:

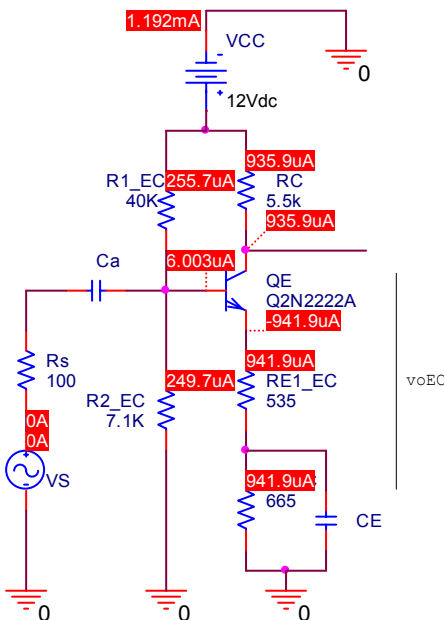
$$V_{BB(EC)} \approx 1.8V \quad \text{e} \quad R_{B(EC)} \ll R_{E(EC)} = \frac{1}{10} \beta_{min} R_{E(EC)} \approx 6k\Omega$$

**Figura 21:** in ingresso è presente ora la tensione e resistenza di Thevenin dell'ingresso precedente.

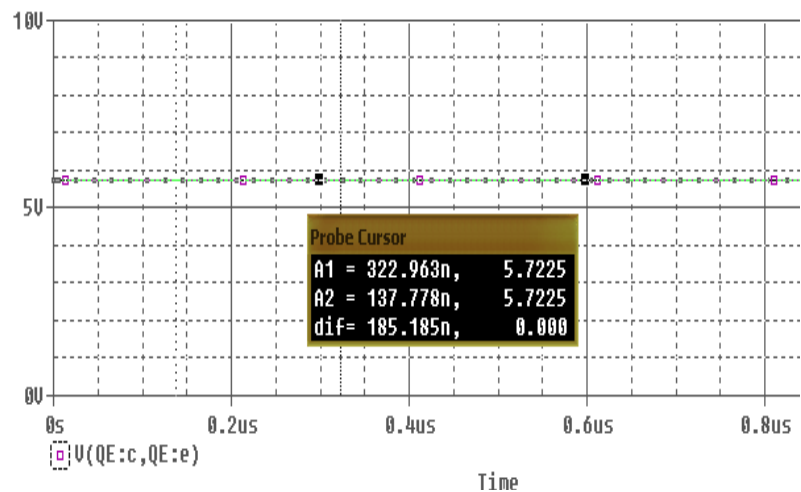
e di conseguenza è possibile ricavare il valore delle resistenze  $R_{1(EC)}$  e  $R_{2(EC)}$  :

$$R_{1(EC)} = \frac{V_{CC}}{V_{BB}} R_{B(EC)} = 40k\Omega \quad \text{e} \quad R_{2(EC)} = \frac{R_B R_{1(EC)}}{R_{1(EC)} - R_B} = 7.1k\Omega$$

Simulando con SPICE questo stadio in continua si ottengono sostanzialmente i valori di correnti e tensione fissati nel progetto:



**Figura 22:** in figura si nota che le correnti variano rispetto a quelle fissate nel progetto per meno del 7%



**Figura 23:** valore della tensione  $V_{CE}$ , e in figura 22 della corrente  $I_C \approx I_E$  approssimativamente uguali a quelli fissati in fase di progettazione. La resistenza  $R_s$  ha un valore molto piccolo per soddisfare le ipotesi precedenti sui rapporti di partizione.

Si può procedere alla determinazione adesso della resistenza di ingresso e di uscita dallo studio del modello per piccolo segnale:

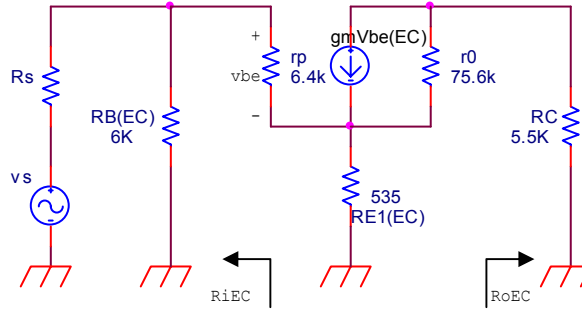


Figura 24: modello per piccolo segnale dell'amplificatore ad emettitore comune

La **resistenza di ingresso**  $R_{i(CE)}$  dell'emettitore comune, è data dal parallelo tra  $R_{B(CE)}$  e la resistenza  $R_{i(CE)}^{(1)}$ , calcolata inserendo un generatore di corrente all'ingresso e trascurando inizialmente la resistenza  $R_{B(CE)}$  come mostrato nella figura sottostante:

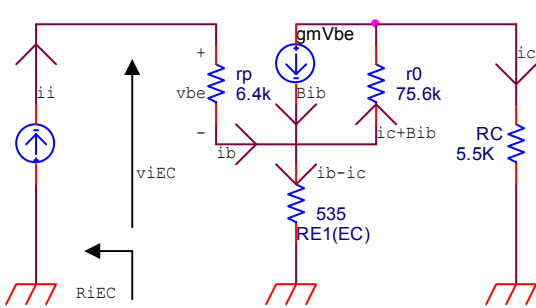


Figura 26: modello per calcolare la  $R_{i(CE)}$

essendo

$$v_{iEC} = r_{\pi} i_b + R_{E1(CE)}(i_b - i_c),$$

$$i_c = \frac{\beta r_o - R_{E1(CE)}}{(R_C + r_o + R_{E1(CE)})} i_b,$$

$$i_i = i_b$$

e quindi

$$R_{i(CE)}^{(1)} = \frac{v_{iEC}}{i_i} = r_{\pi} + \left(1 + \frac{\beta r_o - R_{E1(CE)}}{R_C + R_{E1(CE)} + r_o}\right) R_{E1(CE)} \approx 134k\Omega$$

pertanto :

$$R_{i(CE)} = R_{i(CE)}^{(1)} \parallel R_{B(CE)} \approx 5.7k\Omega$$

La **resistenza di uscita**  $R_{o(CE)}$  invece, essendo  $R_C$  il carico, è data dal parallelo tra  $R_C$  stessa e la resistenza  $R_{o(CE)}^{(1)}$ , calcolata cortocircuitando l'ingresso (che cortocircuita di conseguenza anche la resistenza  $R_{B(CE)}$ ) e inserendo un generatore di corrente sull'uscita e trascurando la resistenza  $R_C$ :

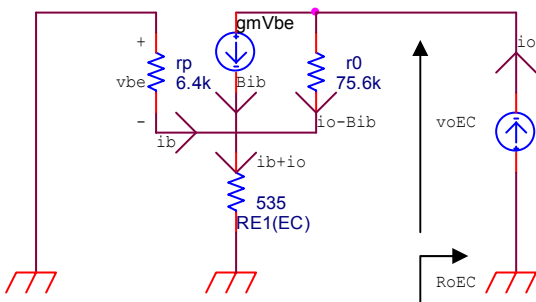


Figura 27: modello per calcolare la  $R_{o(CE)}$

dalla LKT sulla maglia di uscita si ha:

$$v_{oEC} = r_o(i_o - \beta i_b) + R_{E1(CE)}(i_o + i_b) =$$

$$= i_o(r_o + R_{E1(CE)}) - i_b(r_o\beta - R_{E1(CE)})$$

ricavando  $i_b$  con la LKT sulla maglia di ingresso

$$r_{\pi} i_b = -R_{E1(CE)}(i_o + i_b) \Rightarrow i_b = -\frac{R_{E1(CE)}}{r_{\pi} + R_{E1(CE)}} i_o$$

si arriva infine al valore della resistenza  $R_{o(CE)}^{(1)}$ :

$$v_{oEC} = i_o(r_o + R_{E1(CE)}) + \frac{R_{E1(CE)}}{r_{\pi} + R_{E1(CE)}} (r_o\beta - R_{E1(CE)}) i_o$$

$$R_{o(CE)}^{(1)} = \frac{v_{oEC}}{i_o} = r_o + R_{E1(CE)} \left( \frac{r_o\beta - R_{E1(CE)}}{r_{\pi} + R_{E1(CE)}} + 1 \right) = r_o + R_{E1(CE)} \left( \frac{r_o\beta}{r_{\pi}} + 1 \right) = \infty$$

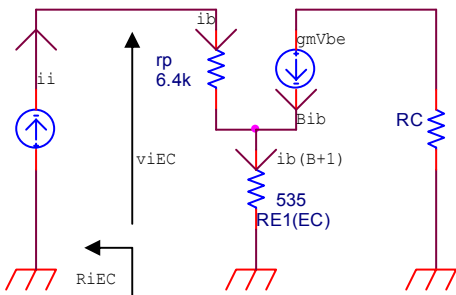


dato il valore estremamente alto della resistenza di uscita, si può considerarla infinita, inoltre nella formula precedente è stata rimossa la resistenza  $R_{E1(EC)}$  dal rapporto in parentesi in quanto molto più piccola sia di  $r_{\pi}$  che di  $r_o$ . Quindi la resistenza di uscita di questo stadio varrà:

$$\mathbf{R_{o(EC)} = R_{o(EC)}^{(1)} \parallel R_C \approx R_C = 5.5k\Omega}$$

**Nota:**

dato il suo valore molto elevato, la presenza della resistenza  $r_o$  si rende superfluo, così ad esempio il calcolo della resistenza di ingresso  $R_{i(EC)}$  effettuato trascurando gli effetti di  $r_o$ , mostra un risultato del tutto simile, quindi nel seguito questa resistenza verrà trascurata



**Figura 28:** modello per piccolo segnale privo delle resistenza  $r_o$ .

essendo

$$v_{iEC} = r_{\pi}i_b + R_{E(EC)}i_b(\beta+1) ;$$

$$i_i = i_b$$

e quindi

$$R_{i(EC)}^{(1)} = \frac{v_{iEC}}{i_i} = r_{\pi}i_b + R_{E(EC)}i_b(\beta+1) \approx 144k\Omega$$

pertanto :

$$\mathbf{R_{i(EC)} = R_{i(EC)}^{(1)} \parallel R_{B(EC)} \approx 5.7k\Omega}$$

### OSSERVAZIONE (2)

Non è possibile interfacciare direttamente questo stadio allo stadio push-pull in quanto la resistenza d'uscita di un amplificatore ad emettitore comune è elevata (in questo caso  $R_{oEC} \approx R_C = 5.5k\Omega$ ) e non soddisfa l'ipotesi da cui si è partiti per dimensionare l'emettitore comune che imponeva  $R_{oEC} \ll R_{IPP}$ .

È possibile aggirare questo problema di interfacciamento ricorrendo ad un amplificatore a collettore comune.

Le caratteristiche peculiari di tale amplificatore sono una resistenza di uscita molto bassa e un guadagno unitario, quindi inserendolo tra lo stadio iniziale ad emettitore comune e lo stadio finale push-pull, non verrebbe pregiudicato il guadagno totale cercato ed inoltre ci sarebbe la condizione ideale cercata sul rapporto di partizione con lo stadio finale.

Ovviamente si verrà a creare un nuovo rapporto di partizione tra la stadio iniziale ad emettitore comune e quello a collettore comune introdotto, quindi probabilmente sarà necessario calibrare nuovamente il guadagno del primo stadio per rientrare nelle specifiche di progetto.

Ciò sarà possibile solo dopo aver dimensionato l'elemento a collettore comune e averne verificato il guadagno, nonché le resistenza di uscita (che deve avere un valore molto basso per non incidere sul rapporto di partizione con la resistenza di ingresso del push-pull) e la resistenza di ingresso, che nel rapporto di partizione con la resistenza di uscita dell'emettitore comune determinerà il nuovo valore di  $A_{VEC}$ .

## DIMENSIONAMENTO DI UN AMPLIFICATORE A COLLETTORE COMUNE

Occorre quindi adesso dimensionare un amplificatore a *collettore comune* da inserire tra i due stadi, partendo sempre da una corrente di emettitore  $I_E \approx I_C = 1\text{mA}$  e la  $V_{CE} = 6\text{V}$  che garantisce un punto di lavoro al centro delle caratteristiche di uscita :

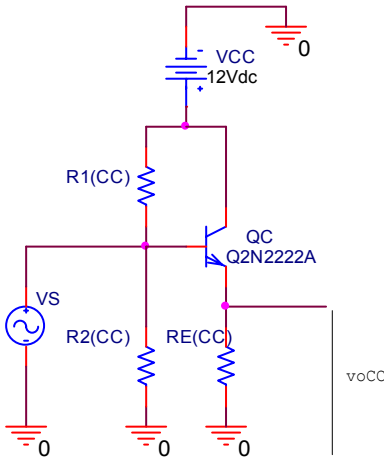


Figura 29: collettore comune

dalla maglia di uscita applicando la LKT:

$$V_{CC} - V_{CE} - I_E R_{E(CC)} = 0$$

quindi:

$$R_{E(CC)} = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C} = \mathbf{6\text{k}\Omega}$$

$$R_{B(CC)} = \frac{\beta_{\min}}{10} R_{E(CC)} \approx \mathbf{30\text{k}\Omega} \quad \text{e} \quad V_{BB} = I_B R_{B(CC)} + V_{BE} + I_E R_{E(CC)} \approx \mathbf{6.6\text{V}}$$

( $V_{BE} = 0.6\text{V}$ ,  $\beta_{\min} = 50$ , il termine  $I_B R_{B(CC)}$  è trascurato perché molto piccolo)

da cui si ha:

$$R_{1(CC)} = \frac{V_{CC}}{V_{BB}} R_{B(CC)} = \mathbf{54\text{k}\Omega} \quad \text{e} \quad R_{2(CC)} = \frac{R_{B(CC)} R_{1(CC)}}{R_{1(CC)} - R_{B(CC)}} = \mathbf{66.5\text{k}\Omega}$$

Dal modello per piccolo segnale possiamo calcolare il guadagno  $A_{VCC}$  del collettore comune e verificare che sia effettivamente prossimo all'unità:

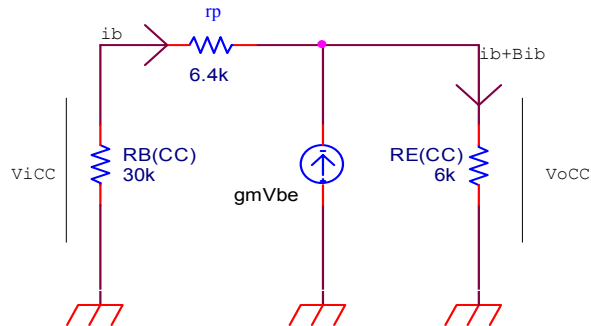


Figura 30: modello per piccolo segnale del collettore comune, in cui si è trascurata la resistenza  $r_0$  nel parallelo con  $R_{E(CC)}$  in quanto molto maggiore di quest'ultima.  $R_{B(CC)}$  è pari al parallelo tra  $R_{1(CC)}$  e  $R_{2(CC)}$  conseguenza dell'applicazione del teorema di Thevenin all'ingresso.

$$A_{VCC} = \frac{V_{oCC}}{V_{iCC}}$$

$$V_{oCC} = V_{iCC} - r_{\pi} i_b \Rightarrow A_{VCC} = \frac{V_{iCC} - r_{\pi} i_b}{V_{iCC}} = 1 - \frac{r_{\pi} i_b}{V_{iCC}}$$

$$V_{iCC} = V_{oCC} + r_{\pi} i_b \quad \text{con} \quad v_{oCC} = R_L (\beta + 1) i_b$$

da cui segue che

$$i_b = \frac{V_{iCC}}{r_{\pi} + (\beta + 1) R_{E(CC)}}$$

e quindi

$$A_{VCC} = \frac{V_{OCC}}{V_{i(CC)}} = \frac{V_{iCC} - r_{\pi} i_b}{V_{iCC}} = 1 - \frac{r_{\pi} i_b}{V_{iCC}} = 1 - \frac{r_{\pi}}{r_{\pi} + (\beta + 1)R_{E(CC)}} = 0.99$$

$$(A_{VCC\ dB} = 20 \log A_{VCC} \approx -0.09)$$

È possibile ora simulare con SPICE lo stadio a collettore comune verificare la correttezza dei dati calcolati:

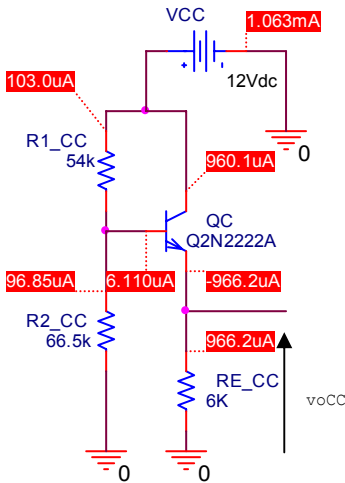


Figura 31: valori delle correnti in DC

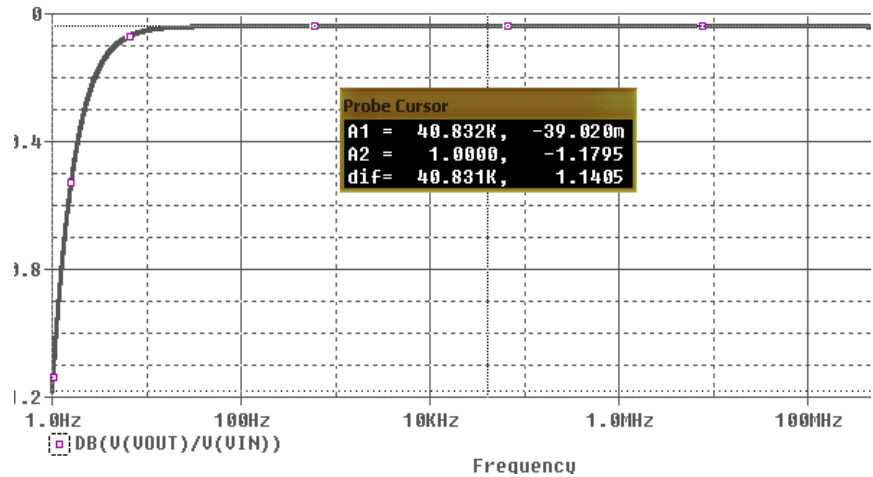


Figura 32: il guadagno in decibel dell'amplificatore a collettore comune è pari, con la simulazione con SPICE, a -0.04dB

Restano da calcolare le resistenze di ingresso e di uscita.

La **resistenza di ingresso** dello stadio a collettore comune può essere calcolata inserendo un generatore di corrente in ingresso e trascurando inizialmente la resistenza  $R_{B(CC)}$ :

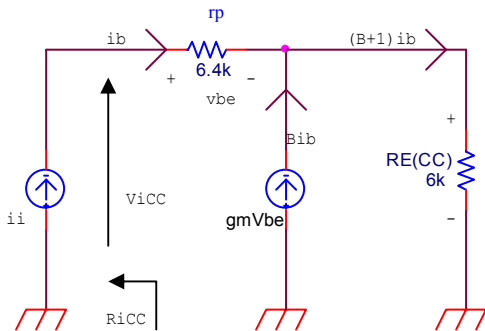


Figura 33: circuito per il calcolo della  $R_{i(CC)}$

applicando la LKT si ha:

$$V_{iCC} = r_{\pi} i_b + R_{E(CC)} i_b (\beta + 1);$$

$$i_i = i_b$$

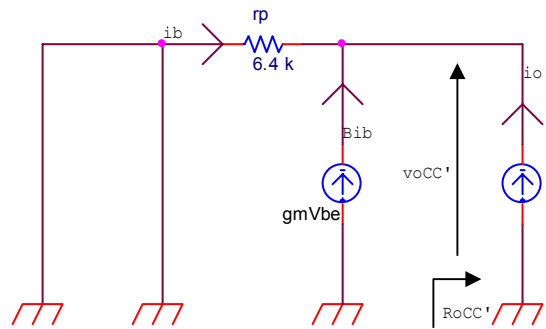
e quindi:

$$R_{i(CC)}^{(1)} = \frac{V_{iCC}}{i_i} = r_{\pi} + R_{E(CC)} (\beta + 1) = \infty$$

anche in questo caso dato il valore estremamente elevato della resistenza di ingresso, è possibile considerarla infinita e quindi nel parallelo con  $R_{B(CC)}$ , si può tenere in considerazione solo quest'ultima resistenza:

$$R_{i(CC)} = R_{i(CC)}^{(1)} \parallel R_{B(CC)} \approx R_{B(CC)} = 30k\Omega$$

La **resistenza di uscita** è calcolata adesso tenendo presente che l' amplificatore a collettore comune in questo caso viene impiegato come adattatore di impedenza tra diversi stadi, la resistenza di uscita  $R_{oCC}$ , sarà allora il parallelo tra la resistenza  $R_{oCC}^{(1)}$  e il carico  $R_{E(CC)}$ .



**Figura 34:** resistenza di uscita vista col modello per piccolo segnale

applicando la LKT si ha:

$$\begin{aligned} v_{oCC'} &= -r_{\pi} i_b ; \\ i_o' &= -(\beta+1) i_b \end{aligned}$$

e quindi:

$$R_{oCC}^{(1)} = \frac{v_{oCC'}}{i_o'} = \frac{r_{\pi}}{(\beta+1)} \approx 25\Omega$$

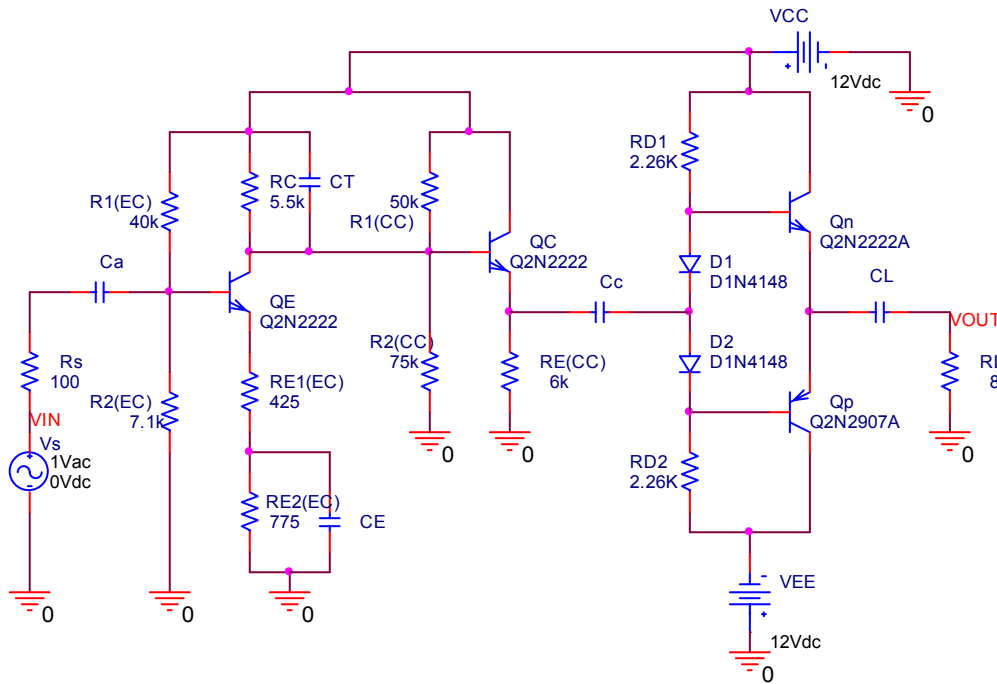
Si può quindi constatare il basso valore della resistenza di uscita, in quanto sebbene vada calcolato il parallelo tra  $R_{oCC}$  e  $R_{E(CC)}$ , il valore elevato di quest'ultima resistenza fa sì che si possa approssimare il risultato con le poche decine di ohm di  $R_{oCC}^{(1)}$ .

$$\mathbf{R_{oCC} = R_{oCC}^{(1)} \parallel R_{E(CC)} \approx 25\Omega}$$

La resistenza di uscita è quindi nell'ordine delle poche decine di ohm, si può quindi procedere all'interfacciamento di questo stadio con lo stadio finale.

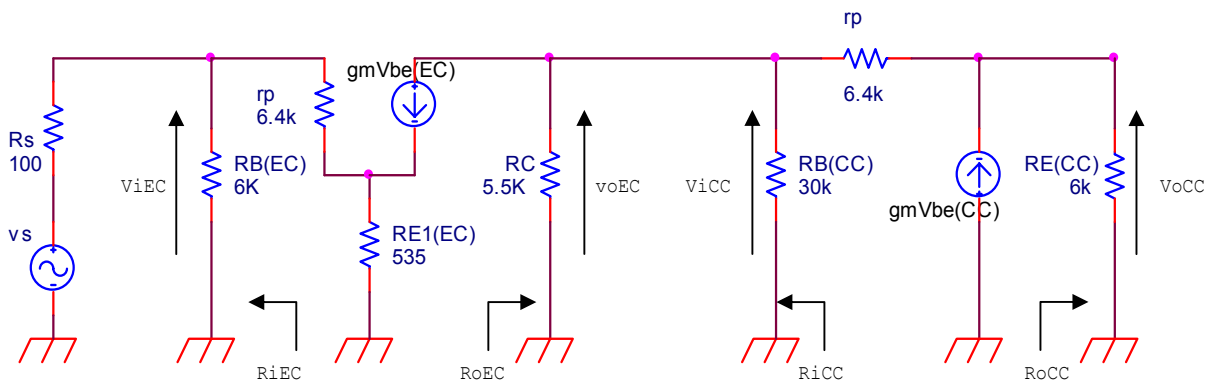
## ANALISI FINALE DI UN AMPLIFICATORE PUSH-PULL

Inserendo lo stadio a collettore comune tra quello ad emettitore comune e il push-pull si ha il seguente circuito:



**Figura 35:** Circuito completo, nel quale si rende superfluo un condensatore di accoppiamento tra l'emettitore comune e il collettore comune, in quanto l'analisi in DC con SPICE non ha evidenziato considerevoli variazioni del punto di lavoro nei due amplificatori.

tuttavia come predetto con l'osservazione (2) con questo circuito si è introdotto un rapporto di partizione tra il primo e il secondo stadio che limita il guadagno trasferito verso l'uscita  $V_{OUT}$ . Analizzando il modello per piccolo segnale possiamo calcolare il valore del rapporto di partizione creatosi tra l'emettitore comune e il collettore comune:



**Figura 36:** modello per piccolo segnale del primo e del secondo stadio

il trasferimento di tensione da uno stadio all'altro subirà una riduzione pari a:

$$V_{iCC} = \frac{R_{i(CC)}}{R_{i(CC)} + R_{o(EC)}} V_{oEC}$$

riprendendo i valori della resistenza di uscita del primo stadio e della resistenza di ingresso del secondo stadio calcolati in precedenza è possibile ricavare quanto vale questo rapporto di partizione:

$$R_{p1} = \frac{R_{i(CC)}}{R_{i(CC)} + R_{o(EC)}} \approx 0.84$$

quindi analizzando il modello per piccolo segnale dell'intero circuito di figura 35 si ha:

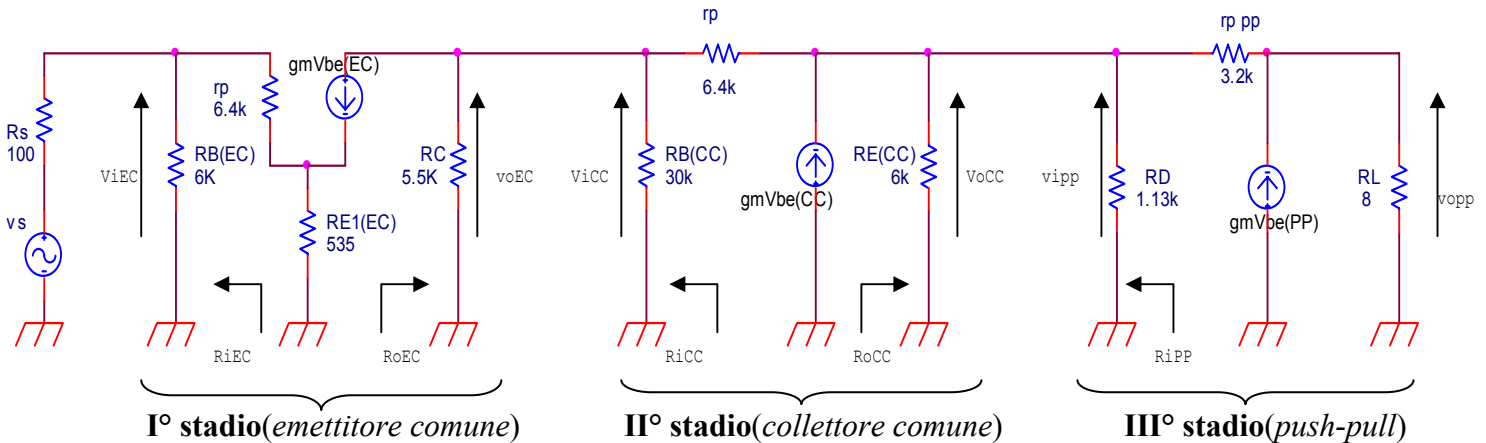


figura 37: modello per piccolo segnale del circuito comprendente i tre stadi

$$A_{VT} = \frac{V_{oPP}}{V_s} = \frac{R_{i(EC)}}{R_{i(EC)} + R_s} \frac{R_{i(CC)}}{R_{i(CC)} + R_{o(EC)}} \frac{R_{i(PP)}}{R_{i(PP)} + R_{o(CC)}} \frac{V_{oEC}}{V_{iEC}} \frac{V_{oCC}}{V_{iCC}} \frac{V_{oPP}}{V_{iPP}}$$

valendo le seguenti identità:

$$\frac{V_{oEC}}{V_{iEC}} = A_{VEC}, \quad \frac{V_{oCC}}{V_{iCC}} = A_{VCC} \approx 0.99, \quad \frac{V_{oPP}}{V_{iPP}} = A_{VPP} \approx 0.39, \quad \frac{R_{i(EC)}}{R_{i(EC)} + R_s} = R_{p1} \approx 0.98, \quad \frac{R_{i(CC)}}{R_{i(CC)} + R_{o(EC)}} = R_{p2} \approx 0.84,$$

$$\frac{R_{i(PP)}}{R_{i(PP)} + R_{o(CC)}} = R_{p3} \approx 0.97$$

per ottenere un guadagno totale  $A_{VT} = 4$ , occorre incrementare il guadagno del primo stadio verso un nuovo valore pari a:

$$A_{VEC} = \frac{A_{VT}}{R_{p1}R_{p2}R_{p3}A_{VCC}A_{VPP}} \approx 13.3$$

(con  $R_{pi}$  ( $i=1,2,3$ ) si è indicato i rapporto di partizione esistenti tra i tre stadi)

andando quindi ad agire sul primo stadio ad emettitore comune, conservando la resistenza di uscita ( $R_{o(EC)} = R_C = 5.5k\Omega$ ) precedentemente calcolata in modo da non mutare il rapporto di partizione  $R_{p2}$  già ricavato, occorre mutare il valore di  $R_{E1(EC)}$  per aggiornare il guadagno  $A_{VEC}$ :

$$|A_{VEC}| = 13.3 = \frac{R_C}{R_{E1(EC)}} \Leftrightarrow R_{E1(EC)} \approx 410\Omega \Rightarrow R_{E2(EC)} = R_{E(EC)} - R_{E1(EC)} = 790\Omega$$

Con le modifiche apportate l'amplificatore oggetto dell'analisi dovrebbe presentare un guadagno finale  $A_{VT} = 4$ , che in decibel da:  $A_{VT\ dB} = 20 \log A_{VT} \approx 12$ . Riproponendo il circuito completo con i valori aggiornati del primo stadio e verificando con SPICE che il guadagno sia quello desiderato si ha:

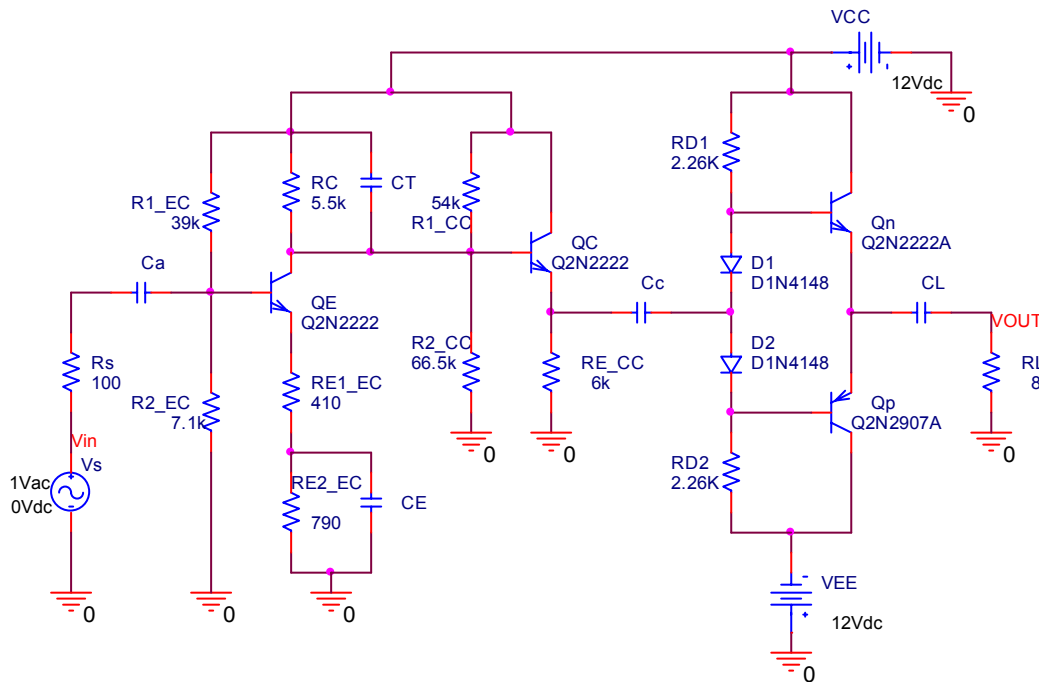


Figura 38: circuito con i valori aggiornati delle resistenze di emettitore del primo stadio

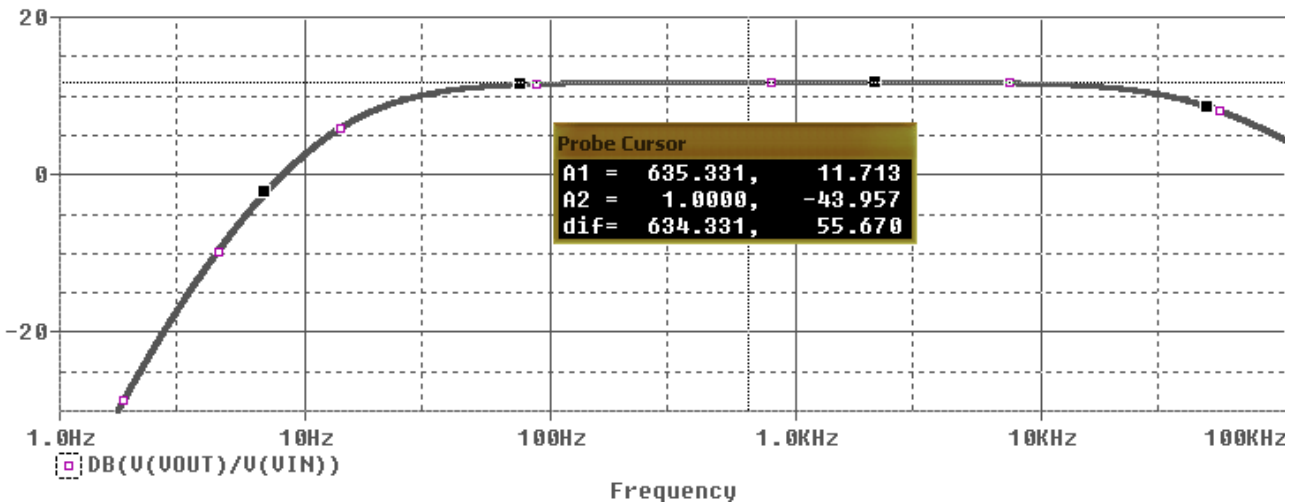


Figura 39: il guadagno a centro banda del circuito di figura 38 ha mostrato un valore prossimo a quello cercato

Considerate le diverse approssimazioni che si sono fatte in fase di calcolo dei valori precedenti, il risultato ottenuto con SPICE per il guadagno a centro banda è sostanzialmente corretto.

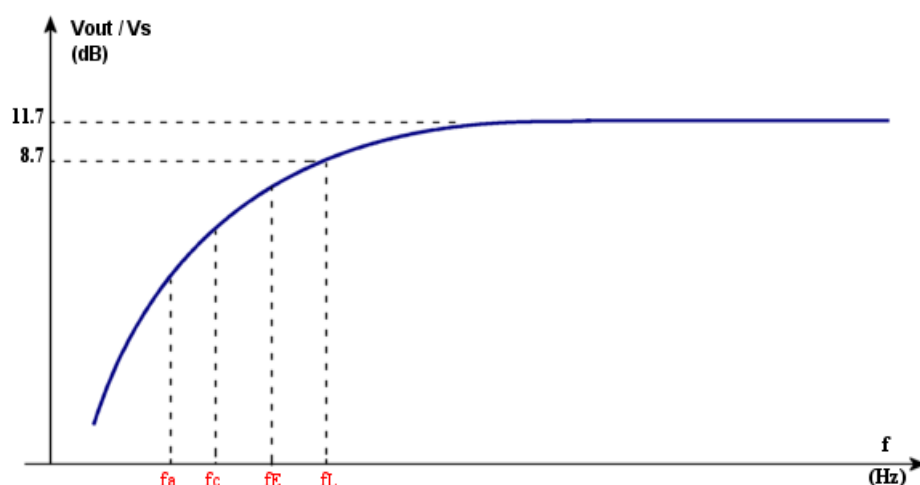
## CALCOLO DELLE FREQUENZE DI TAGLIO

Restano da verificare i limiti di banda di questo amplificatore utilizzando i metodi **SCTC** per determinare la frequenza di taglio inferiore (fissata a 20Hz) e il metodo **OCTC** per determinare la frequenza di taglio superiore (fissata a 20kHz). Essendo il guadagno a centro banda pari a 11.7dB tali limiti verranno cercati dove il guadagno si riduce di 3dB, ovvero intorno agli **8.7dB**.

### FREQUENZA DI TAGLIO INFERIORE

Per semplificare il dimensionamento delle capacità si impone un polo dominante, cercando di spostare tutte le altre singolarità lontane dalla frequenza di taglio. Quindi si può assumere che la frequenza di taglio inferiore sia del tutto attribuibile ad una capacità del circuito.

Da una prima analisi dell'amplificatore, si può stabilire per sommi capi che la resistenza vista dal condensatore  $C_L$  sul carico è particolarmente bassa, essendo questa la serie tra il carico stesso di appena 8 ohm e la resistenza di uscita del push-pull, bassa anch'essa comportandosi questo da amplificatore a collettore comune. Dovrebbero avere invece un valore più elevato nell'ordine, il condensatore  $C_E$  a cavallo delle resistenze di emettitore dell'ordine di qualche centinaio di ohm, il condensatore  $C_C$  che vede la serie tra la resistenza di uscita del collettore comune (bassa) e quella di ingresso del push-pull (di circa  $1k\Omega$ ) e infine il condensatore  $C_a$  che vede la serie tra la resistenza  $R_S$  e quella di ingresso dell'emettitore comune di valore molto elevato. Essendo la frequenza inversamente proporzionale alla costante di tempo  $\tau = RC$ , per capacità simili, a valori resistivi maggiori corrispondono frequenze minori. Graficamente si potrebbe riassumere questo andamento con le rispettive frequenze associate ad ogni capacità:



**figura 40:** intuitivamente i poli della funzione di trasferimento dovrebbero presentare un ordine simile. Le frequenze  $f_a$ ,  $f_c$ ,  $f_E$  e  $f_L$  sono associate rispettivamente ai condensatori  $C_a$ ,  $C_c$ ,  $C_E$  e  $C_L$

Sembra naturale quindi far ricadere il polo dominante sul condensatore  $C_L$ .

Con il metodo SCTC, quando consideriamo il condensatore  $C_L$ , le capacità proprie dei transistor (la capacità  $C_{\mu}$  e la  $C_{\pi}$ ) sono da considerarsi circuiti aperti, mentre gli altri condensatori non propri del circuito (ovvero  $C_E$ ,  $C_c$  e  $C_a$ ) come corto circuiti.

Pertanto il condensatore  $C_L$  posto tra il carico e il push-pull, vedrà la serie della resistenza di uscita di quest'ultimo con il carico stesso. Si può quindi procedere alla simulazione con SPICE per verificare il valore della resistenza vista e infine calcolare la capacità di  $C_L$ .



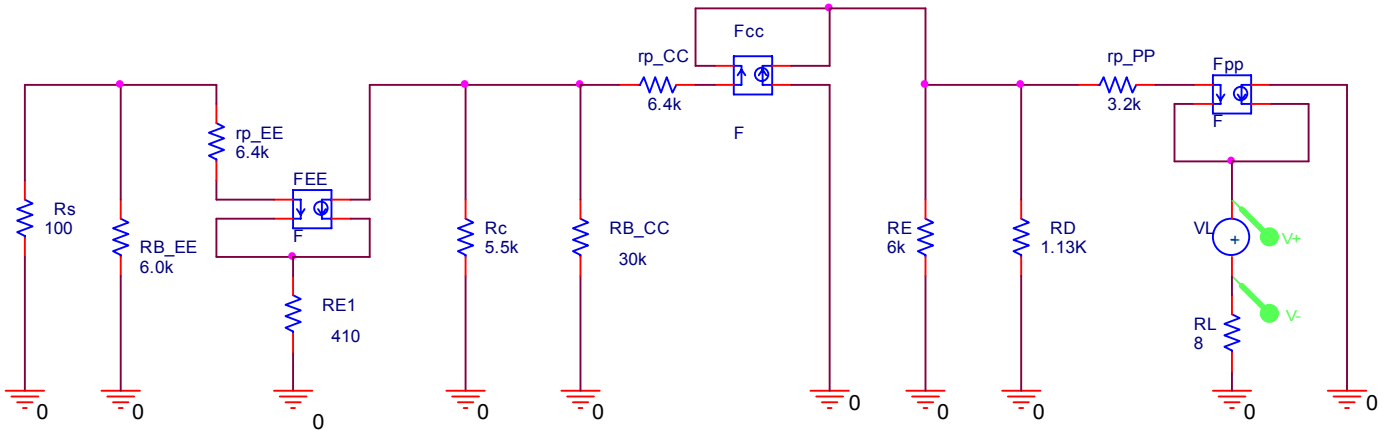
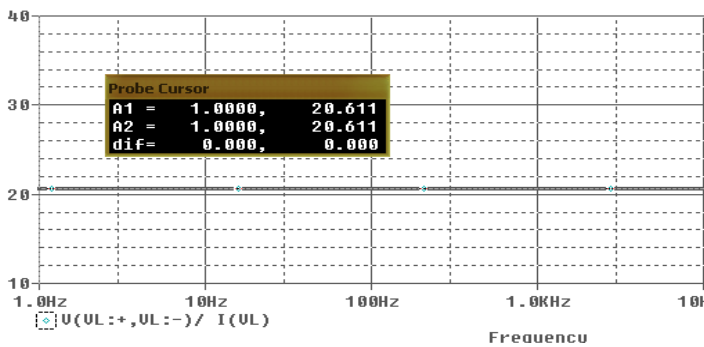


Figura 41: un generatore di prova al posto del condensatore  $C_L$ , fornirà il valore della resistenza visto da quest'ultimo



Quindi poiché  $R_{OPP} = 12.5\Omega$  e  $R_L = 8\Omega$  la serie di queste due resistenze vale:  $R_{OPP} + R_L = 20.5\Omega$ , e la capacità da associare a tale valore affinché la frequenza di taglio di questo condensatore risulti di 20Hz è:

$$C_L = \frac{1}{2\pi f_L (R_L + R_{OPP})} \approx 390 \mu F$$

Figura 42: Il calcolo della resistenza vista da  $C_L$  con SPICE, ha confermato il risultato che ci si aspettava

La capacità  $C_a$  vedrà la resistenza interna del generatore di segnale in serie alla resistenza di ingresso del primo stadio già ricavata, indicando con  $f_a$  la frequenza associata a questo condensatore, diminuiamo il suo valore rispetto alla frequenza di taglio inferiore per far cadere questo polo lontano da quello appena calcolato, si ha:

$$C_a = \frac{1}{2\pi \frac{f_a}{10} (R_s + R_{i(CE)})} \approx 13.7 \mu F$$

essendo  $R_s = 100\Omega$  e  $R_{i(CE)} = 5.7k\Omega$  e quindi  $R_s + R_{i(CE)} = 5.8k\Omega$ .

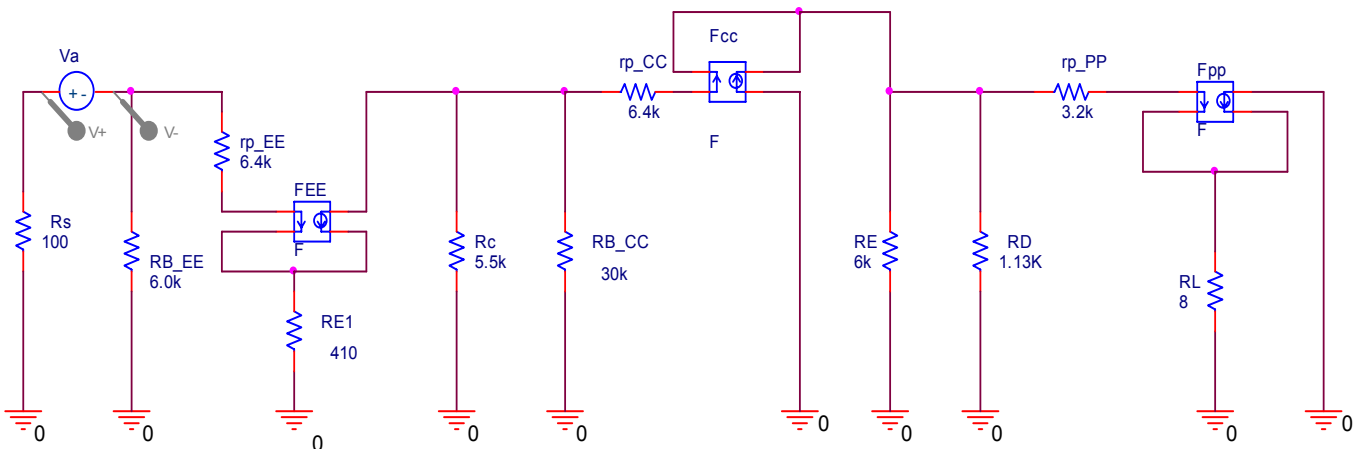
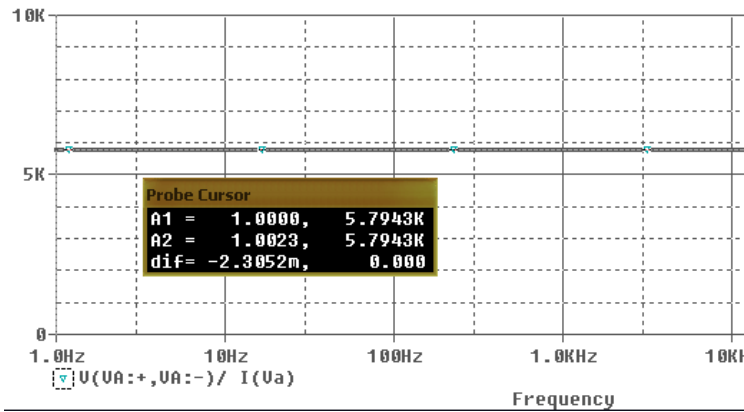
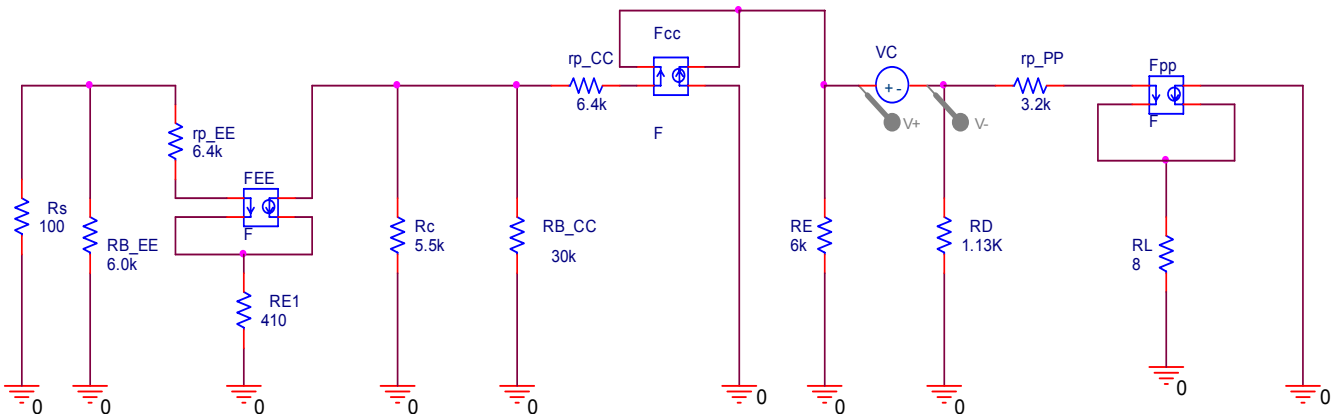


Figura 43: in questo modello il generatore di prova è posto tra la resistenza  $R_s$  interna del generatore e la resistenza di ingresso del primo stadio



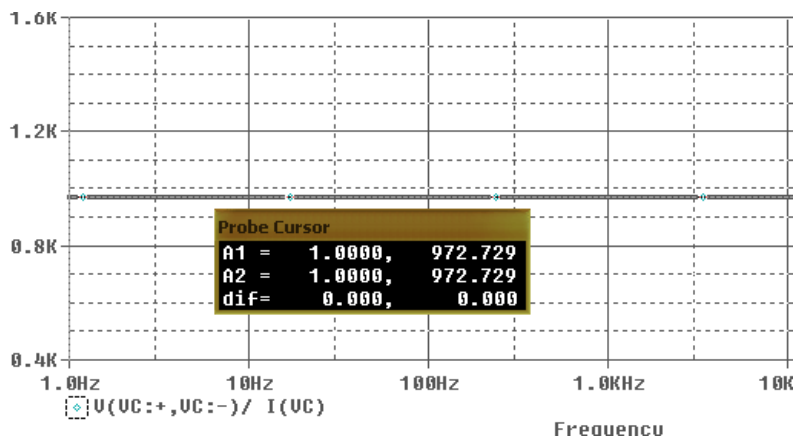
**Figura 44:** la simulazione con SPICE mostra un valore della resistenza vista dal condensatore  $C_a$  del tutto simile a quello calcolato

Il condensatore  $C_C$  a cavallo tra il secondo stadio e lo stadio finale, vedrà la serie tra la resistenza di uscita del collettore comune e la resistenza di ingresso del push-pull. Essendo già in possesso di questi valori ( $R_{oCC} = 25\Omega$  e  $R_{iPP} = 920\Omega$ ) non resta che calcolare la capacità di questo condensatore e verificare che la resistenza che esso vede sia proprio la serie dei due elementi prima indicati:



**Figura 45:** il generatore di prova è posto adesso a cavallo tra il collettore comune ed il push-pull la serie tra resistenza di uscita e resistenza di ingresso tra il secondo e l'ultimo stadio vale:

$$R_{oCC} + R_{iPP} = 945\Omega$$



**Figura 46:** valore della resistenza vista da  $C_C$

quindi è ora possibile il calcolo della capacità del condensatore  $C_C$  ad una frequenza sempre lontana dalla frequenza  $f_L$

$$C_C = \frac{1}{2\pi \frac{f_c}{10} (R_{oCC} + R_{iPP})} \approx 84.2 \mu F$$

L'ultima capacità incidente sulla frequenza di taglio inferiore è la capacità  $C_E$ . Osservando il modello per piccolo segnale è opportuno fare delle considerazioni:

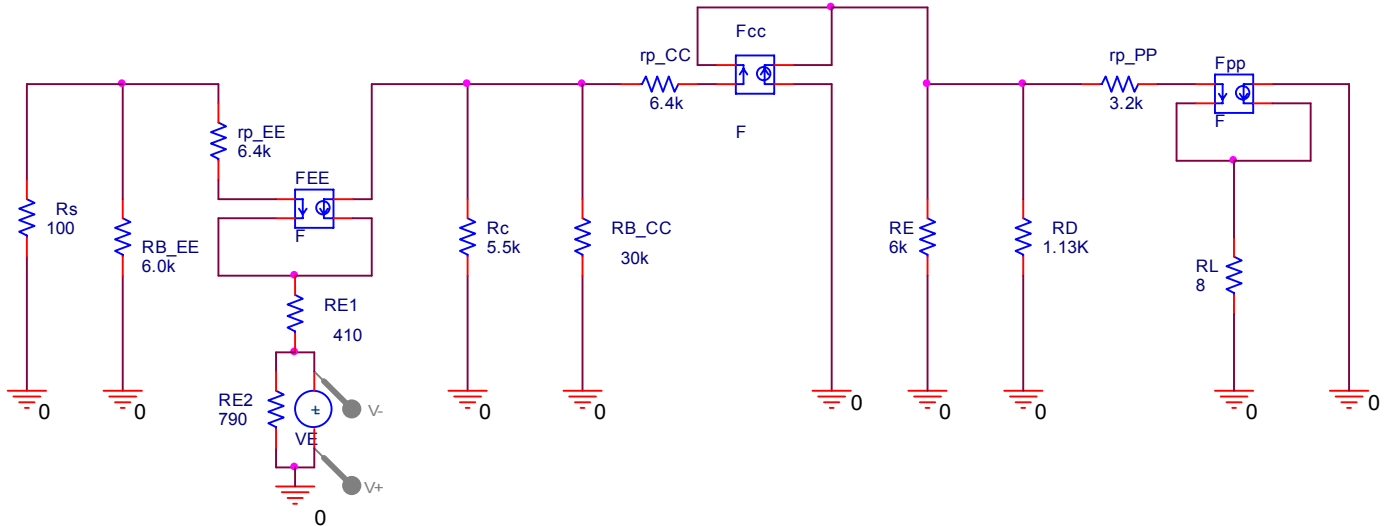


Figura 47: generatore di prova è adesso sull'emettitore del primo stadio

Il condensatore cortocircuitato in ingresso determina un parallelo tra la resistenza  $R_S$  e la resistenza di ingresso dell'emettitore comune,  $R_S \parallel R_{i(CE)} \approx R_S$  essendo quest'ultima di valore molto piccolo. Tale resistenza inoltre finirà in serie con la  $r_\pi$  di questo stadio. Un generatore di prova posto sulla maglia all'ingresso fornirà la tensione sul ramo che insiste sull'emettitore e di conseguenza ci fornirà la resistenza vista dal condensatore  $C_E$ .

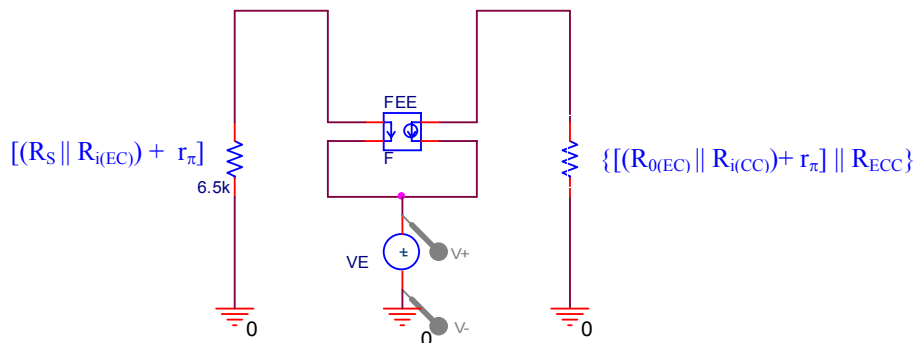


Figura 48: circuito semplificato rispetto al precedente

Ponendo  $R_K = [(R_S \parallel R_{i(CE)}) + r_\pi] = 6.5k\Omega$ , dalla figura si possono ricavare le seguenti relazioni:

$$R_K i_b + v_E = 0 \quad \text{con} \quad i_e = -i_b(\beta + 1) \Leftrightarrow i_b = -\frac{i_e}{(\beta + 1)}$$

quindi

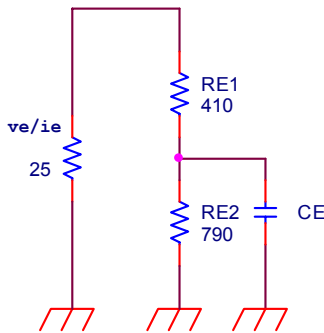
$$v_E = -R_K i_b = \left( \frac{R_K}{(\beta + 1)} \right) i_e \Leftrightarrow \frac{v_E}{i_e} = \frac{R_K}{(\beta + 1)} = 25\Omega$$

Quindi il condensatore vedrà la serie tra la resistenza  $v_E/i_e$  e la resistenza  $R_{E1}$ , posta a sua volta in parallelo alla resistenza  $R_{E2}$ , per un valore che sarà pari a:

$$\left( \frac{v_E}{i_e} + R_{E1} \right) \parallel R_{E2} = R_J = 280.5\Omega$$

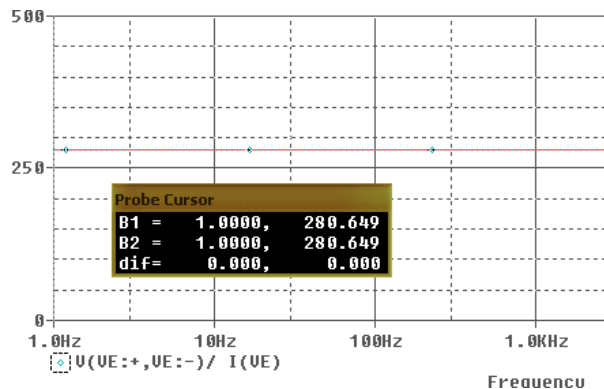
il condensatore  $C_E$  dovrà quindi avere tale capacità:

$$C_E = \frac{1}{2\pi f_E R_J} \approx 306\mu F$$



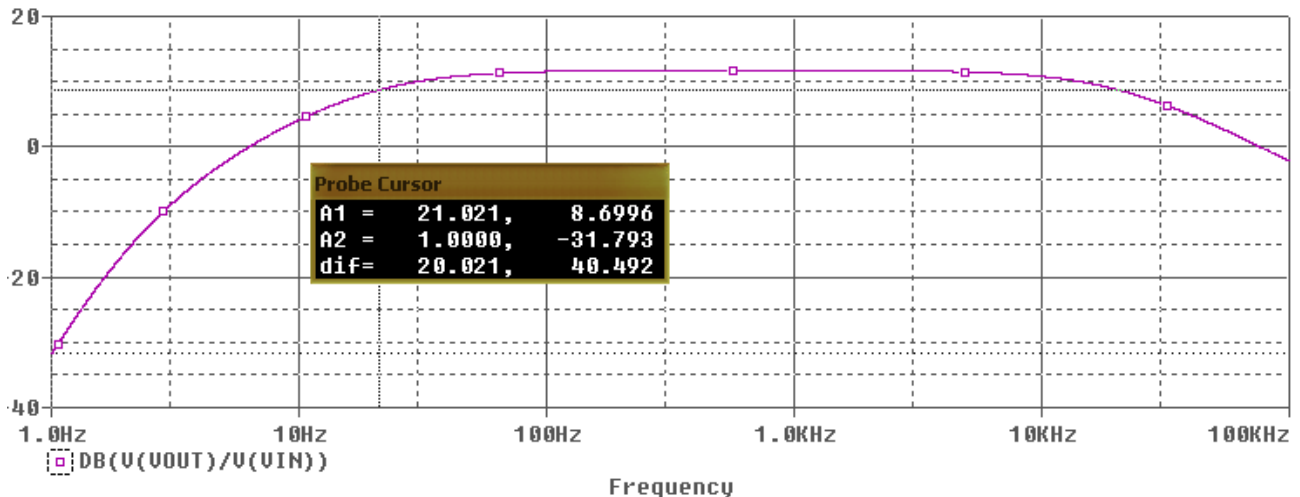
**Figura 49:** circuito equivalente a quello visto dal generatore di prova della figura precedente

Provando a verificare la correttezza del valore della resistenza vista dal condensatore  $C_E$  con SPICE, si trova che è pressoché identico a quello calcolato:



**Figura 50:** analisi svolta sul circuito di figura 46

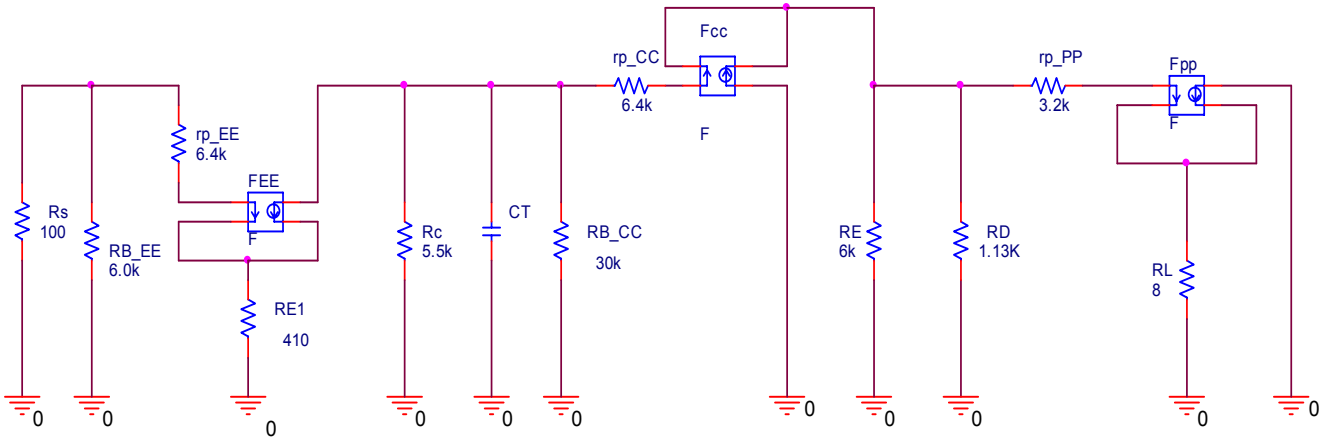
Sostituendo i valori delle capacità trovati nel circuito si figura 38 si può verificare che il limite di banda inferiore sia proprio posto a 20Hz:



**Figura 51:** il limite di banda inferiore ricavato con SPICE è prossimo a quello fissato in fase di progetto

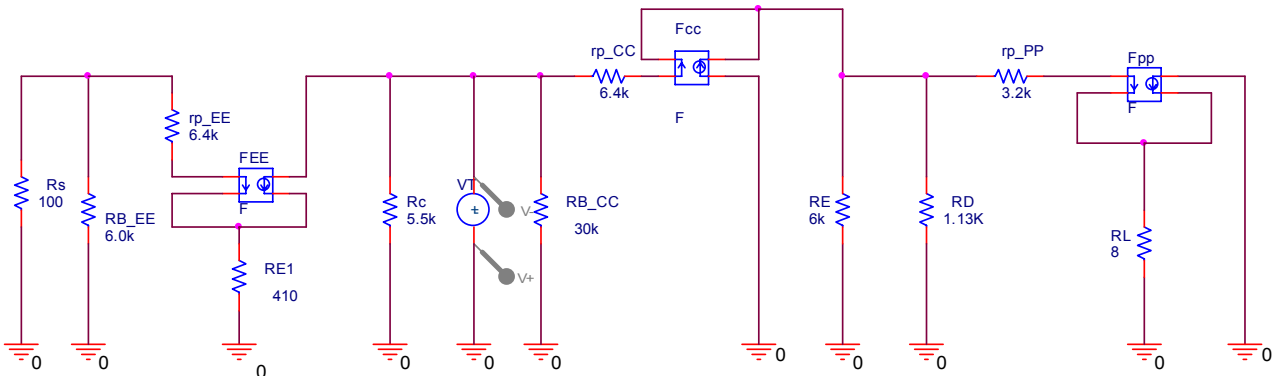
## FREQUENZA DI TAGLIO SUPERIORE

Per frequenze superiori alla frequenza di taglio inferiore, i condensatori  $C_a$ ,  $C_c$ ,  $C_L$ , si possono considerare dei corto circuiti. Il condensatore  $C_T$  posto in parallelo alla resistenza  $R_c$  dell'emettitore comune in figura, dallo studio del modello per piccolo segnale risulta in parallelo tra la resistenza di uscita del primo stadio e quella di ingresso del secondo stadio:

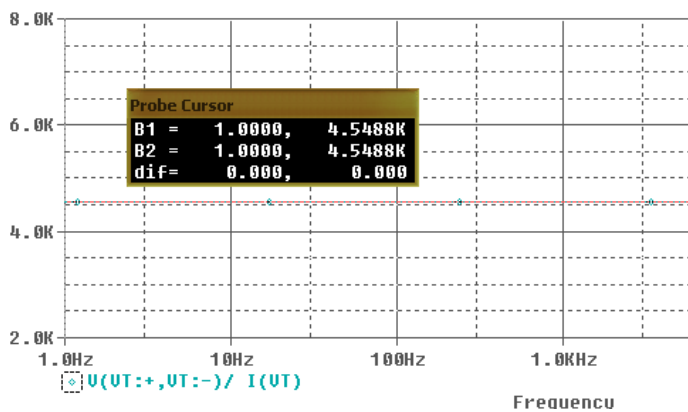


**Figura 52:** il condensatore  $C_T$  è posto tra la resistenza di uscita del primo stadio e quella di ingresso del secondo

essendo  $R_{o(EC)} = 5.5k\Omega$  e  $R_{i(CC)} = 30k\Omega$ , sarà  $R_{o(EC)} \parallel R_{i(CC)} = 4.6k\Omega$ . In effetti la simulazione con SPICE tramite un generatore di prova fornisce a meno di un piccolo scarto proprio questo valore:



**Figura 53:** al condensatore è sostituito il generatore di prova



**Figura 54:** SPICE conferma il valore della resistenza trovata

il condensatore  $C_T$  dovrà quindi avere una capacità di questo ordine:

$$C_T = \frac{1}{2\pi f_H (R_{oEC} \parallel R_{iCC})} \approx 1.7 \text{ nF}$$

Verificando il limite di banda superiore con SPICE con il valore di capacità trovato si ha che la frequenza di taglio superiore ricade sui 21kHz circa

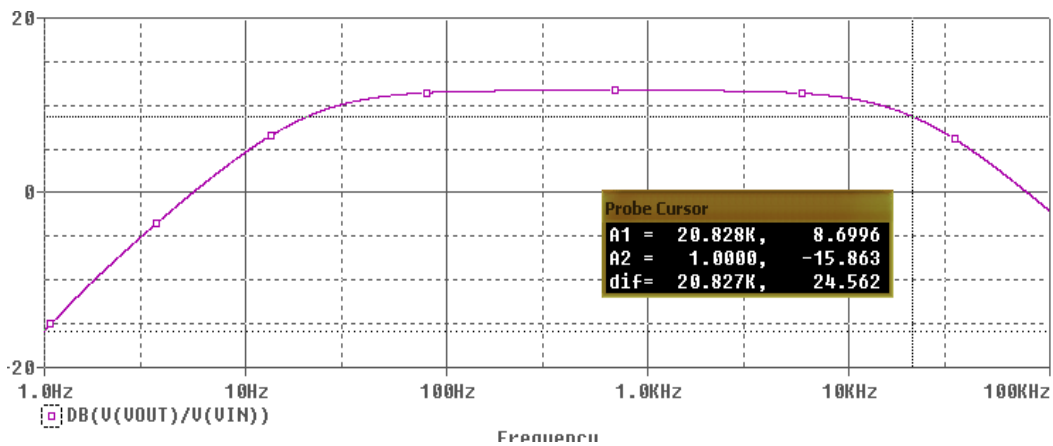


Figura 55: La simulazione con SPICE ha mostrato un valore che si discosta leggermente da quello fissato nelle specifiche progetto

Se si volesse realizzare nel concreto questo amplificatore andrebbero sostituite alle resistenze e ai condensatori i loro valori standard.

### ELENCO DEI VALORI DELLE RESISTENZE STANDARD

1,0 Ohm	1,2 Ohm	1,5 Ohm	1,8 Ohm
2,2 Ohm	2,7 Ohm	3,3 Ohm	3,9 Ohm
4,7 Ohm	5,6 Ohm	6,8 Ohm	8,2 Ohm
10 Ohm	12 Ohm	15 Ohm	18 Ohm
22 Ohm	27 Ohm	33 Ohm	39 Ohm
47 Ohm	56 Ohm	68 Ohm	82 Ohm
100 Ohm	120 Ohm	150 Ohm	180 Ohm
220 Ohm	270 Ohm	330 Ohm	390 Ohm
470 Ohm	560 Ohm	680 Ohm	820 Ohm
1,0 K Ohm	1,2 K Ohm	1,5 K Ohm	1,8 K Ohm
2,2 K Ohm	2,7 K Ohm	3,3 K Ohm	3,9 K Ohm
4,7 K Ohm	5,6 K Ohm	6,8 K Ohm	8,2 K Ohm
10 K Ohm	12 K Ohm	15 K Ohm	18 K Ohm
22 K Ohm	27 K Ohm	33 K Ohm	39 K Ohm
47 K Ohm	56 K Ohm	68 K Ohm	82 K Ohm
100 K Ohm	120 K Ohm	150 K Ohm	180 K Ohm
220 K Ohm	270 K Ohm	330 K Ohm	390 K Ohm
470 K Ohm	560 K Ohm	680 K Ohm	820 K Ohm
1,0 M Ohm	1,2 M Ohm	1,5 M Ohm	1,8 M Ohm
2,2 M Ohm	2,7 M Ohm	3,3 M Ohm	3,9 M Ohm
4,7 M Ohm	5,6 M Ohm	6,8 M Ohm	8,2 M Ohm
10 M Ohm			

### VALORI REALI DELLE RESISTENZE

	VALORI RICAVATI ANALITICAMENTE	VALORE STANDARD PIÙ PROSSIMO
$R_S$	100Ω	100Ω
$R_{IEC}$	40kΩ	39 kΩ
$R_{2EC}$	7.1 kΩ	6.8 kΩ
$R_C$	5.5 kΩ	5.6 kΩ
$RE_{IEC}$	410Ω	390Ω
$RE_{2EC}$	790Ω	820Ω
$RI_{CC}$	54 kΩ	56 kΩ
$R_{2CC}$	66.6 kΩ	68 kΩ
$RE_{CC}$	6 kΩ	5.6 kΩ
$RD_1=RD_2$	2.26 kΩ	2.2 kΩ
$R_L$	8Ω	8.2Ω

### VALORI REALI DEI CONDENSATORI

	VALORI RICAVATI ANALITICAMENTE	VALORE REPERIBILE IN COMMERCIO
$C_a$	13.7μF	Elettrolitico SMD 10uF 16V 85°C 4
$C_c$	84.2μF	Eletr. radiale 100 uF 25V miniatura 037RSM 85°C
$C_L$	390μF	Elettrolitico 330uF-25V RADIALE 10X1
$C_E$	306μF	Elettrolitico 330uF-25V RADIALE 10X1
$C_T$	1.7nf	Poliestere WIMA 1.5nF 63V RM2.5

Modificando il circuito con i valori reali si nota un incremento del guadagno a centro banda e anche delle frequenze di taglio inferiore e superiore, pur rimanendo queste variazioni entro valori accettabili:

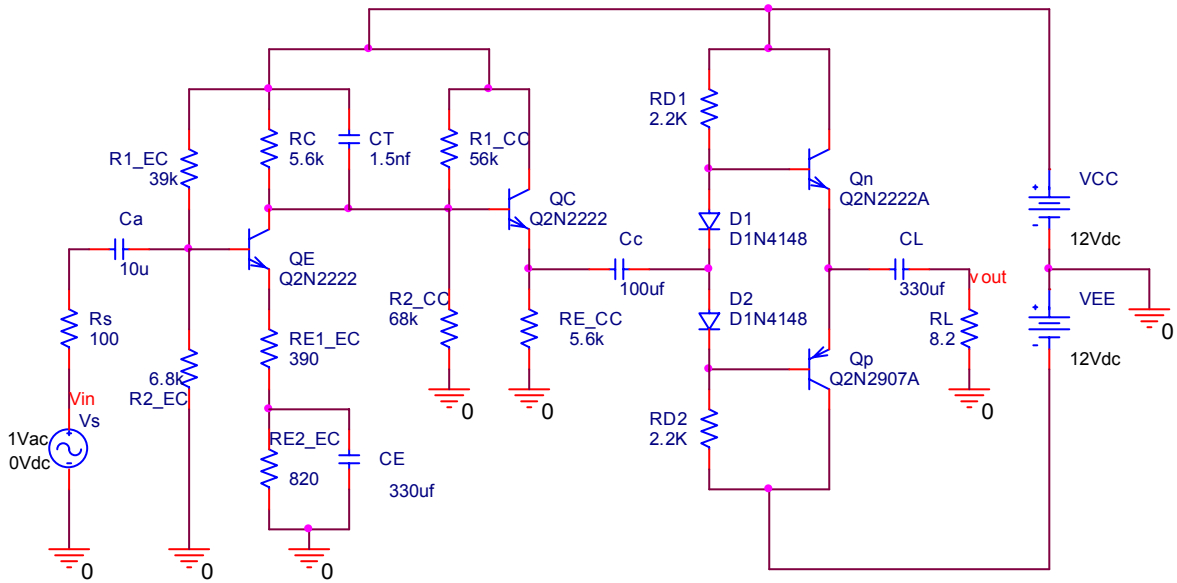


Figura 56: circuito con componenti reali

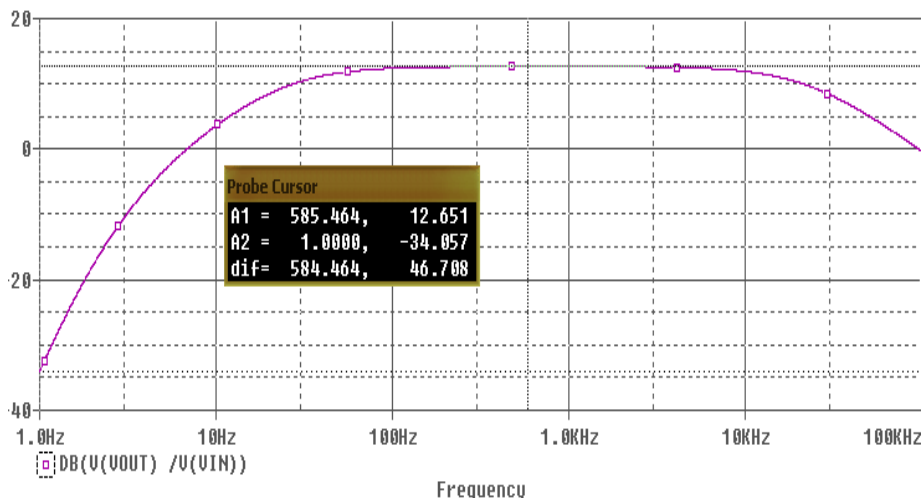


Figura 57: guadagno in decibel del circuito con componenti reali

Le frequenze di taglio superiori e inferiori hanno mostrato invece questi valori:

$$f_L \approx 25\text{Hz}$$

$$f_H \approx 23\text{kHz}$$

Si può concludere così con questi dati reali ricavati, lo studio dell'amplificatore push-pull complementare in classe AB.

# DATA-SHEET

## Diodo 1n48148

### Small Signal Diode (continued)

#### Electrical Characteristics $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Max	Units
$V_R$	Breakdown Voltage	$I_R = 100 \mu\text{A}$ $I_R = 5.0 \mu\text{A}$	100 75		V V
$V_F$	Forward Voltage	1N914B/4448 1N916B 1N914/916/4148 1N914A/916A 1N916B 1N914B/4448	$I_F = 5.0 \text{ mA}$ $I_F = 5.0 \text{ mA}$ $I_F = 10 \text{ mA}$ $I_F = 20 \text{ mA}$ $I_F = 20 \text{ mA}$ $I_F = 100 \text{ mA}$	620 720 630 730 1.0 1.0 1.0 1.0	mV mV V V V V
$I_R$	Reverse Current	$V_R = 20 \text{ V}$ $V_R = 20 \text{ V}, T_A = 150^\circ\text{C}$ $V_R = 75 \text{ V}$		25 50 5.0	nA $\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$
$C_T$	Total Capacitance	1N916A/B/4448 1N914A/B/4148	$V_R = 0, f = 1.0 \text{ MHz}$ $V_R = 0, f = 1.0 \text{ MHz}$	2.0 4.0	pF pF
$t_r$	Reverse Recovery Time	$I_F = 10 \text{ mA}, V_R = 6.0 \text{ V (60mA)},$ $I_R = 1.0 \text{ mA}, R_L = 100\Omega$		4.0	ns

1N/FD/L 914/A/B / 916/A/B / 4148 / 4448

#### Typical Characteristics

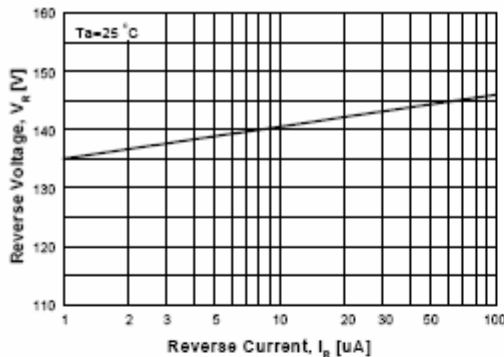


Figure 1. Reverse Voltage vs Reverse Current  
BV - 1.0 to 100  $\mu\text{A}$

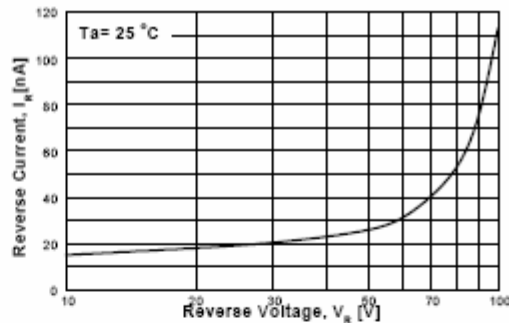


Figure 2. Reverse Current vs Reverse Voltage  
IR - 10 to 100 V

GENERAL RULE: The Reverse Current of a diode will approximately double for every ten (10) Degree C increase in Temperature

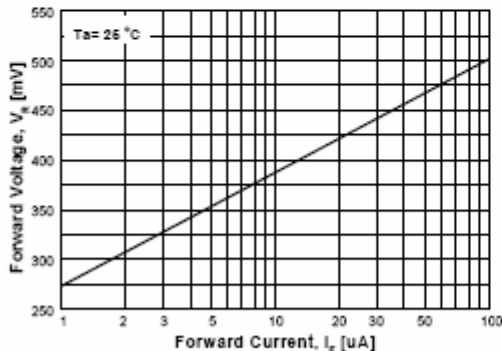


Figure 3. Forward Voltage vs Forward Current  
VF - 1 to 100  $\mu\text{A}$

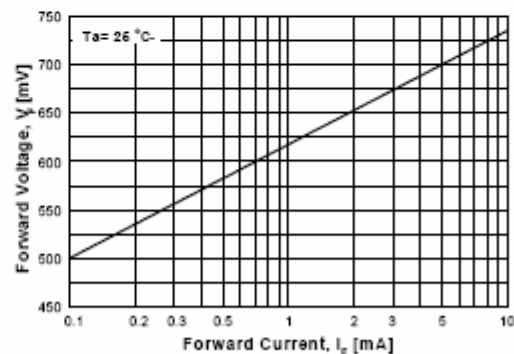


Figure 4. Forward Voltage vs Forward Current  
VF - 0.1 to 10 mA



## PNP General Purpose Amplifier (continued)

PN2907A / MMBT2907A / PZT2907A

### Electrical Characteristics T<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Max	Units
<b>OFF CHARACTERISTICS</b>					
V <sub>BR(CEO)</sub>	Collector-Emitter Breakdown Voltage*	I <sub>C</sub> = 10 mA, I <sub>E</sub> = 0	60		V
V <sub>BR(CBO)</sub>	Collector-Base Breakdown Voltage	I <sub>C</sub> = 10 μA, I <sub>E</sub> = 0	60		V
V <sub>BR(EB0)</sub>	Emitter-Base Breakdown Voltage	I <sub>E</sub> = 10 μA, I <sub>C</sub> = 0	5.0		V
I <sub>B</sub>	Base Cutoff Current	V <sub>CB</sub> = 30 V, V <sub>EB</sub> = 0.5 V		50	nA
I <sub>CEX</sub>	Collector Cutoff Current	V <sub>CE</sub> = 30 V, V <sub>BE</sub> = 0.5 V		50	nA
I <sub>CBO</sub>	Collector Cutoff Current	V <sub>CB</sub> = 50 V, I <sub>E</sub> = 0 V <sub>CB</sub> = 50 V, I <sub>E</sub> = 0, T <sub>A</sub> = 150°C		0.02 20	μA μA

### ON CHARACTERISTICS

h <sub>FE</sub>	DC Current Gain	I <sub>C</sub> = 0.1 mA, V <sub>CE</sub> = 10 V I <sub>C</sub> = 1.0 mA, V <sub>CE</sub> = 10 V I <sub>C</sub> = 10 mA, V <sub>CE</sub> = 10 V I <sub>C</sub> = 150 mA, V <sub>CE</sub> = 10 V* I <sub>C</sub> = 500 mA, V <sub>CE</sub> = 10 V*	75 100 100 100 50	300	
V <sub>CE(sat)</sub>	Collector-Emitter Saturation Voltage*	I <sub>C</sub> = 150 mA, I <sub>B</sub> = 15 mA I <sub>C</sub> = 500 mA, I <sub>B</sub> = 50 mA		0.4 1.6	V V
V <sub>BE(sat)</sub>	Base-Emitter Saturation Voltage	I <sub>C</sub> = 150 mA, I <sub>B</sub> = 15 mA* I <sub>C</sub> = 500 mA, I <sub>B</sub> = 50 mA		1.3 2.6	V V

### SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS

f <sub>T</sub>	Current Gain - Bandwidth Product	I <sub>C</sub> = 50 mA, V <sub>CE</sub> = 20 V, f = 100 MHz	200		MHz
C <sub>obo</sub>	Output Capacitance	V <sub>CB</sub> = 10 V, I <sub>E</sub> = 0, f = 100 kHz		8.0	pF
C <sub>ibo</sub>	Input Capacitance	V <sub>EB</sub> = 2.0 V, I <sub>C</sub> = 0, f = 100 kHz		30	pF

### SWITCHING CHARACTERISTICS

t <sub>on</sub>	Turn-on Time	V <sub>CC</sub> = 30 V, I <sub>C</sub> = 150 mA, I <sub>B1</sub> = 15 mA		45	ns
t <sub>d</sub>	Delay Time			10	ns
t <sub>r</sub>	Rise Time			40	ns
t <sub>off</sub>	Turn-off Time	V <sub>CC</sub> = 6.0 V, I <sub>C</sub> = 150 mA, I <sub>B1</sub> = I <sub>B2</sub> = 15 mA		100	ns
t <sub>s</sub>	Storage Time			80	ns
t <sub>f</sub>	Fall Time			30	ns

\* Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%

NOTE: All voltages (V) and currents (A) are negative polarity for PNP transistors.

### Spice Model

PNP (Is=650.6E-18 Xti=3 Eg=1.11 Vaf=115.7 Bf=231.7 Ne=1.829 Ise=54.81f Ikf=1.079 Xtb=1.5 Br=3.563 Nc=2 Isc=0 Ikr=0 Rc=.715 Cjc=14.76p Mjc=.5383 Vjc=.75 Fc=.5 Cje=19.82p Mje=.3357 Vje=.75 Tr=111.3n Tf=603.7p Itf=.65 Vtf=5 Xtf=1.7 Rb=10)

## NPN General Purpose Amplifier

(continued)

### Electrical Characteristics

$T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Max	Units
<b>OFF CHARACTERISTICS</b>					
$V_{(BR)CEO}$	Collector-Emitter Breakdown Voltage*	$I_C = 10\text{ mA}, I_E = 0$	40		V
$V_{(BR)CBO}$	Collector-Base Breakdown Voltage	$I_C = 10\ \mu\text{A}, I_E = 0$	75		V
$V_{(BR)EBO}$	Emitter-Base Breakdown Voltage	$I_E = 10\ \mu\text{A}, I_C = 0$	6.0		V
$I_{CEX}$	Collector Cutoff Current	$V_{CE} = 60\text{ V}, V_{EB(OFF)} = 3.0\text{ V}$		10	nA
$I_{CBO}$	Collector Cutoff Current	$V_{CB} = 60\text{ V}, I_E = 0$		0.01	$\mu\text{A}$
		$V_{CB} = 60\text{ V}, I_E = 0, T_A = 150^\circ\text{C}$		10	$\mu\text{A}$
$I_{EBO}$	Emitter Cutoff Current	$V_{EB} = 3.0\text{ V}, I_C = 0$		10	nA
$I_{BL}$	Base Cutoff Current	$V_{CE} = 60\text{ V}, V_{EB(OFF)} = 3.0\text{ V}$		20	nA

### ON CHARACTERISTICS

$h_{FE}$	DC Current Gain	$I_C = 0.1\text{ mA}, V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 1.0\text{ mA}, V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 10\text{ mA}, V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 10\text{ mA}, V_{CE} = 10\text{ V}, T_A = -55^\circ\text{C}$ $I_C = 150\text{ mA}, V_{CE} = 10\text{ V}^*$ $I_C = 150\text{ mA}, V_{CE} = 1.0\text{ V}^*$ $I_C = 500\text{ mA}, V_{CE} = 10\text{ V}^*$	35 50 75 35 100 50 40	300	
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage*	$I_C = 150\text{ mA}, I_E = 15\text{ mA}$ $I_C = 500\text{ mA}, I_E = 50\text{ mA}$		0.3 1.0	V
$V_{BE(sat)}$	Base-Emitter Saturation Voltage*	$I_C = 150\text{ mA}, I_E = 15\text{ mA}$ $I_C = 500\text{ mA}, I_E = 50\text{ mA}$	0.6	1.2 2.0	V

### SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS

$f_T$	Current Gain - Bandwidth Product	$I_C = 20\text{ mA}, V_{CE} = 20\text{ V}, f = 100\text{ MHz}$	300		MHz
$C_{obo}$	Output Capacitance	$V_{CB} = 10\text{ V}, I_E = 0, f = 100\text{ kHz}$		8.0	pF
$C_{ibo}$	Input Capacitance	$V_{EB} = 0.5\text{ V}, I_C = 0, f = 100\text{ kHz}$		25	pF
$r_b' C_c$	Collector Base Time Constant	$I_C = 20\text{ mA}, V_{CB} = 20\text{ V}, f = 31.8\text{ MHz}$		150	pS
NF	Noise Figure	$I_C = 100\ \mu\text{A}, V_{CE} = 10\text{ V},$ $R_B = 1.0\text{ k}\Omega, f = 1.0\text{ kHz}$		4.0	dB
$Re(h_{ie})$	Real Part of Common-Emitter High Frequency Input Impedance	$I_C = 20\text{ mA}, V_{CE} = 20\text{ V}, f = 300\text{ MHz}$		60	$\Omega$

### SWITCHING CHARACTERISTICS

$t_d$	Delay Time	$V_{CC} = 30\text{ V}, V_{BE(OFF)} = 0.5\text{ V},$		10	ns
$t_r$	Rise Time	$I_C = 150\text{ mA}, I_{B1} = 15\text{ mA}$		25	ns
$t_s$	Storage Time	$V_{CC} = 30\text{ V}, I_C = 150\text{ mA},$		225	ns
$t_f$	Fall Time	$I_{B1} = I_{B2} = 15\text{ mA}$		60	ns

\* Pulse Test: Pulse Width  $\leq 300\ \mu\text{s}$ , Duty Cycle  $\leq 2.0\%$

### Spice Model

NPN (Is=14.34f Xti=3 Eg=1.11 Vaf=74.03 Bf=255.9 Ne=1.307 Ise=14.34f Ikf=.2847 Xtb=1.5 Br=6.092 Nc=2 Isc=0 Ikr=0 Rc=1 Cjc=7.306p Mjc=.3416 Vjc=.75 Fc=.5 Cje=22.01p Mje=.377 Vje=.75 Tr=46.91n Tf=411.1p Itf=.6 Vtf=1.7 Xtf=3 Rb=10)

PN2222A / MMBT2222A / PZT2222A

## BIBLIOGRAFIA

Per la stesura di questa tesina sono stati utili alla consultazione i seguenti testi:

- **Microelettronica** – J. Millman, A. Grabel (*McGraw-Hill*)
  - *Cap. 10 pp. 450 ÷ 470, Cap. 14 pp. 680 ÷ 683, Cap. 17 pp. 873 ÷ 879*
- **Fondamenti di Elettronica** - M. Rashid (Apogeo)
  - *pp. 690 ÷ 703*
- **Dispense Prof. Marco Panareo** – Facoltà di Ingegneria Informatica – Università degli studi di Lecce:
  - *Transistor bipolare*
  - *Amplificatore push-pull complementare*